

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

Présentée pour l'obtention du **grade de DOCTORAT 3^{ème} Cycle**

En : Génie Electrique

Spécialité : Électrotechnique **Option** : Commande des machines électriques

Par : HORCH MOHAMED

Sujet

Contribution à l'observation et la commande non linéaire d'actionneur électrique asynchrone sans capteur mécanique

Soutenue publiquement, le 08/05/2018, devant le jury composé de :

Mr Cherki Brahim	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
Mr Boumédiène Abdelmadjid	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur
Mr Baghli Lotfi	Professeur	Univ. Tlemcen	Co-Directeur
Mr Abid Mohamed	Professeur	Univ. Sidi Bel Abbas	Examineur 1
Mr Boucherit Mohamed Seghir	Professeur	ENP d'Alger	Examineur 2
Mr Tadjine Mohamed	Professeur	ENP d'Alger	Examineur 3

Dédicace

Je dédie ce travail à la mémoire de mon cher père. Ô Allah bénissez-le avec miséricorde et pardon et accordez-lui Jannah "Amin".

Je le dédie aussi à ma mère, qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils. Qu'Allah la protège.

A Mes sœurs qui n'ont cessé d'être pour moi des exemples de persévérance, de courage et de générosité.

A tous mes amis, dans ma vie sociale et académique.

Mohamed HORCH

إهداء

أهدي هذا العمل إلى روح والدي الطاهرة ، أسأل الله أن يتغمده برحمته ومغفرته ويسكنه فسيح جنانه "أمين"
أهدي هذا العمل أيضا إلى والدي التي كان لها النصيب الأكبر من التضحيات من أجل تربيتنا وتعليمنا، أسأل
الله أن يحفظها.

إلى جميع أخواتي اللواتي لا يزلن لي المثل الأعلى في الأخلاق الفاضلة والتربية الحسنة.

إلى جميع أصدقائي في حياتي الإجتماعية والأكاديمية.

محمد حرش

Remerciements

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du laboratoire LAT (Laboratoire d'Automatique de Tlemcen), à la Faculté de Technologie de l'Université Aboubakr Belkaïd -Tlemcen. Au terme de ce travail, je tiens à exprimer mes remerciements.

En premier lieu, Je commencerais par exprimer ma profonde gratitude envers mon directeur de thèse Monsieur "**Abdelmadjid BOUMEDIENE**", Professeur à l'Université de Tlemcen, pour m'avoir confié ce projet et de l'avoir dirigé. Il n'a jamais manqué de me conseiller et de m'orienter tout au long de ces années de travail. Les nombreuses discussions que nous avons pu avoir, sa très grande disponibilité ainsi que ses précieuses qualités humaines sont pour beaucoup dans les résultats obtenus lors de ce travail. Qu'il trouve ici, l'expression de mon respect et de ma profonde reconnaissance.

J'exprime également ma reconnaissance à l'égard de Monsieur "**Lotfi BAGHLI**", Directeur du Laboratoire d'Automatique de Tlemcen (LAT), Professeur à l'Université de Tlemcen, pour avoir co-encadré cette thèse et pour ses nombreux conseils particulièrement sur les aspects expérimentaux. Qu'il trouve ici, l'expression de mon respect et de ma profonde reconnaissance.

Je remercie Monsieur, "**Brahim CHERKI**", Professeur à l'Université Aboubakr Belkaïd, 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 remercie Monsieur "**Mohamed Abid**", Professeur à l'Université Djillali LIABES de Sidi Bel-Abbés et Messieurs "**Mohamed Seghir BOUCHERIT**" et "**Mohamed TADJINE**", tout deux Professeurs à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger d'avoir accepté d'examiner ce travail, je les remercie pour leur confiance, leurs observations ainsi que leurs remarques pertinentes et constructives.

Finalement, je réserve un remerciement particulier à toutes les personnes qui ont contribué, d'une façon directe ou indirecte, continue ou ponctuelle, à l'achèvement de ce travail.

Mohamed HORCH

Sommaire

Avant-propos	1
Sommaire	3
Liste des figures	7
Liste des tableaux	12
Tables des Notations et Symboles	14

Introduction générale

1. Introduction et Situation Technologique.....	17
2. Problématique, Objectifs.....	17
3. Organisation du rapport de thèse.....	19

Chapitre 1 Modélisation dynamiques de la machine asynchrone triphasée

1.1 La machine asynchrone triphasée.....	21
1.1.1 Présentation de la machine.....	21
1.1.2 Principe de fonctionnement de la machine.....	22
1.1.3 Présentation de la machine dans l'espace électrique.....	22
1.1.4 Mise en équation de la machine asynchrone non saturée dans le repère triphasé.....	23
1.1.5 Les différentes approches de modélisation des machine électriques.....	25
1.1.6 Transformation de référentiel appliquée à la machine asynchrone triphasée.....	26
1.1.7 Transformation généralisée de Park.....	26
1.1.8 Modélisation diphasée de la machine asynchrone.....	31
1.1.9 Modèle d'état non linéaire de de la machine asynchrone triphasée.....	33
1.2 La commande par flux orienté de la machine asynchrone.....	34
1.2.1 La commande par flux orienté de la machine asynchrone.....	35
1.2.2 Méthodes d'orientation du flux rotorique.....	36
1.2.3 Méthode indirecte de la commande vectorielle.....	37
1.3 Machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI.....	37
1.3.1 Description de l'onduleur autonome.....	38
1.3.2 Commande de l'onduleur autonome.....	39
1.4 Conclusion.....	40

Chapitre 2 Observabilité de la machine asynchrone triphasée

2.1 Théorie d'observation.....	41
2.1.1 L'observabilité des systèmes linéaires.....	41
2.1.2 L'observabilité des systèmes non linéaires.....	42
2.2 Observabilité de la machine asynchrone.....	43
2.2.1 Observabilité de la machine asynchrone avec mesure de vitesse.....	43
2.2.2 Observabilité de la machine asynchrone sans mesure de vitesse.....	44

2.3 Droite d'inobservabilité.....	53
2.4 Conditions particulière pour perdre l'observabilité.....	55
2.5 Présentation des Benchmarks proposés.....	55
2.5.1 Profils du Benchmark 1.....	55
2.5.2 Profils du Benchmark 2.....	56
2.7 Conclusion.....	57

Chapitre 3 Commande par mode glissant de la machine asynchrone triphasée

3.1 Théorie de la commande par mode glissant.....	58
3.1.1 Définition des systèmes à structure variable.....	59
3.2 Conception de la commande par mode de glissement.....	61
3.2.1 Choix de la surface de glissement.....	62
3.2.2 Conditions de onvergence.....	63
3.3 Le calcul de la commande.....	63
3.4 Réduction du phénomène de broutement.....	66
3.4.1 Commande douce à deux seuils.....	67
3.4.2 Commande douce à un seul seuil.....	67
3.4.3 Commande douce Smoth.....	68
3.5 Application de la commande par mode de glissement à la machine asynchrone avec pilotage vectoriel.....	68
3.5.1 Cas à deux surfaces.....	69
3.5.2 Cas à quatre surfaces.....	75
3.6 Réglage par mode de glissement de la machine asynchrone avec régulation du flux rotorique en quadrature.....	81
3.7 Réglage par mode de glissement avec l'action intégrale de la machine asynchrone avec pilotage vectoriel.....	89
3.8 Réglage par mode de glissement d'ordre supérieur pour le modèle avec pilotage vectoriel de la machine asynchrone.....	95
3.8.1 Algorithme de Super Twisting.....	96
3.8.2 Application Algorithme de Super Twisting à la machine asynchrone	97
3.9 Conclusion.....	102

Chapitre 4 Commande par Backstepping de la machine asynchrone triphasée

4.1 Le Principe de la commande par Backstepping.....	103
4.1.1 Application du Backstepping pour un système du troisième ordre.....	103
4.2 Réglage par Backstepping avec action intégrale de la machine asynchrone avec pilotage vectoriel.....	107
4.3 Réglage par Backstepping de la machine asynchrone avec régulation du flux rotorique en quadrature.....	113
4.4 Commande Par le Backstepping adaptatif de la machine asynchrone.....	119
4.4.1 Le Principe de la commande par Backstepping adaptatif.....	119
4.4.2 Application du Backstepping adaptatif pour un système du troisième ordre.....	120

4.4.3 Réglage de vitesse de la machine asynchrone par la commande Backstepping adaptative avec pilotage vectoriel.....	122
4.5 La commande hybride backstepping- mode glissant de la machine asynchrone.....	129
4.5.1 Le Principe de la commande hybride.....	129
4.5.2 Réglage par la commande hybride avec pilotage vectoriel de la machine asynchrone.....	129
4.6 Conclusion.....	134

Chapitre 5 Commande directe du couple de la machine asynchrone triphasée

5.1 La commande directe du couple (DTC) classique de la machine asynchrone.....	136
5.1.1 Le principe général de la DTC.....	136
5.1.2 Les estimateurs.....	137
5.2 Amélioration des performances de La DTC de la machine asynchrone.....	138
5.2.1 Effet de la variation de résistance statorique sur la commande DTC.....	138
5.2.2 Estimateur pour la compensation des variations de la résistance statorique.....	138
5.2.3 Correction du phénomène d'ondulation du flux statorique.....	139
5.3 Contrôle direct du couple associée au mode glissant.....	139
5.4 Contrôle direct du couple associée au backstepping.....	145
5.5 Conclusion.....	151

Chapitre 6 Commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone triphasée

6.1 Principe de l'observateur.....	153
6.2 Observateur de Luenberger.....	154
6.2.1 Modélisation de l'observateur adaptatif de Luenberger.....	155
6.2.2 Synthèse des mécanismes d'adaptation.....	157
6.3 Observateur de Luenberger modifié.....	158
6.3.1 Principe et structure de l'observateur adaptatif de Luenberger modifié.....	159
6.3.2 La structure de la loi d'adaptation avec le super twisting algorithm.....	159
6.3.3 Estimation de la résistance rotorique.....	160
6.4 Structure de la DTC associée à la commande par mode glissant sans capteur de vitesse avec l'observateur de Luenberger.....	161
6.5 Observateur associant la techniques mode glissant et MRAS.....	164
6.5.1 Observateur par mode de glissement du flux rotorique.....	164
6.5.2 Estimation de la vitesse par la technique MRAS.....	170
6.6 Structure de la DTC associée à la commande par mode glissant sans capteur de vitesse avec l'observateur hybride mode glissant-MRAS	172
6.7 Conclusion.....	176

Chapitre 7 Validation expérimentale

7.1 Outils de développement et plateforme expérimentale	177
7.1.1 Partie mécanique.....	178
7.1.2 Partie électronique de puissance	178
7.1.3 Partie mesure	179

7.1.4 Partie carte DSPACE 1104	180
7.2 Schéma de connexion de l'ensemble.....	181
7.3 La commande vectorielle indirecte avec avec un régulateur linéaire.....	181
7.3.1 Régulation des courants	182
7.3.2 Régulation de vitesse.....	183
7.3.3 Résultats expérimentaux.....	184
7.4 La commande vectorielle indirecte avec avec un régulateur non linéaire	185
7.4.1 Régulation de vitesse.....	185
7.4.2 Résultats expérimentaux.....	186
7.5 Conclusion.....	186
Conclusion générale et perspectives	
1. Conclusion générale.....	187
2. Perspectives pour de futurs travaux.....	189
References bibliographiques.....	190
Annexes	
Annexe A Commande linéaire.....	200
Annexe B Les indices de performances.....	207
Annexe C Caractéristiques nominales de la machine asynchrone.....	208

Liste des figures

Figure (1-1) Représentation des enroulements d'une MAS triphasée dans l'espace électrique.....	23
Figure (1-2) Transformation de Park pour un enroulement triphasé.....	26
Figure (1-3) Décomposition de la transformation de Park pour un enroulement triphasé.....	30
Figure (1-4) Repérage angulaire du système d'axes (d,q) et (α,β) associé au stator de la MAS.....	31
Figure (1-5) Repérage angulaire du système d'axes (d,q) et (α,β) associé au rotor de la MAS.....	31
Figure (1-6) Principe d'orientation du flux rotorique.....	35
Figure (1-7) Schéma de l'ensemble convertisseurs – machine.....	38
Figure (1-8) Schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation de la machine.....	38
Figure (1-9) Principe et réponses de la méthode de MLI sinus-triangle	39
Figure (1-10) Le schéma de cet onduleur associé à la machine asynchrone.....	40
Figure (2-1) Droite d'inobservabilité dans le plan (C_{em}, Ω).....	54
Figure (2-2) Les Trajectoires et les zones critiques du Benchmark 1.....	56
Figure (2-3) Trajectoires du Benchmark 2.....	56
Figure (3-1) Convergence de la trajectoire d'état vers la surface de commutation grâce à la discontinuité de la commande.....	60
Figure (3-2) Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.....	61
Figure (3-3) Démonstration régime glissant réel.....	64
Figure (3-4) Représentation de la commande discontinue (la fonction signe).....	66
Figure (3-5.a) Représentation de la commande "Sat" à deux seuils.....	67
Figure (3-5.b) Représentation de la commande "Sat" à un seul seuil.....	67
Figure (3-5.c) Représentation de la commande discontinue (la fonction Smooth).....	68
Figure (3-6) Schéma bloc de principe de la commande vectorielle indirecte par mode de glissement cas deux surfaces.....	70
Figure (3-7) Performances sur le Benchmark 1 et le Benchmark 2 de la commande par mode glissant d'ordre un avec deux surfaces - Essai avec paramètres nominaux.....	73
Figure (3-8) Performances sur le Benchmark 1 et le Benchmark 2 de la commande par mode glissant d'ordre un avec deux surfaces de glissement - Essai avec variations de 15% et 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r	74

Figure (3-9) Schéma bloc de principe de la commande vectorielle indirecte par mode glissant cas quatre surfaces.....	75
Figure (3-10) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par mode glissant d'ordre un avec quatre sur-faces - Essai avec paramètres nominaux.....	79
Figure (3-11) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par mode glissant d'ordre un avec quatre surfaces - Essai avec variations de 15% et 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r	80
Figure (3-12) Schéma bloc de principe de la commande par mode glissant de la machine asynchrone avec régulation de flux rotorique en quadrature	82
Figure (3-13) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par mode glissant avec régulation de flux rotorique en quadrature- Essai avec paramètres nominaux.....	87
Figure (3-14) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par mode glissant avec régulation de flux rotorique en quadrature - Essai avec variations de 15% et 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r	88
Figure (3-15) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par mode glissant d'ordre un avec action intégrale (cas quatre surfaces) - Essai avec paramètres nominaux.....	93
Figure (3-16) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par mode glissant d'ordre un avec action intégrale (cas quatre surfaces) - Essai avec variations de 15% et 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r	94
Figure (3-17) Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre 2 (Rég-MGO2) avec l'algorithme de super-twisting.....	97
Figure (3-18) Schéma bloc des régulateurs avec l'algorithme super-twisting.....	98
Figure (3-19) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par mode glissant d'ordre supérieur avec quatre surfaces - Essai avec paramètres nominaux.....	100
Figure (3-20) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par mode glissant d'ordre supérieur (cas quatre surfaces) - Essai avec variations de 15% et 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r	101
Figure (4-1) Schéma bloc de principe de la commande par Backstepping avec pilotage vectoriel indirect.....	107
Figure (4-2) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par backstepping avec action intégrale et pilotage vectoriel - Essai avec paramètres nominaux.....	111
Figure (4-3) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par backstepping avec action intégrale et pilotage vectoriel- Essai avec variations de 15% et 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r	112
Figure (4-4) Schéma bloc de la commande par Backstepping avec régulation du flux rotorique en quadrature de la machine asynchrone.....	113
Figure (4-5) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par Backstepping avec régulation du flux rotorique en quadrature - Essai avec paramètres nominaux.....	117

Figure (4-6) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par backstepping avec régulation du flux rotorique en quadrature - Essai avec variations de 15% et 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r	118
Figure (4-7) Schéma bloc de principe de la commande vectorielle indirecte par Backstepping adaptatif.....	122
Figure (4-8) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par backstepping adaptatif avec modèle vectoriel - Essai avec paramètres nominaux.....	127
Figure (4-9) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par backstepping adaptatif - Essai avec variations de 15% et 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r	128
Figure (4-10) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande hybride backstepping-mode glissant avec pilotage vectoriel de la MAS - Essai avec paramètres nominaux.....	132
Figure (4-11) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande hybride backstepping-mode glissant avec le pilotage vectoriel - Essai avec variations de 15% et 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r	133
Figure (5-1) Schéma structurel du contrôle direct de couple de la machine asynchrone avec régulateur PI de la vitesse.....	137
Figure (5-2) Estimateur PI de la résistance statorique.....	138
Figure (5-3) Estimation de la résistance statorique - Benchmark 1.....	138
Figure (5-4) Schéma de principe de la commande directe du couple associée au mode glissant appliquée à la machine asynchrone.....	139
Figure (5-5) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la DTC associée au mode glissant.....	143
Figure (5-6) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande directe du couple associée au mode glissant - Essai avec variations de 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r	144
Figure (5-7) Schéma de principe de la commande directe du couple associée au backstepping appliquée à la machine asynchrone.....	145
Figure (5-8) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la DTC associée au backstepping.....	149
Figure (5-9) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande directe du couple associée au backstepping - Essai avec variations de 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r	150
Figure (6-1) Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.....	153
Figure (6-2) Schéma fonctionnel de l'observateur adaptatif de Luenberger.....	156
Figure (6-3) Schéma synoptique de l'observateur adaptatif de Luenberger proposé.....	159
Figure (6-4) Schéma synoptique de la loi d'adaptation d'estimation de vitesse avec le super-twisting.....	160
Figure (6-5) Estimation de la résistance statorique et rotorique - Benchmark 1.....	160

Figure (6-6) Schéma de principe de la commande directe du couple par mode glissant d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse avec l'observateur Luenberger.....	161
Figure (6-7) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande directe du couple par modes glissants sans capteur de vitesse avec l'observateur Luenberger - Essai avec paramètres nominaux.....	162
Figure (6-8) Performances sur le Benchmark 1 de l'estimateur Luenberger - Essais avec variations de +30% sur la valeur des résistances R_s et R_r	163
Figure (6-9) Schéma fonctionnel de l'observateur hybride mode glissant-MRAS.....	164
Figure (6-10) Schéma synoptique de l'observateur par mode glissant du flux rotorique.....	169
Figure (6-11) Principe de l'estimation de la vitesse par la technique du MRAS basé sur les flux rotoriques.....	170
Figure (6-12) Schéma de principe de la commande directe du couple associée au mode glissant d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse avec l'observateur hybride mode glissant-MRAS	173
Figure (6-13) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la DTC associée au mode glissant sans capteur de vitesse avec l'observateur mode glissant-MRAS - Essai avec paramètres nominaux.....	174
Figure (6-14) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de l'estimateur mode glissant-MRAS - Essais avec variations de +30% sur la valeur des résistances R_s et R_r	175
Figure (7-1) Banc d'essais MAS.....	177
Figure (7-2) Partie mécanique.....	178
Figure (7-3) Onduleur de tension.....	179
Figure (7-4) carte de mesure.....	179
Figure (7-5) carte DSPACE 1104.....	180
Figure (7-6) Interface graphique du control DESK.....	180
Figure (7-7) Schéma synoptique du banc expérimental.....	181
Figure (7-8) La structure de la commande vectorielle indirecte avec un régulateur linéaire IP de vitesse.....	181
Figure (7-9) La boucle de régulation du courant i_{sq} , structure PI	182
Figure (7-10) La boucle de régulation de la vitesse, structure IP anti saturation.....	183
Figure (7-11) Régulation de vitesse avec un régulateur linéaire IP anti-saturation.....	184
Figure (7-12) La structure de la commande vectorielle indirecte avec un régulateur non linéaire de vitesse.....	185
Figure (7-13) Régulation de vitesse avec un régulateur non linéaire par mode glissant.....	186

Figure (A-1) La structure de la commande vectorielle indirecte avec capteur de vitesse.....	200
Figure (A-2) Schéma bloc de régulation du courant i_{sq}	201
Figure (A-3) Schéma bloc de régulation du courant i_{sd}	202
Figure (A-4) Schéma synoptique du régulateur de vitesse IP	202
Figure (A-5) Schéma bloc de régulation du flux rotorique ϕ_r	203
Figure (A-6) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de l'IRFO - Essais avec paramètres nominaux...	204
Figure (A-7) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande vectorielle indirecte - Essai avec variations de 15% et 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r	205

Liste des tableaux

Tableau (3-1) Paramètres du réglage de vitesse et du flux avec deux surfaces de glissement.....	72
Tableau (3-2) Indices de performance de la commande par mode glissant avec deux surfaces de glissement.....	75
Tableau (3-3) Paramètres du réglage de vitesse avec quatre surfaces.....	78
Tableau (3-4) Indices de performance de la commande par mode glissant avec quatre surfaces.....	81
Tableau (3-5) Paramètres du réglage de vitesse avec régulation du flux rotorique en quadrature.....	86
Tableau (3-6) Indices de performance de la commande par mode glissant avec régulation du flux rotorique en quadrature.....	89
Tableau (3-7) Paramètres du réglage par mode de glissement avec l'action intégrale.....	92
Tableau (3-8) Indices de performance de la commande par mode glissant un avec action intégrale (cas quatre surface) sur le Benchmark 1 et Benchmark 2 avec l'influence de la variation des résistances.....	95
Tableau (3-9) Paramètres du réglage de vitesse par mode de glissement d'ordre supérieur.....	99
Tableau (3-10) Indices de performance de la commande par mode glissant d'ordre supérieur (cas quatre surfaces) sur le Benchmark 1 et Benchmark 2 avec l'influence de la variation des résistances.....	99
Tableau (4-1) Les gains du réglage par backstepping avec l'action intégrale pour la commande de la MAS avec le pilotage vectoriel.....	110
Tableau (4-2) Indices de performance de la commande par backstepping avec le pilotage vectoriel sur le Benchmark 1 et Benchmark 2 avec l'influence de la variation des résistances.....	113
Tableau (4-3) Paramètres du réglage par Backstepping avec régulation du flux rotorique en quadrature.....	116
Tableau (4-4) Indices de performance de la commande par backstepping avec régulation du flux rotorique en quadrature.....	119
Tableau (4-5) Paramètres du réglage de vitesse par backstepping adaptatif.....	126
Tableau (4-6) Indices de performance de la commande par backstepping adaptatif avec le pilotage vectoriel de la machine asynchrone.....	129
Tableau (4-7) Paramètres du réglage de vitesse par commande hybride backstepping- mode glissant.....	131
Tableau (4-8) Indices de performance de la commande hybride backstepping-mode glissant avec le pilotage vectoriel de la MAS.....	134

Tableau (5-1) Paramètres du réglage de vitesse par la commande directe du couple associée au mode glissant.....	142
Tableau (5-2) Indices de performance de la commande directe du couple associée au mode glissant.....	145
Tableau (5-3) Paramètres du réglage de vitesse par la commande directe du couple associée au backstepping.....	148
Tableau (5-4) Indices de performance de la commande directe du couple associée au backstepping.....	151
Tableau (6-1) Indices de performance de la commande directe du couple associée au mode glissant sans cap-teur mécanique avec l'observateur adaptatif de Luenberger modifié.....	164
Tableau (6-2) Les paramètres d'observateur du flux rotorique par mode glissant.....	169
Tableau (6-3) Indices de performance de la commande directe du couple associée au mode glissant sans capteur mécanique avec observateur MRAS-mode glissant.....	175
Tableau (A-1) Indices de performance de la commande vectorielle indirecte.	206

Tables des Notations et Symboles

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

Repère

$\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$	Axes liés aux enroulements triphasés statoriques
$\vec{R}_a, \vec{R}_b, \vec{R}_c$	Axes liés aux enroulements triphasés rotoriques
(d, q)	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme)
(α, β)	Axes de référentiel de Park (fixe au stator)
ψ	position angulaire du rotor par rapport au stator
θ	position angulaire du rotor par rapport au stator
θ_s	position angulaire du stator par rapport à l'axe (d)
θ_r	position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d)

Paramètres de la modélisation de la machine asynchrone

R_s	résistances statorique par phase
R_r	résistances rotorique par phase
L_s	Inductance cyclique statorique
L_r	Inductance cyclique rotorique
L_m	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor)
L_{ss}	Inductances propres d'une phase statorique
L_{rr}	Inductances propres d'une phase rotorique
M_{sr}	Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et phase rotorique
σ	coefficient de dispersion ou (de Blondel)
p	nombre de paires de pôles
J	Moment d'inertie
f_v	Coefficient de frottements visqueux
C_{em}	couple électromagnétique
C_r	couple de charge
T_s	Constante de temps statorique
T_r	Constante de temps rotorique

Grandeurs électriques au stator

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions statoriques triphasées
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$	Tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β)
V_{sd}, V_{sq}	Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q)
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courants statoriques triphasés
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Courants statoriques diphasés dans le repère (α, β)
i_{sd}, i_{sq}	Courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

Grandeurs électriques au rotor

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensions rotoriques triphasées
$V_{r\alpha}, V_{r\beta}$	Tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β)
V_{rd}, V_{rq}	Tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q)
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Courants rotoriques triphasés
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	Courants rotoriques diphasés dans le repère (α, β)
i_{rd}, i_{rq}	Courants rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

Grandeurs magnétiques au stator

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$	Flux magnétiques au stator
$\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$	Flux statoriques diphasés dans le repère (α, β)
ϕ_{sd}, ϕ_{sq}	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

Grandeurs magnétiques au rotor

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$	Flux magnétiques au rotor
$\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$	Flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β)
ϕ_{rd}, ϕ_{rq}	Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

Grandeurs mécaniques

ω	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation
ω_s	Pulsation électrique des grandeurs statoriques
ω_r	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques
ω_g	Pulsation électrique de glissement $(\omega_s - \omega)$
g	Glissement de la vitesse de rotation $(\omega_s - \omega) / \omega_s$
Ω	Vitesse mécanique de rotation (rd/s)

Autres symboles

s	Opérateur de Laplace
P	Transformation de Park
C	Transformation de Concordia
\mathfrak{R}	Transformation de rotation de (90°)
v	Loi de commande
T_e	Période d'échantillonnage
E, V_c	Tension continue à l'entrée de l'onduleur
K_{sr}	Ratio quantifiant la variation des résistances R_s et R_r
x^*	Grandeur de consigne
\hat{x}	Grandeur estimé
\bar{x}	Grandeur d'erreur entre la grandeur réelle et l'estimée
v_{eq}	Grandeurs de commande équivalente
v_n	Grandeurs de commande discontinue

Abréviations

<i>MAS</i>	Machine asynchrone
<i>MCC</i>	Machine à courant continu
<i>PI</i>	Régulateur Proportionnel Intégral
<i>IRFO</i>	Indirect Rotor flux orientation
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<i>SVM</i>	Modulation à MLI vectorielle (Space Vector Modulation)
<i>DSP</i>	Digital Signal Processeur
<i>IAE</i>	Integral of Absolute Value of the Error
<i>ISE</i>	Integral of the Squared Error
<i>DTC</i>	Commande Directe du Couple
<i>MRAS</i>	Commande Adaptative par Modèle de Référence
<i>MC</i>	Mode de convergence
<i>MG</i>	Mode de glissement
<i>MRP</i>	Mode du régime permanent

Introduction générale

1. Introduction et situation technologique

Ces dernières années, le développement de l'électronique de puissance, l'évolution technologique des microcontrôleurs et microprocesseurs et le développement de la théorie de la commande poussent les entraînements à vitesse variable à un niveau de développement sans précédent. On arrive à avoir des systèmes de commande de haute performance avec à la fois plus de fiabilité et un moindre coût.

Dans le domaine de l'électronique de puissance, l'apparition sur le marché de nouveaux interrupteurs de puissance (IGBT, MOSFET) et la mise en œuvre de configurations avec de meilleurs circuits de commutation permettent de concevoir des onduleurs très efficaces à prix compétitifs, pour alimenter des machines asynchrones [Mez-06].

Dans le domaine de la technologie des microprocesseurs, les développements résident dans plusieurs secteurs : processeurs, architectures et mémoires, qui permettent de simuler et d'implanter en temps réel des algorithmes de commande de plus en plus complexes.

Dans l'automatique moderne, plusieurs techniques de commande performantes ont trouvé leurs applications dans une vaste gamme de domaines. En particulier, les deux dernières décennies ont témoigné des grands développements de la commande utilisant l'intelligence artificielle (logique floue, réseaux de neurones et algorithmes génétiques) et les théories de l'automatique moderne (systèmes à structures variables, systèmes multi-variables, systèmes non-linéaires,...) dans les applications techniques [Bos-01].

Grâce à ces développements, les machines asynchrones remplacent de plus en plus les machines à courant continu dans les diverses applications industrielles dans les domaines du transport, de l'industrie. Elles présentent l'avantage d'être robustes, de construction simple et peu coûteuses, par contre, leur commande est beaucoup plus complexe que celle des moteurs à courant continu, ceci est dû à leur forte non linéarité et au couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques. Bien qu'il semble que les techniques de commande pour les machines asynchrones soient déjà avancées, un système de commande pour la machine asynchrone de haute performance, flexible, fiable et peu coûteux reste encore un défi pour les chercheurs et les industriels. C'est dans ce contexte que nous avons commencé le présent travail de recherche.

2. Problématique, Objectifs

En effet, toute commande développée doit, d'une part avoir pour objectif, l'amélioration des performances de la machine asynchrone, la robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres, de l'incertitude liée aux mesures ou estimations (observations) des variables d'états.

Ce n'est qu'au début des années soixante-dix que la commande de la machine asynchrone est devenue facile et réalisable et ce avec l'introduction de la commande vectorielle introduite par Blaschke [Bla-72], basée sur un changement de coordonnées qui permet de réduire la complexité du modèle dynamique

de la machine et d'assurer un découplage en régime établi des deux principales grandeurs (couple, flux). Dans le cas où le flux est maintenu constant (sur l'axe direct), la machine acquiert ainsi un comportement similaire à celui de la machine à courant continu dont les propriétés de découplage sont réalisées naturellement par le biais de l'ensemble balais-collecteur [Bag-99].

Néanmoins, il est à signaler que cette technique de commande basée sur l'orientation du flux rotorique par régulateurs conventionnel (PI), présente l'inconvénient d'être sensible aux variations paramétriques, notamment vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique, comme cette résistance est liée directement à l'évaluation de l'angle d'orientation du flux, une légère variation de celle-ci entraîne une erreur au niveau de l'orientation du référentiel tournant ainsi que des conséquences sur le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique. Cet inconvénient dégrade les performances de la commande.

En effet, le découplage ciblé ne peut être assuré dans les régimes statiques (permanents) quand l'amplitude du flux rotorique est maintenue constante, ce qui présente une contrainte sérieuse tout particulièrement pour les machines asynchrone à grande vitesse.

Pour pallier à ces problèmes, le recours aux techniques de commande non linéaires performantes à savoir la commande à structure variable (la commande par mode de glissement) [Bai-98]-[Cha-93]-[Sab-89], qui est connue pour sa puissance du point de vue rapidité (temps de réponse), de rejet de perturbation et d'insensibilité vis-à-vis des variations paramétriques.

Cette technique possède deux phases successives : Contraindre la variable de contrôle du système à rejoindre une hypersurface le plus rapidement possible, puis de la faire glisser jusqu'à ce qu'elle atteigne un certain point d'équilibre, lors de cette dernière phase, le système est en régime glissant et la dynamique est indépendante des paramètres du système, ainsi que des perturbations, et par conséquent insensible aux variations de ces derniers. L'inconvénient majeur des modes glissants classiques du premier ordre est l'apparition du phénomène de broutement (chattering) [Lev-93]-[Boi-03]-[Fri-01]-[Utk-09]. La cause principale de ce broutement a été identifiée comme étant la présence de dynamiques parasites non modélisées dans le dispositif de commutation. Pour pallier à ce problème, une approche a été proposée : c'est l'utilisation d'algorithmes de commande d'ordre supérieur basé sur l'algorithme Super Twisting [Bar-03]. Cette solution a permis d'atténuer le phénomène de broutement et de garder les propriétés de robustesse et de convergence en temps fini [Orl-03].

La deuxième technique de commande non linéaire est le backstepping, c'est une méthode systématique pour répondre à ce type de problème. Le backstepping a été développé par Kanellakopoulos [Kan-91]. L'arrivée de cette méthode a donné un nouveau souffle à la commande adaptative des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales. Le backstepping se base sur la deuxième méthode de Lyapunov, dont il combine le choix de la fonction énergie avec celui des lois de commande. Ceci lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé [Bou-07].

La commande directe du couple, qui a été proposée par I. Takahashi [Tak-89] au milieu des années 80, apparaît dans la littérature sous le nom de DTC (Direct Torque Control). Cette commande est réalisée par des comparateurs à hystérésis du couple électromagnétique et du flux statorique, et en connaissant la position du vecteur flux statorique, ces trois paramètres qui sont les deux sorties des comparateurs à

hystérésis et la position du vecteur flux statorique sont introduites dans la table de Takahashi afin de générer les séquences de commande de l'onduleur. L'incertitude dans la résistance rotorique n'affecte pas les performances de la DTC, mais la variation de la résistance statorique dans la MAS due aux changements de la température ou lors du fonctionnement à des vitesses réduites, dégrade les performances de la commande directe du couple, parce que la résistance statorique intervient dans l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique [Tou-08]. D'autres inconvénients de la DTC sont la présence des ondulations aux niveaux du flux et le couple électromagnétique, et la variation de la fréquence de commutation, dus à l'utilisation des comparateurs à hystérésis [Tou-08]. Les chercheurs ont alors pensé à des techniques d'amélioration de la DTC. Parmi celles-ci, on cite : La DTC-SVM, DTC-Mode glissant et la DTC-Backstepping.

Que ce soit dans les deux commandes développées classique ou non linéaires, la connaissance des valeurs des variables d'état est exigée. L'utilisation des capteurs encombre l'installation mécanique et introduit une fragilité supplémentaire.

C'est à partir de cette constatation que l'idée d'éliminer le capteur mécanique (codeur incrémental) est née et que les recherches sur la commande sans capteur de la machine asynchrone ont commencé. Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour atteindre ce but. Une grande partie des méthodes proposées est basée sur des observateurs qui dépendent largement du modèle de la machine asynchrone et des estimateurs en boucle ouverte. C'est pour cette raison (dépendance du modèle) que ces techniques échouent à se substituer au codeur incrémental dans le domaine des basses vitesses. D'autres recherches reposent sur la combinaison des techniques et théories modernes incluant les lois adaptatives. Ces techniques ont comme objectif de donner de meilleurs résultats, même dans le domaine des basses vitesses et y compris à l'arrêt. Dans notre travail, nous proposons une nouvelle combinaison pour la réalisation d'observateurs robustes et moins compliqués.

Notre objectif consiste à étudier et appliquer une des techniques modernes dans la commande et l'observation des machines asynchrones afin de réaliser un système de réglage robuste et de haute performance.

Au-delà de cette introduction, le manuscrit de cette thèse est organisé en six chapitres, une conclusion et des annexes, structurés de la façon suivante :

3. Organisation du rapport de thèse

Le premier chapitre est consacré à la modélisation dynamique de la machine asynchrone dans le repère de Park lié au champ tournant et dans le repère de Concordia. Ensuite, nous donnerons un aperçu sur la commande à modulation de largeur d'impulsion de l'onduleur de tension. L'objectif de ce chapitre est de mettre en évidence le problème de couplage au niveau de l'expression du couple électromagnétique.

Dans le second chapitre, nous nous intéressons plus spécifiquement au problème de l'observabilité de la machine asynchrone. Afin de mieux montrer les difficultés de la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone, nous avons choisi deux Benchmarks intégrant les problèmes d'observabilité de la machine asynchrone. A la fin de ce chapitre, nous aborderons la commande vectorielle conventionnelle directe (avec les régulateurs classiques de type Proportionnel Intégral) appliquée à une machine asynchrone alimentée en tension. Dans ce chapitre, nous nous intéresserons de près aux performances de la régulation face aux variations paramétriques de la machine.

Le troisième chapitre concerne la commande par mode de glissement avec surface de commutation non linéaire. D'abord, nous présenterons le concept général de mode de glissant. Puis, nous aborderons la commande de la machine asynchrone par cette technique, pour concevoir un régulateur de vitesse, en synthétisant la commande selon le modèle réduit non-linéaire obtenu par orientation du flux rotorique. Deux approches seront étudiées. La première, d'ordre deux, permet une limitation indirecte du courant statorique par le biais des tensions d'alimentation. Dans la deuxième approche, nous utiliserons la structure en cascade en vue d'une limitation directe du courant statorique. Ensuite, nous utiliserons le modèle non linéaire complet c'est dire avec régulation du flux rotorique en quadrature. A la fin de ce chapitre, afin de réduire le phénomène de broutement, nous allons appliquer la commande par mode glissant d'ordre supérieur basée sur l'algorithme du Super Twisting.

Le quatrième chapitre traite la commande non linéaire par Backstepping classique appliquée à la machine asynchrone. Et pour pallier aux variations paramétriques de la machine nous utilisons la technique du Backstepping adaptatif, c'est une méthode qui résulte de la fusion de la synthèse adaptative par Lyapunov et de la technique récursive du Backstepping classique. Et pour bénéficier des avantages de chaque commande non linéaire utilisée auparavant, une hybridation entre elles sera traitée dans la dernière partie de ce chapitre, telle que le Backstepping-mode glissant avec onduleur deux niveaux à MLI sinus-triangle.

Concernant le cinquième chapitre, il fait l'objet d'une application de la commande directe du couple ainsi que les techniques d'amélioration de cette commande tels que la DTC-backstepping et la DTC-mode glissant.

Le sixième Chapitre est consacré à l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone à l'aide d'observateurs d'état non-linéaires et adaptatifs de Luenberger. Dans un premier temps, le principe de l'observateur adaptatif est présenté. Une seconde version de cet observateur est développée avec un mécanisme d'adaptation intégrant l'algorithme du Super Twisting, pour réaliser un observateur hybride. La deuxième méthode combine les techniques Backstepping et MRAS pour l'estimation de la vitesse et du flux rotorique. Les grandeurs ainsi estimées serviront à l'établissement de la commande DTC-mode glissant de la machine. Finalement, Les performances de ces deux estimateurs de vitesse seront testées en simulation sous les conditions de fonctionnement imposées par les deux Benchmarks proposés.

Dans le dernier chapitre nous présenterons d'abord le banc d'essai du laboratoire d'automatique LAT à Cuffies et ensuite les résultats de la validation expérimentale des techniques de commande linéaire et non linéaire avec une étude comparative de leurs performances.

Enfin, le travail entrepris sera achevé par une conclusion générale et des perspectives pour les futurs travaux de recherches.

Chapitre 1 Modélisation dynamiques de la machine asynchrone triphasée

La commande appropriée d'un processus consiste à trouver un modèle mathématique qui représente convenablement le comportement effectif du processus, pour les machines électriques tournantes, la modélisation (mise en équations) consiste à rassembler les connaissances du comportement dynamique des phénomènes physiques mis en jeu tel que la structure électromécanique (la machine électrique), la structure électrique (l'alimentation électrique) et de la structure mécanique (la masse tournante, le couple résistant, le frottement visqueux) ce qui conduit à faire plusieurs modèles qui sont caractérisées par la nature et le nombre de leurs variables d'état d'entrée et de sortie. En effet, le problème de modélisation est très important pour la conception et l'analyse des performances statiques et dynamiques d'un processus. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique, et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande.

Le présent chapitre est consacré dans un premier temps à la description de la machine asynchrone, ensuite présenté les différents modèles d'état non linéaires qui seront utilisés dans cette thèse.

1.1 La machine asynchrone triphasée

1.1.1 Présentation de la machine

La machine asynchrone, connue également sous le terme anglo-saxon "induction machine". La MAS est une machine électrique à courant alternatif fonctionne en moteur ou en génératrice, elle comporte deux parties distinctes, séparées par un entrefer de faible épaisseur et respectivement appelées stator et rotor [Wil-01]-[Ger-00]-[Car-95].

Le stator se compose d'une armature en acier qui entoure un noyau cylindrique creux constitué de minces tôles d'acier traitées au silicium pour réduire l'hystérésis et les pertes par courants de Foucault à l'intérieur de laquelle se trouve de multiples encoches recevant un enroulement triphasé (bobinage statorique) alimenté par le réseau. Cet enroulement, triphasé à p paires de pôles est composé de conducteurs en fils de cuivre et peut être couplé en étoile ou en triangle [Wil-01]-[Ger-00].

Le rotor est monté sur un arbre, constitué d'un empilage de tôles minces. Deux grandes catégories de machines asynchrone apparaissent selon la structure de leur rotor qui peut être bobiné ou à cage [Bol-02]-[Lap-07].

Rotor bobiné (à bagues) contient un enroulement similaire à celui du stator (triphase). Le bobinage rotorique est toujours couplé en étoile, est connecté à trois bagues isolées sur lesquelles frottent des balais en charbon. Ce mode d'exécution permet la mise en série avec des phases du rotor un rhéostat externe est inclus dans le circuit du rotor pour obtenir un couple de démarrage de la machine (augmente le couple électromagnétique et diminue l'intensité absorbée).

Rotor à cage (d'écoreuil) porte un enroulement, constitué de barres en aluminium qui sont généralement inclinées afin de réduire les harmoniques d'encoches, toutes ces barres sont reliées à chaque extrémité par des anneaux métalliques en court-circuit. L'ensemble forme une cage d'écoreuil.

1.1.2 Principe de fonctionnement de la machine

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone repose sur les lois d'électromagnétique. L'application symétrique d'une tension triphasée de pulsation ω_s aux enroulements statoriques crée un champ magnétique statorique tournant à la vitesse dite de synchronisme. Ce qui entraîne la création d'un courant triphasé de pulsation ω_r , L'interaction selon loi de Laplace et de Lorentz entre le champ statorique et le courant rotorique provoque ainsi la création d'une force (couple électromagnétique), qui s'exerce sur le rotor et le fait tourner à la vitesse électrique ω . Nous obtenons, finalement, la relation interne de la machine asynchrone [Mez- 06] :

$$\omega_s = \omega + \omega_r \quad (1.1)$$

1.1.3 Présentation de la machine dans l'espace électrique

L'analyse d'une machine asynchrone réelle avec sa géométrie propre des enroulements triphasés répartis ou concentré est très complexe, donc dans ce contexte on peut faire une étude de la machine avec trois enroulements identiques pour les phases du stator ($\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$) régulièrement déphasées dans l'espace d'un angle de $2\pi/3$, la phase \vec{S}_a est prise comme référence angulaire et enroulements identiques pour les phases de rotor court-circuitées sur elles-mêmes et qui sont également décalées dans l'espace d'un angle de $2\pi/3$. Ces bobinages sont reliés à une source de tensions triphasée alternatives.

La machine asynchrone est représentée à la figure (1-1), par ces six enroulements dans l'espace électrique. L'angle θ repère l'axe de la phase rotorique de référence \vec{R}_a par rapport à l'axe magnétique fixe de la phase statorique de référence \vec{S}_a . L'angle électrique θ est égal à l'angle mécanique multiplié par le nombre p de paires de pôles par phase, d'où la vitesse angulaire de rotation :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (1.2)$$

Les grandeurs instantanées des phases a , b et c statoriques sont respectivement écrites sous la forme vectorielle suivante :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; \quad [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Pour les enroulements du rotor les vecteurs des tensions, courants et flux, sont décrits par :

$$[V_r] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; \quad [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

La structure de principe de la machine asynchrone triphasée est illustrée par la figure (1-1).

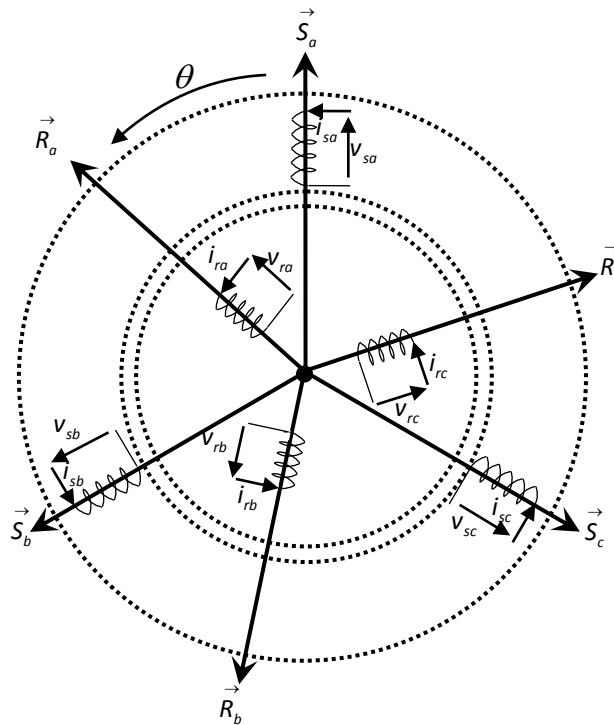


Figure (1-1) Représentation des enroulements d'une machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

1.1.4 Mise en équation de la machine asynchrone non saturée dans le repère triphasé

L'analyse d'une machine asynchrone réelle avec leur géométrie propre des enroulements triphasés répartis ou concentré est très complexe, donc dans ce contexte on peut faire une étude de la machine avec trois types d'équations :

- Equations électriques.
- Equations magnétiques.
- Equation mécanique.

A. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine à induction triphasé généralement utilisé, repose sur des hypothèses simplificatrices, nous les rappelons brièvement ci-dessous [Cha-90]-[Led-09]-[Hug-05] :

- La construction géométrique de la machine est considéré symétrique et équilibrée (égalité des résistances et des inductances statoriques et rotoriques).
- Les circuits magnétiques sont considérés non-saturés et parfaitement feuilleté (ce qui permet d'exprimer les flux comme des fonctions linéaires des courants).
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est supposée sinusoïdale (on ne considère que le premier harmonique de l'espace de la distribution de la force magnétomotrice).
- Les pertes fer dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault seront négligées.
- L'effet d'encoche et de peau sont négligés, l'entrefer étant d'épaisseur et de perméabilité constante.

B. Equations électriques

Selon la loi de Faraday [Mez-06] dans la machine asynchrone le flux totalisé ϕ défini selon la normale orientée \vec{n} traverse la résistance R d'un des six enroulements statorique ou rotorique est représenté à la

figure (1-1). Ce flux est le siège d'une force électromotrice (f.e.m). La loi des mailles s'exprime par la relation suivante :

$$V = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (1.5)$$

On déduit pour l'ensemble des phases, les équations de tensions des phases statoriques et rotoriques s'écrivent :

- Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \left(\frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Où :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \left(\frac{d}{dt} \right) [\phi_{sabc}]$$

- Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \left(\frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Où :

$$[v_{rabc}] = [0] = [R_r][i_{rabc}] + \left(\frac{d}{dt} \right) [\phi_{rabc}]$$

C. Equations magnétiques

Les équations du flux sont décrits sous la forme matricielle suivante :

$$[\phi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (1.8)$$

Et :

$$[\phi_{rabc}] = [M_{rs}][i_{sabc}] + [L_{rr}][i_{rabc}] \quad (1.9)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_{ss} & m_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & l_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & m_{ss} & l_{ss} \end{bmatrix}; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_{rr} & m_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & l_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & m_{rr} & l_{rr} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{2}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{2}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{2}) & c \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{2}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{2}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{2}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

En utilisant les équations de tensions statoriques et rotoriques (1.6), (1.7) ainsi les relations des flux magnétiques qui traversent ces phases (1.8) et (1.9), nous obtenons les équations matricielles des tensions de phases :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right) \{ [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \} \quad (1.10)$$

Et :

$$[v_{rabc}] = [0] = [R_r][i_{rabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right) \{ [M_{rs}][i_{sabc}] + [L_{rr}][i_{rabc}] \} \quad (1.11)$$

D. Equation mécanique

L'équation générale du couple électromagnétique qui est la dérivée de l'expression de la co-énergie et qui s'exprime par [Seg-94] :

$$C_{em} = [i_{sabc}]^T \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right\} [i_{rabc}] \quad (1.12)$$

Les équations, (1.10), (1.11) et (1.12) présentent deux inconvénients majeurs :

- Un nombre important de variables couplées entre elles.
- La dépendance des matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ de l'angle de rotation.

Donc pour remédier à ce problème, on cherche des transformations des variables triphasés de la machine asynchrone (tension, courant, flux, couple) permettant de passer du repère triphasé de la machine réelle à un repère triphasé fixe ou tournant par rapport au stator. Cette transformation est basée sur la théorie des deux axes [Kra-86].

1.1.5 Les différentes approches de modélisation des machine électriques

La modélisation des machines électriques se fait généralement en utilisant les trois approches suivantes [Bas-01] :

- La modélisation de Park.
- La modélisation par réseaux de perméances.
- La modélisation par éléments finis.

A. La modélisation de Park

Ce type de modélisation est élaboré à partir des équations mathématiques de la machine électrique pour un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Vu la simplicité et l'adaptation de cette formulation algébrique à l'exécution des algorithmes de commande, nous l'utiliserons dans notre travail de recherche.

B. La modélisation par réseaux de perméances

La modélisation par réseaux de perméances également connu sous la méthode des réseaux de réluctances a été développé comme un moyen d'analyse électrique des dispositifs électromagnétiques (les machine), cela repose à modéliser le circuit magnétique de la machine par un schéma électrique équivalent elle permet d'obtenir une bonne précision avec un minimum de temps de calcul, et elle peut contribuer à l'estimation des paramètres de la machine le principale inconvénient c'est au niveau de la représentation de l'entrefer de la machine. Cette approche est intermédiaire entre la modélisation de Park et la modélisation par éléments fini.

C. La modélisation par éléments fini

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes numériques les plus utilisées actuellement pour modéliser d'une manière plus précise et résoudre d'une manière efficace les équations différentielles aux dérivées partielles des systèmes électromagnétiques. Cette méthode prend en considération la géométrie de la machine et le problème de couplage entre les grandeurs électriques, mécaniques, et magnétiques, son principe est de discrétiser le domaine d'étude en de multiples éléments puis de résoudre localement.

1.1.6 Transformation de référentiel appliquée à la machine asynchrone triphasée

La machine asynchrone comporte six enroulements statorique et rotorique, donc la modélisation conduit à un système de six équations différentielles et non linéaire, la résolution de ce système d'équations à six inconnus serait déjà difficile. D'autre part en régime transitoire, les équations différentielles de la machine asynchrone tournante contiennent des termes à coefficients périodiques (varient en fonction du temps) et couplées entre elles électriquement et magnétiquement provenant des mutuelles inductances. Pour surmonter cette difficulté, la transformation de Park s'impose comme alternative pour l'obtention d'un modèle équivalent plus simple et éliminer la dépendance des variable du système du temps (coefficients constants) par la transformation des enroulements triphasés de la machine en enroulements orthogonaux.

1.1.7 Transformation généralisée de Park

La transformation de Park est connue généralement par le référentiel à deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif.

L'application de cette transformation à la machine asynchrone est effectuée par un changement simple de variables exprimant une transformation des variables triphasées (abc) des enroulements réels (E) en un système de référence arbitraire deux enroulements orthogonaux (dq), peut être schématisé par la figure (1-2) [Kra-86]-[Bar-82].

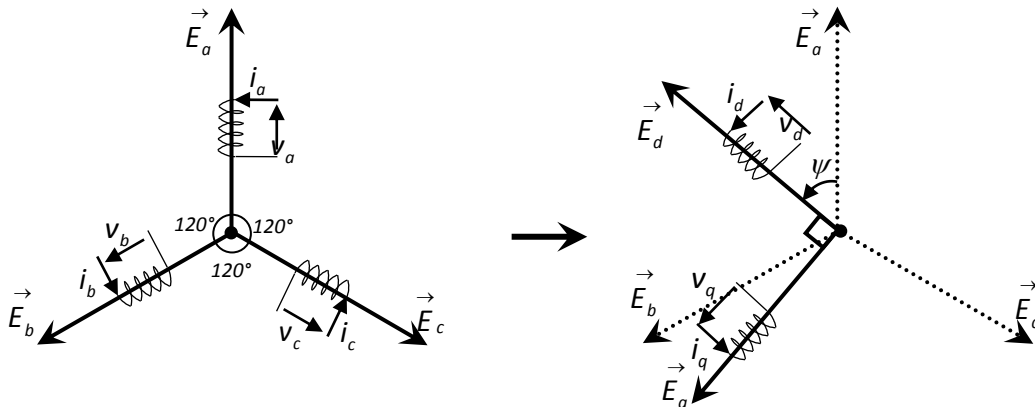


Figure (1-2) Transformation de Park pour un enroulement triphasé.

La transformation de Park des grandeurs du référentiel $(\vec{E}_a, \vec{E}_b, \vec{E}_c)$ en grandeurs dans le référentiel (\vec{E}_d, \vec{E}_q) [Bar-82].

A. Propriétés

- En écriture matricielle, nous pouvons écrire :

$$[E_{dqh}] = [P(\psi)][E_{abc}] \quad (1.13)$$

Avec :

$$[P(\psi)] = \frac{2}{3k_0} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2k_0} & \frac{1}{2k_0} & \frac{1}{2k_0} \end{bmatrix}$$

- La transformation inverse s'écrit :

$$[E_{abc}] = [P(\psi)]^{-1} [E_{dqh}] \quad (1.14)$$

Avec :

$$[P(\psi)]^{-1} = k_1 \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & k_0 \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & k_0 \\ \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) & k_0 \end{bmatrix}$$

Et :

$$[E_{abc}]^T = [e_a \ e_b \ e_c]; \quad [E_{dqh}]^T = [e_d \ e_q \ e_h]$$

Où :

E : représenter un enroulement triphasé de tensions, de courants, de flux ou de charges.

e_h : est la composante homopolaire associée au système triphasé.

e_d : est la composante directe associée au système triphasé.

e_q : est la composante en quadrature associée au système triphasé.

B. Transformation orthogonale de Park

La transformation orthogonale de Park est souvent utilisée dans les problèmes de commande des machines électriques. Elle conserve l'invariance de la puissance, mais pas les amplitudes, nous devons vérifier l'égalité mathématique :

$$[P(\psi)]^{-1} = [P(\psi)]^T \quad (1.15)$$

Donc pour que la transformation (1.15) soit orthogonale, il faut choisir :

$$k_1 = \sqrt{2/3}$$

Et :

$$k_0 = 1/\sqrt{2}$$

Par conséquent :

$$[P(\psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Comme cette transformation est orthogonale, la matrice inverse est égale à la transposée, elle s'écrit :

$$[P(\psi)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

C. Transformation non orthogonale de Park

Transformation non orthogonale de Park est généralement utilisée dans la modélisation des machines synchrones de moyennes et grandes puissances. Elle conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple, cette transformation est caractérisée par les coefficients suivants :

$$k_1 = 1$$

Et :

$$k_0 = 1$$

Donc cette transformation s'écrit :

$$[P(\psi)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

Et la transformation inverse est :

$$[P(\psi)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 1 \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

D. La décomposition de la Transformation Park

- *La transformation de Concordia :*

Lorsque la valeur zéro est attribuée à l'angle de rotation ψ la transformation orthogonale de Park, ainsi particularisée, porte le nom « transformation de Concordia », les axes (d, q) sont habituellement désignés par (α, β) . Cette transformation sera retenue dans l'étude du chapitre 6 sans capteur mécanique (les observateurs). Pour le passage d'un système diphasé (α, β) vers un système triphasé (a, b, c) :

$$[E_{\alpha\beta h}] = [C][E_{abc}] \quad (1.20)$$

Avec :

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

Pour le retour d'un système triphasé (a, b, c) vers un système diphasé (α, β) :

$$[E_{abc}] = [C]^{-1}[E_{\alpha\beta h}] \quad (1.21)$$

- *La transformation de Clarke :*

Lorsque utilise la transformation non-orthogonale de Park avec la valeur zéro attribuée à l'angle de rotation ψ , la transformation résultante, est nommée « transformation de Clarke ». Pour le passage d'un système triphasé (a, b, c) vers un système diphasé (α, β) :

$$[E_{\alpha\beta h}] = [C][E_{abc}] \quad (1.22)$$

Avec :

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

Ainsi la transformation inverse est exprimée :

$$[E_{abc}] = [C]^{-1} [E_{\alpha\beta h}] \tag{1.23}$$

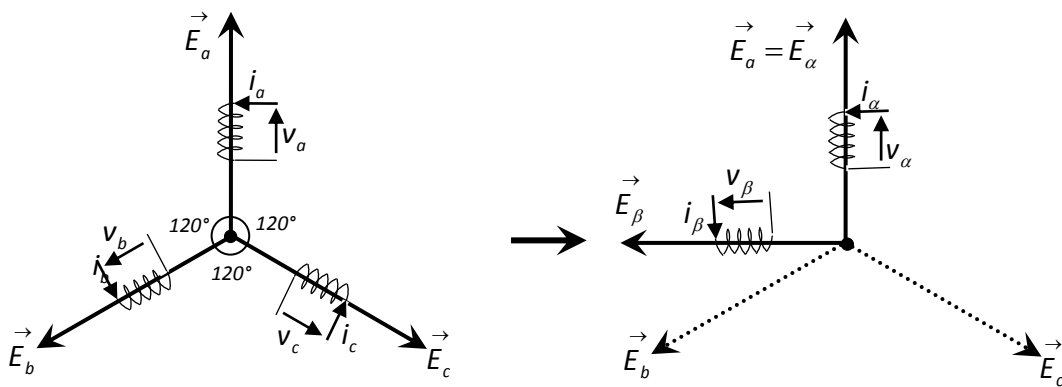


Figure (1-3) Décomposition de la transformation de Park pour un enroulement triphasé.

Le passage d'axes (d, q) aux axes (α, β) s'effectue tout simplement au moyen de la matrice de rotation $[\mathfrak{R}(\psi)]$ de sorte que :

$$[E_{dqh}] = [\mathfrak{R}(\psi)] [E_{\alpha\beta h}] \tag{1.24}$$

Avec :

$$[\mathfrak{R}(\psi)] = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) & 0 \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Nous supposons que notre système est équilibré, la composante homopolaire e_h est nulle donc nous utiliserons dans le reste de notre travail que les composantes (d, q) et (α, β) :

$$[E_{dq}] = [\mathfrak{R}(\psi)] [E_{\alpha\beta}] \tag{1.25}$$

Avec :

$$[\mathfrak{R}(\psi)] = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix}$$

1.1.8 Modélisation diphasée de la machine asynchrone

A. La transformation de Park des grandeurs statorique et rotorique

Nous savons que le système d'équations du modèle de la machine asynchrone est très complexe et non linéaire, car certains coefficients des matrices des inductances dépendent ou varient avec l'angle de rotation θ [Bar-87]-[Bol-02]-[Can-00]-[Cha-90]-[Hug-05]-[Stu-00]. Pour rendre les coefficients du système d'équations du modèle indépendantes de θ , il nous faut donc appliquer la transformation de Park [Par 29].

Cette approche nous permet de transformer les enroulements statoriques ($\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$) en enroulements orthogonaux (\vec{S}_d, \vec{S}_q) et même les enroulements rotoriques ($\vec{R}_a, \vec{R}_b, \vec{R}_c$) en enroulements orthogonaux (\vec{R}_d, \vec{R}_q). En effet, deux transformations sont définies à partir de la matrice de Park, dans laquelle l'angle θ est remplacé par l'angle électrique θ_s pour les grandeurs statoriques et par l'angle électrique θ_r pour celle du rotor. Ainsi que θ_s et θ_r sont liés naturellement à θ par la relation suivante :

$$\theta_s - \theta_r = \theta \tag{1.26}$$

Les figures (1-4) et (1-5) permettent de définir les divers référentiels et les relations spatiales qui les lient.

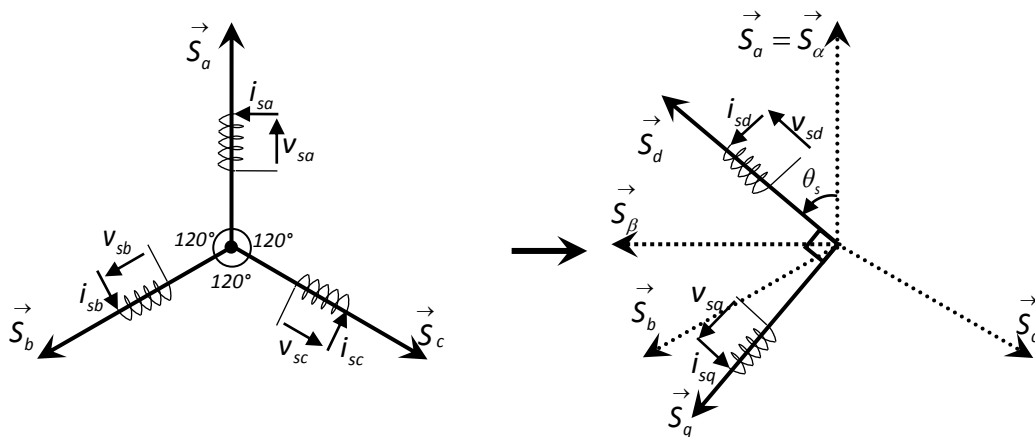


Figure (1-4) Repérage angulaire du système d'axes (d,q) et (α,β) associé au stator de la MAS.

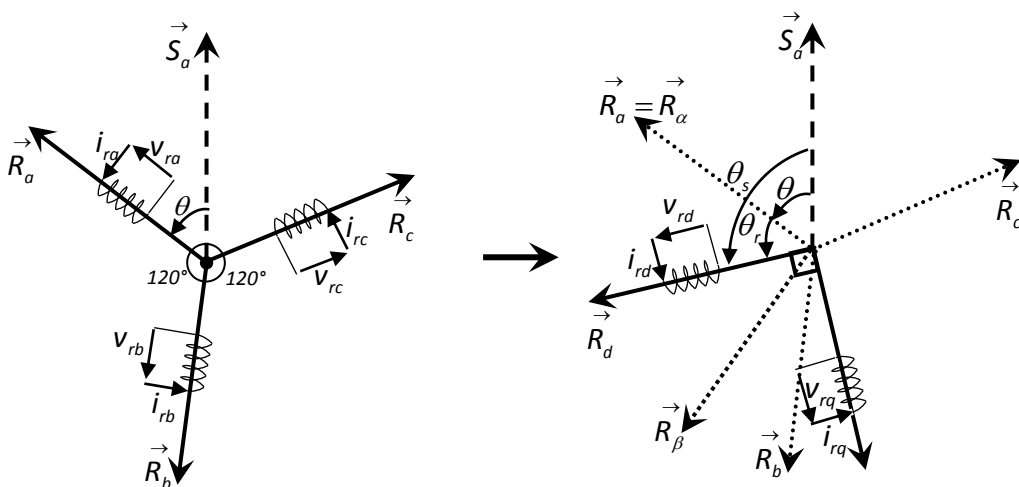


Figure (1-5) Repérage angulaire du système d'axes (d,q) et (α,β) associé au rotor de la MAS.

B. Equations électriques et magnétiques dans le repère de Park

- *Les équations électriques :*

À partir des équations du stator et du rotor de (1.6) et (1.7), nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned}
 v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\
 v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\
 v_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \omega_r \phi_{rq} = 0 \\
 v_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + \omega_r \phi_{rd} = 0
 \end{aligned} \tag{1.27}$$

- *Les équations magnétiques :*

Nous appliquons la transformation de Park aux équations de flux et de courants (1.8) et (1.9), nous trouvons les relations électromagnétiques direct et en quadrature de la machine :

$$\begin{aligned}
 \phi_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\
 \phi_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\
 \phi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\
 \phi_{rq} &= L_s i_{rq} + L_m i_{sq}
 \end{aligned} \tag{1.28}$$

Où :

$$\begin{aligned}
 i_{sd} &= \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{sd} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{rd} \\
 i_{sq} &= \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{sq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{rq}
 \end{aligned} \tag{1.29}$$

Et :

$$\begin{aligned}
 i_{rd} &= \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{rd} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{sd} \\
 i_{rq} &= \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{rq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{sq}
 \end{aligned} \tag{1.30}$$

Avec :

$$L_s = l_{ss} - m_{ss}; \quad L_r = l_{rr} - m_{rr}; \quad L_m = \frac{3}{2} m_{sr}$$

- *L'équation mécanique :*

Après l'application de la transformation de Park sur l'expression de la co-énergie qui s'exprime par l'équation (1.12), nous aboutissons à l'expression du couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = p L_m (i_{rd} i_{sq} - i_{sd} i_{rq}) \tag{1.31}$$

En utilisant les équations (1.28), (1.29) et (1.30) dans l'équation (1.31), nous pouvons faire intervenir les flux rotoriques et nous obtenons alors :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (1.32)$$

L'équation (1.32) montre que le couple est proportionnel à un produit vectoriel représentant une expression non linéaire.

Le modèle (1.27) de la machine asynchrone doit être complété aussi par l'équation mécanique suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + C_f = C_{em} - C_r \quad (1.33)$$

1.1.9 Modèle d'état non linéaire de de la machine asynchrone triphasée

Il existe plusieurs représentations d'état de la machine asynchrone, elles diffèrent entre elles par le choix qui dépend généralement des objectifs à atteindre (commande, observation et identification). La représentation d'état consiste à définir le choix du référentiel de travail ainsi que le type de vecteur d'état x , le vecteur d'entrée u et le vecteur de sortie y . Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les tensions statoriques et le couple de charge (perturbation) sont considérées comme des variables du vecteur d'entrée. Le vecteur d'état est composé des grandeurs électriques (courants), grandeurs magnétiques, et grandeur mécanique (vitesse). On choisit comme vecteur de sortie mesuré les courants statoriques puisque Le flux de la machine asynchrone est difficilement accessible. Dans le cas de la commande avec capteur de vitesse, la vitesse peut être considérée comme une variable de sortie.

En tenant compte les équations (1.27), (1.28), (1.31) et (1.32), on peut définir le modèle de la machine asynchrone sous forme d'une représentation d'état telle que :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g.u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (1.34)$$

A. Modèle d'état dans le référentiel tournant généralisé (d,q)

Dans ce repère, le vecteur d'état x , le vecteur d'entrée u et le vecteur de sortie y sont définis par [Can-00]-[Cha-90]-[Leo-96]-[Stu-00] :

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq} \quad \Omega]^T; \quad u = [u_{sd} \quad u_{sq} \quad C_r]; \quad y = [i_{sd} \quad i_{sq}] \quad (1.35)$$

Le modèle non linéaire d'état d'ordre 5 de la machine asynchrone dans le référentiel synchrone est :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\phi}_{rd} \\ \dot{\phi}_{rq} \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + a_2 \phi_{rd} + a_3 p \Omega \phi_{rq} \\ -\omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} - a_3 p \Omega \phi_{rd} + a_2 \phi_{rq} \\ a_4 i_{sd} - a_5 \phi_{rd} + (\omega_s - p \Omega) \phi_{rq} \\ a_4 i_{sq} - (\omega_s - p \Omega) \phi_{rd} - a_5 \phi_{rq} \\ a_6 (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) - a_7 \Omega - a_8 C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

Les paramètres a_1 , a_2 , a_3 , a_4 , a_5 , a_6 , σ et b sont définis par:

$$a_1 = -b.(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2}.R_r), \quad a_2 = \frac{L_m.R_r}{(\sigma.L_s.L_r^2)}, \quad a_3 = \frac{L_m}{(\sigma.L_s.L_r)}, \quad a_4 = \frac{L_m.R_r}{L_r}, \quad a_5 = \frac{R_r}{L_r}, \quad a_6 = \frac{\rho.L_m}{J.L_r}, \quad a_7 = \frac{f_v}{J}, \quad a_8 = \frac{1}{J},$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s.L_r}, \quad b = \frac{1}{\sigma.L_s}$$

A. Modèle d'état dans le repère fixe lié au stator (α, β)

Le modèle d'état non linéaire dans le repère fixe (α, β) lié au stator se déduit directement du modèle (d, q) de l'équation (1.36), en imposant l'angle de projection θ_s ainsi que sa dérivée égale à zéro ($\dot{\theta}_s = \omega_s$). Le vecteur d'état x , le vecteur d'entrée u et le vecteur de sortie y pour ce repère sont respectivement [Can-00]-[Cha-90]-[Leo-96]-[Stu-00] :

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta} \quad \Omega]^T; \quad u = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta} \quad C_r]; \quad y = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}] \quad (1.37)$$

Le modèle d'état est :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{r\alpha} \\ \dot{\phi}_{r\beta} \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 i_{s\alpha} + a_2 \phi_{r\alpha} + a_3 \rho \Omega \phi_{r\beta} \\ a_1 i_{s\beta} - a_3 \rho \Omega \phi_{r\alpha} + a_2 \phi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\alpha} - a_5 \phi_{r\alpha} - \rho \Omega \phi_{r\beta} \\ a_4 i_{s\beta} + \rho \Omega \phi_{r\alpha} - a_5 \phi_{r\beta} \\ a_6 (i_{s\beta} \phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \phi_{r\beta}) - a_7 \Omega - a_8 C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

Il est important de remarquer que, vu la présence de la vitesse dans les équations, les modèles DE LA MACHINE asynchrone définis dans les deux repères sont non-linéaires.

1.2 La commande par flux orienté de la machine asynchrone

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables internes de la machine comme le flux et le couple.

Une méthode de commande classique consiste à contrôler le couple par l'action sur le glissement et le flux par le rapport de la tension d'alimentation, c'est la commande scalaire. Toutefois, ce type de commande ne peut pas donner des performances dynamiques appréciables à cause du manque de connaissance de cette quantité à priori [Mer-04].

En 1971, Blaschke a proposé une nouvelle théorie de commande par flux orienté qui permet d'assimiler la MAS à une machine à courant continu [Mer-04].

La commande d'une machine à courant continu est effectuée simplement en pilotant deux courants continus. Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de telle manière que l'axe de la force électromotrice de l'induit établit un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelle que soit la vitesse de rotation de la machine.

De ce fait, le couple est proportionnel au produit du flux d'inducteur et du courant d'induit. Dans le cas d'une machine à excitation séparée, si l'on maintient le flux inducteur constant, le couple peut être contrôlé aussi rapidement que le courant induit peut l'être [Mer-04] :

$$C_{em} = K \phi_e I_a \quad (1.39)$$

Avec :

$$K = \frac{N}{2\pi}$$

N : Nombre des conducteurs actifs de l'induit.

I_a : Courant circulant dans l'induit.

ϕ_e : Flux inducteur.

Par contre, le cas d'une machine asynchrone sa formule du couple électromagnétique est beaucoup plus complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu ou le découplage naturelle entre le flux et celui du couple rend sa commande aisée [Bag-99].

$$C_{em} = a_6 (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \tag{1.40}$$

D'après la proposition de Blaschke [Bla-72], on peut maîtriser ces difficultés en introduisant des coordonnées de champ, la dynamique d'une MAS sera ramenée à celle d'une machine à courant continu via la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

Cette technique permet d'obtenir un contrôle de flux et un contrôle de couple découplés comme une machine à courant continu à excitation séparée. Ce découplage permet d'obtenir de très bonnes réponses de l'entraînement en régime dynamique.

1.2.1 Principe de la commande par flux orienté de la machine asynchrone

Dans la machine asynchrone, le principe d'orientation consiste à aligner le flux rotorique sur l'axe direct du repère de Park, figure (1-6) [Ker-99].

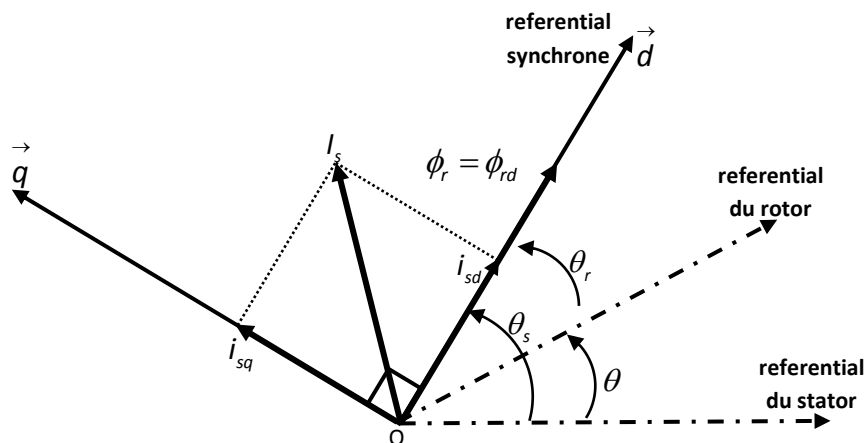


Figure (1-6) Principe d'orientation du flux rotorique.

Donc :

$$\phi_{dr} = \phi_r \tag{1.41}$$

Et :

$$\phi_{qr} = 0 \tag{1.42}$$

Le système (1-36) devient :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\phi}_r \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + a_2 \phi_r \\ -\omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} - a_3 p \Omega \phi_r \\ a_4 i_{sd} - a_5 \phi_r \\ a_6 (i_{sq} \phi_r) - a_7 \Omega - a_8 C_r \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

Après transformation de Laplace, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \phi_r = \frac{L_m}{1 + T_r s} i_{sd} \\ C_{em} = \frac{p L_m}{L_r} \phi_r i_{sq} \end{cases} \quad (1.44)$$

Avec :

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

D'après les équations (2.30), nous constatons qu'il est possible d'agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes du courant statorique i_{sd} et i_{sq} .

La position angulaire θ_s du référentiel synchrone i_{sd} par rapport au référentiel statorique est obtenue par :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (1.45)$$

Avec :

$$\omega_s = \omega + \omega_g$$

Et :

$$\omega_g = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\phi_r}$$

1.2.2 Méthodes d'orientation du flux rotorique

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

En effet, deux méthodes de la commande vectorielle peuvent être distinguées [Mez-06].

- La méthode directe (en anglais : Direct Field Oriented Control ou DFOC) : Dans la commande vectorielle directe, la connaissance du flux rotorique (module et argument) est requise pour assurer le découplage entre le couple et le flux. En effet, la position du flux rotorique θ_s est calculée algébriquement à partir de l'information sur le flux rotoriques :

$$\theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}} \right) \quad (1.46)$$

- La méthode indirecte (en anglais : Indirect Field Oriented Control ou IFOC) : Dans la commande vectorielle indirecte, la position du flux rotorique θ_s est donné par la relation suivante :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega + \frac{L_m R_r}{L_r \phi_r} i_{sq} \quad (1.47)$$

Dans cette section, nous sommes intéressés à la méthode indirecte de la commande vectorielle.

1.2.3 Méthode indirecte de la commande vectorielle

La commande vectorielle indirecte consiste à mesurer ou estimer le flux rotorique, cette technique offre l'avantage d'être peu sensible aux variations paramétriques mais nécessite dans la machine un capteur des f.e.m(s) généralement fragile et coûteux.

Dans le cas de l'estimation, la commande devient très sensible à ces variations dues à la saturation magnétique et à l'élévation de la température dans la machine.

Afin de déterminer la position et l'amplitude du flux rotorique, l'idée de BLASCHKE est de mesurer le flux dans la machine asynchrone à l'aide d'un bobinage supplémentaire ou d'un capteur à effet Hall précédemment placé sous les dents du stator, ce qui nécessite une construction spécial de la machine.

Ces dispositifs sont mécaniquement fragiles, et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères comme les vibrations et les échauffements. Ainsi, la machine perd ses principaux avantages tels que, la robustesse et la simplicité de construction [Gre-97].

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

On utilise souvent le modèle de la machine pour déterminer la position et le module du flux. Une approche simple consiste à intégrer les équations du modèle rotorique simplifié suivant :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \phi_r &= \alpha_4 \cdot i_{sd} - \alpha_5 \cdot \phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \theta_s &= \omega + \frac{L_m}{T_r \phi_r} i_{sq} \end{aligned} \quad (1.48)$$

1.3 Machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI

Pour les entraînements à vitesses variable des machines asynchrones, on utilise souvent des onduleurs de tension. L'ensemble d'un entraînement électrique comporte :

- Un réseau triphasé et un redresseur d'entrée.
- Un filtre comportant une forte capacité ce qui réduit l'ondulation de la tension.
- Un onduleur de tension.
- La machine asynchrone et une charge mécanique.

Le schéma de l'association convertisseurs statiques – machine asynchrone est donné par la figure (1-7) :

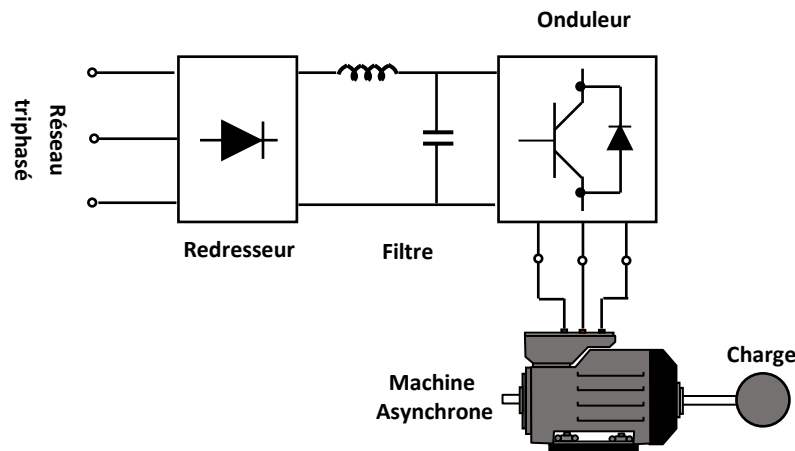


Figure (1-7) Schéma de l'ensemble convertisseurs – machine.

Le schéma détaillé des convertisseurs statique assurant l'alimentation de la machine est représenté par la figure suivante :

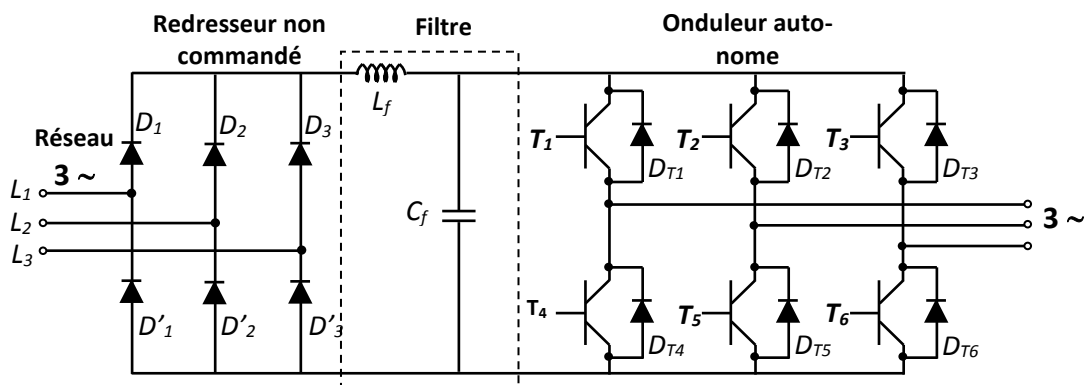


Figure (1-8) Schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation de la machine.

Dans notre étude, on considère un onduleur triphasé à deux niveaux de tension à base d'IGBT, à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), qui est modélisé par des interrupteurs parfaits à commutation instantanée. Le point milieu de la source de tension est fictif.

1.3.1 Description de l'onduleur autonome

L'onduleur de tension est un convertisseur statique d'énergie électrique qui assure la conversion d'une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif. Il permet de reconstituer les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe. La puissance maximale de l'onduleur transmise reste à déterminer par les caractéristiques propres de la machine. Le schéma de cet onduleur est donné dans la figure (1-10).

Les semi-conducteurs ordinairement utilisés dans la structure de l'onduleur pour alimenter une machine de faible puissance sont généralement des IGBT commandés à des fréquences de commutation comprises entre 5 et 40 kHz.

L'onduleur est considéré comme une source de tension parfaite, présente une impédance interne négligeable. L'onduleur triphasé à deux niveaux se compose de trois bras symétriques et chaque bras est relié à une alimentation continue et constitué chacun de deux interrupteurs bidirectionnels en série (cellule de commutation), Chaque interrupteur est composé d'un transistor "IGBT", et d'une diode (on les appelle les diodes flottantes) montée en tête bêche. Les deux interrupteurs de chaque branche de l'onduleur sont commandés de façon complémentaire, en appliquant une modulation de largeur d'impulsion (MLI). Elle transforme les trois tensions de référence provenant de la commande en signaux de mise en conduction ou de blocage des semi-conducteurs de l'onduleur.

1.3.2 Commande de l'onduleur autonome

L'onduleur est le plus souvent commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), c'est-à-dire, qu'au lieu de former chaque alternance des tensions de sortie d'un seul créneau rectangulaire, on la forme d'une succession de créneau de largeurs convenables [Seg-89]. Cela permet d'obtenir une onde de sortie sinusoïdale ne contenant pas d'harmoniques à basses fréquences.

La technique de modulation de largeur d'impulsion retenue dans cette étude est la méthode à sinus-triangle présentée en [Gre-97] et [Seg-89]. Les commandes des interrupteurs du convertisseur sont définies à l'aide d'un algorithme comportant uniquement des expressions algébriques, directement adaptables à un système numérique de contrôle.

La figure (1-9) illustre le principe de la stratégie de MLI sinus-triangle qui consiste à comparer chacune des trois tensions sinusoïdales de référence que nous souhaitons imposer (ondes modulantes) v_{r1}, v_{r2}, v_{r3} de même amplitude et déphasées de $2\pi/3$ de deux à deux à un signal triangulaire de haute fréquence v_p (porteuse). Les intersections des ondes modulantes avec l'onde triangulaire, donnent les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs complémentaires T_1, T_2, T_3 et T_4, T_5, T_6 (les impulsions de commande de l'onduleur).

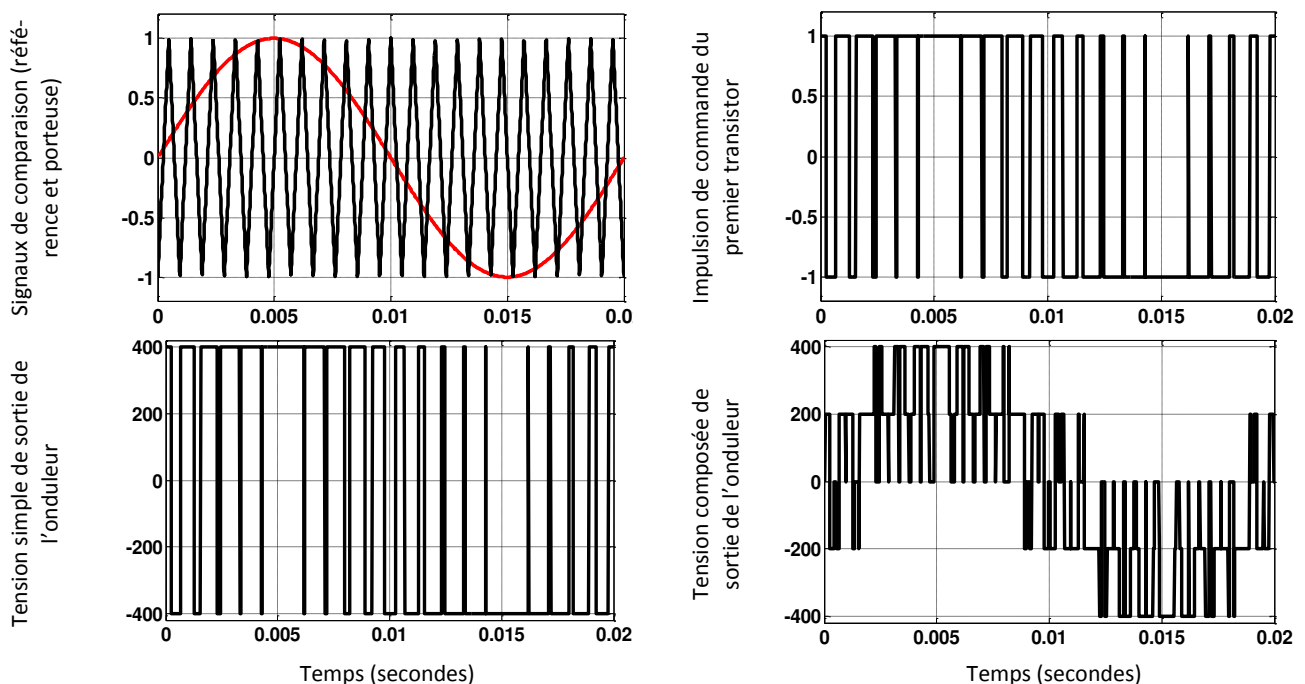


Figure (1-9) : Principe et réponses de la stratégie MLI sinus-triangle.

Le schéma de cet onduleur, associé à la machine asynchrone, est représenté dans la figure (1-10).

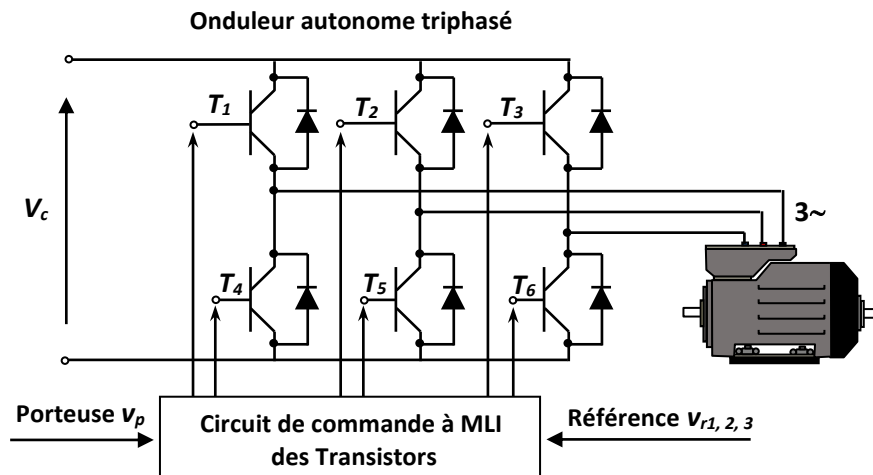


Figure (1-10) Le schéma de cet onduleur associé à la machine asynchrone.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait en premier temps une présentation de quelques lois et notions fondamentales d'électrotechnique, dans le but est de mieux comprendre et d'étudier le comportement et le principe de fonctionnement de machine asynchrone triphasé, après nous avons établi un modèle dynamique en tenant compte de certaines hypothèses simplificatrices. Lors de cette modélisation, nous avons présenté un modèle en vue de la commande et de l'observation de la machine asynchrone.

Comme nous avons pu le voir, le modèle de la MAS est fortement non-linéaire, décrit par des équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La transformation de Park nous a permis de simplifier le modèle qu'on va utiliser dans le chapitre suivant qui sera consacré à l'observation de la machine asynchrone.

Par la suite nous avons abordé la commande vectorielle indirecte à flux orienté du moteur asynchrone triphasé. Cette technique permet de passer d'un système triphasé vers celui biphasé à travers la transformation de Park, et rendre la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation séparé pour assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique.

En toute rigueur, l'orientation du flux rotorique repose essentiellement sur la connaissance exacte du modèle et des paramètres électriques de la machine. Lorsque le système est incertain, le réglage par des correcteurs linéaire (PI ou IP) ne permet pas de maîtriser ces incertitudes et le découplage sera perdu. Comme solution au problème de perte de découplage associé à la variation des paramètres, une adaptation en temps réel des paramètres incertains s'avère nécessaire.

D'autre part, pour améliorer les performances de réglages tel que : la précision de poursuite, précision de régulation (temps de montée, temps de réponse, dépassement et stabilité), et la robustesse vis-à-vis des perturbations (charge et variation des résistances) de la machine asynchrone, nous devons utiliser des commandes modernes (commandes non linéaires), qui s'adaptent mieux avec ce système, et qui sont insensibles et robustes.

Nous avons aussi rappelé le fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveau commandé par la stratégie MLI trianglo-sinusoidale.

Chapitre 2 Observabilité de la machine asynchrone triphasée

Dans de nombreux cas, l'implémentation des algorithmes de contrôle d'une machine nécessite la connaissance complète de tout instant de ces différentes variables d'état. Toutefois, en raison du coût élevé des capteurs, la réduction de l'espace physique à l'intérieur ou autour de la machine, le poids, ce qui conduit souvent à limiter le nombre de capteurs. La solution qui nous permet d'éviter ces difficultés est d'éliminer les capteurs matériels et en les remplaçant avec des capteurs logiciels, qui sont connus en tant qu'observateurs. Mais avant de concevoir un observateur, il est nécessaire de vérifier si le système répond à la propriété d'observabilité, plusieurs techniques et outils ont été développés pour étudier et savoir si un système non linéaire est observable ou pas.

En général, la propriété d'observabilité d'un système non linéaire dépend de l'analyse des entrées appliquées au système alors il est nécessaire de vérifier s'il existe une certaine entrée qui rend le système inobservable, Il est clair que dans ce cas, l'observateur peut ne pas fonctionner correctement, ces entrées sont appelées entrées persistantes avec une quantité suffisante d'information, de sorte que la propriété d'observabilité est conservée. Concernant les machines asynchrones la propriété d'observabilité est perdue pendant le fonctionnement de la machine à basse et très basse vitesse, ce phénomène limite et dégrade les performances des algorithmes de commande.

Dans ce chapitre, nous rappelons les conditions suffisantes d'observabilité et d'inobservabilité de la machine asynchrone sans capteur mécanique en utilisant le modèle mathématique (1.36) traitée dans le (chapitre 1).

2.1 Théorie d'observation

L'observabilité d'un système assure la reconstruction de l'état initial à partir de la seule connaissance des entrées et des sorties disponibles sur un intervalle de temps. Un système est dit observable si à partir des mesures des entrées et de sorties on peut reconstruire l'état initial du système [Tra-08].

2.1.1 L'observabilité des systèmes linéaires

La théorie d'observabilité des systèmes linéaires est bien connue, elle ne nécessite que des mesures de sortie et donc ne dépend pas de l'entrée appliqué au système. La méthodologie pour vérifier cette propriété est basée sur le critère de Kalman. Ce critère est vérifié à partir de la représentation structurelle du système linéaire [Ezz-11].

Un système linéaire invariante dans le temps est représentée par :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.1)$$

Où $x(t) \in \mathfrak{R}^n$ représente l'état du système, $u(t) \in \mathfrak{R}^m$ est l'entrée et $y(t) \in \mathfrak{R}^p$ est la sortie. A , B et C sont des matrices de dimensions compatibles. Le système (2.1) est observable, si et seulement si la matrice d'observabilité $O_{A,C}$ donné par (2.2) Elle est à plein rang c'est-à-dire le rang $O_{A,C} = n$, Où n est l'ordre du système.

$$O_{A,C} = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{(n-1)} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

2.1.2 L'observabilité des systèmes non linéaires

L'observabilité des systèmes dans le cas non linéaire est plus délicate à définir que dans le cadre linéaire. L'observabilité d'un système non linéaire assure la reconstruction de l'état initial $x(t_0)$ à partir de la seule connaissance des entrées $u(t)$ et des sorties $y(t)$ disponibles sur un intervalle de temps $[t_0, t_0 + t[$ et contrairement aux systèmes linéaires, il n'existe pas de définition universelle pour l'observabilité mais, on définit des types d'observabilité correspondant à des approches locales ou globales, dépendant des entrées ou non.

Dans ce qui suit, l'étude d'observabilité sera limitée à la classe des systèmes non linéaire. Pour un système non linéaire s'écrivant sous la forme suivante [Tra-08] :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (2.3)$$

Où $x(t) \in \mathfrak{R}^n$ représente l'état, $u(t) \in \mathfrak{R}^m$ est l'entrée et $y(t) \in \mathfrak{R}^p$ c'est la sortie. La variable t représente le temps, f et h sont des fonctions analytiques.

Dans cette étude, nous allons utiliser, le critère de rang d'observabilité générique [Gha-05]-[Her-77]-[Bes-96]-[Con-99]. Soit le système (2.4). L'espace d'observabilité générique est défini par :

$$O = X \cap (Y + U) \quad (2.4)$$

Où :

$$\begin{aligned} X &= \text{Span}_K dx \\ U &= \text{Span}_K du^{(v)}, v \geq 0 \\ Y &= \text{Span}_K du^{(w)}, w \geq 0 \end{aligned}$$

Et K est l'ensemble des fonctions méromorphes. Le système (2.3) est génériquement observable si et seulement si :

$$\dim O = n \quad (2.5)$$

Supposons que la condition de rang d'observabilité générique (2.4) soit satisfaite. On peut alors vérifier :

$$\text{rangK} \begin{bmatrix} dy \\ d\dot{y} \\ dy^{(n-1)} \end{bmatrix} = n \quad (2.6)$$

Le critère seulement suffisant si le jacobien de $\frac{\partial(y, \dots, y^{(n-1)})}{\partial(x_1, \dots, x_n)}$ est de rang plein.

2.2 Observabilité de la machine asynchrone

2.2.1 Observabilité de la machine asynchrone avec mesure de vitesse

Pour l'analyse de l'observabilité de la machine asynchrone, tout d'abord supposons que la vitesse du rotor est mesurée (elle donc considérée comme une sortie).

Le modèle de la machine asynchrone est :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x).u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (2.7)$$

Où :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \Omega \\ C_r \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}; \quad h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Omega \end{bmatrix}$$

Et :

$$h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Omega \end{bmatrix}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1 x_1 + \omega_s x_2 + a_3 a_5 x_3 + a_3 \rho x_5 x_4 \\ -\omega_s x_1 + a_1 x_2 - a_3 \rho x_5 x_3 + a_3 a_5 x_4 \\ a_4 x_1 - a_5 x_3 + (\omega_s - \rho x_5) x_4 \\ a_4 x_2 - (\omega_s - \rho x_5) x_3 - a_5 x_4 \\ a_6 (x_2 x_3 - x_1 x_4) - a_7 x_5 - a_8 x_6 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad g(x) = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Considérant la vitesse du rotor comme une sortie ainsi que les courants du stator. Soit l'espace d'observabilité $O(x)$ obtenu à partir des sorties (les mesures) et leurs dérivées, et qui est continue dans l'espace d'observabilité et détermine un espace de dimension égale à la dimension du système :

$$O_0(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_5 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \dot{h}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_5 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Omega \\ \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Le Jacobien $J_0(x)$ de $O_0(x)$ par rapport à l'état x permet de caractériser l'observabilité du système (2.7) au sens du rang, est donnée par :

$$J_0(x) = \frac{\partial O_0(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ a_1 & \omega_s & a_3 a_5 & a_3 p x_5 & a_3 p x_4 & 0 \\ -\omega_s & a_1 & -a_3 p x_5 & a_3 a_5 & -a_3 p x_3 & 0 \\ -a_6 x_4 & a_6 x_3 & a_6 x_2 & a_6 x_1 & -a_7 & -a_8 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Le déterminant D_0 de la matrice $J_0(x)$ vaut :

$$D_0 = \det(J_0(x)) = -a_3^2 \cdot a_8 (a_5^2 + (p \cdot x_5)^2) \quad (2.10)$$

On remarque que le déterminant D_0 est différent de zéro quelque soit la valeur de la vitesse du rotor, donc la matrice $J_0(x)$ est de rang plein. En conséquence, la machine asynchrone avec mesures de vitesse du rotor et les courants statoriques est localement observable.

2.2.2 Observabilité de la machine asynchrone sans mesure de vitesse

L'étude d'observabilité sera faite en considérant la vitesse est non mesurable. Les travaux sur la commande sans capteur mécanique sont devenus un sujet important dans le domaine industriel car les capteurs de vitesse ont un coût élevé ainsi que la complexité de montage et de la maintenance. En plus ils réduisent la robustesse et la fiabilité lors du pilotage de la machine asynchrone. Mais malheureusement l'observabilité de la machine asynchrone pose des problèmes dans certains domaines de fonctionnement, qu'on va montrer par la suite.

Considérons le modèle (2.7) de la machine asynchrone dans le cas de la commande sans capteur mécanique c'est-à-dire sans capteur de vitesse, alors :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \Omega \\ C_r \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}; \quad h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

Et :

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1 x_1 + \omega_s x_2 + a_3 a_5 x_3 + a_3 p x_5 x_4 \\ -\omega_s x_1 + a_1 x_2 - a_3 p x_5 x_3 + a_3 a_5 x_4 \\ a_4 x_1 - a_5 x_3 + (\omega_s - p x_5) x_4 \\ a_4 x_2 - (\omega_s - p x_5) x_3 - a_5 x_4 \\ a_6 (x_2 x_3 - x_1 x_4) - a_7 x_5 - a_8 x_6 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad g(x) = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Soit l'espace d'observabilité $O_1(x)$ obtenu à partir des sorties (les mesures) et leurs dérivées respectivement de la façon suivante :

$$O_1(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \ddot{h}_1 \\ \ddot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \ddot{i}_{sd} \\ \ddot{i}_{sq} \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

Le Jacobien $J_1(x)$ de $O_1(x)$ par rapport à l'état x permet de caractériser l'observabilité du système (2.7) au sens du rang, est donnée par :

$$J_1(x) = \frac{\partial O_1(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 0 & \omega_s & a_3 a_5 & a_3 p x_5 & a_3 p x_4 & 0 \\ -\omega_s & a_1 & -a_3 p x_5 & a_3 a_5 & -a_3 p x_3 & 0 \\ m_1 & m_2 & m_3 & m_4 & m_5 & m_6 \\ n_1 & n_2 & n_3 & n_4 & n_5 & n_6 \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

Où :

$$\begin{aligned}
m_1 &= a_1^2 - a_3 L_m a_5^2 - a_3 p a_6 x_4^2 - \omega_s^2 \\
m_2 &= a_3 p a_6 x_3 x_4 + a_3 p a_5 L_m x_5 + \dot{\omega}_s + 2a_1 \omega_s \\
m_3 &= -a_3 a_5^2 + a_3 p a_6 x_2 x_4 + a_3 p^2 x_5^2 + a_1 a_3 a_5 - 2a_3 p x_5 \omega_s \\
m_4 &= -2a_3 a_5 p x_5 + a_3 p (a_6 x_2 x_3 - a_6 x_4 x_1 - a_7 x_5 - a_8 x_6) \\
&\quad + a_1 a_3 p x_5 - a_3 p a_6 x_4 x_1 - 2a_3 a_5 \omega_s \\
m_5 &= -a_3 a_5 p x_4 - a_3 p a_7 x_4 + a_3 p (-a_5 x_4 + p x_5 x_3 + a_5 L_m x_2) \\
&\quad + a_1 a_3 p x_4 + a_3 p^2 x_5 x_3 - 2a_3 p x_3 \omega_s \\
m_6 &= -a_3 p a_8 x_4
\end{aligned}$$

Et :

$$\begin{aligned}
n_1 &= a_3 p a_6 x_3 x_4 - a_3 p a_5 L_m x_5 - \dot{\omega}_s - 2a_1 \omega_s \\
n_2 &= a_1^2 + a_3 L_m a_5^2 - a_3 p a_6 x_3^2 - \omega_s^2 \\
n_3 &= 2a_3 a_5 p x_5 - a_3 p (a_6 x_2 x_3 - a_6 x_4 x_1 - a_7 x_5 - a_8 x_6) \\
&\quad - a_1 a_3 p x_5 - a_3 p L_m x_2 x_3 - 2a_3 a_5 \omega_s \\
n_4 &= -a_3 a_5^2 + a_3 p a_6 x_1 x_3 + a_3 p^2 x_5^2 + a_1 a_3 a_5 - 2a_3 p x_5 \omega_s \\
n_5 &= a_3 a_5 p x_3 + a_3 p a_7 x_3 - a_3 p (-a_5 x_3 - p x_5 x_3 + a_5 L_m x_1) \\
&\quad + a_1 a_3 p x_3 + a_3 p^2 x_5 x_3 - 2a_3 p x_4 \omega_s \\
n_6 &= a_3 p a_8 x_3
\end{aligned}$$

Le déterminant D_1 de la matrice $J_1(x)$ vaut :

$$\begin{aligned}
D_1 = \det(J_1(x)) &= -a_3^3 p^2 a_8 \left[-(p x_5 x_3 + a_5 x_4)(m_3 x_3 + n_3 x_4) \right. \\
&\quad + (a_5 x_3 - p x_4 x_5)(m_4 x_3 + n_4 x_4) \\
&\quad \left. + \left((a_5 / p^2) - p x_5^2 \right) (m_5 x_3 + n_5 x_4) \right] \quad (2.13)
\end{aligned}$$

L'expression du déterminant D_1 de la matrice $J_1(x)$ est complexe donc il est difficile à analyser. Pour rendre l'expression du déterminant exploitable, nous allons étudier l'observabilité de la machine asynchrone sans capteur mécanique dans les différents cas particuliers, qui seront développés dans les sous paragraphes suivants :

A. Condition d'observabilité à vitesse constante

Considérons le modèle de la machine asynchrone (2.7), dans lequel la vitesse est considérée comme un paramètre constant c'est-à-dire ($\dot{\Omega} = 0$).

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \Omega \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}; \quad h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

Et :

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1 x_1 + \omega_s x_2 + a_3 a_5 x_3 + a_3 p x_5 x_4 \\ -\omega_s x_1 + a_1 x_2 - a_3 p x_5 x_3 + a_3 a_5 x_4 \\ a_4 x_1 - a_5 x_3 + (\omega_s - p x_5) x_4 \\ a_4 x_2 - (\omega_s - p x_5 x_3) - a_5 x_4 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad g(x) = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Soit les deux espaces d'observabilité $O_2(x)$ and $O_3(x)$ obtenue à partir des mesures et leurs dérivées respectivement de la façon suivante :

$$O_2(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ \dot{h}_1 \\ \ddot{h}_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ \ddot{x}_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ \dot{i}_{sd} \\ \ddot{i}_{sd} \\ i_{sq} \\ \dot{i}_{sq} \end{bmatrix}; \quad O_3(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ \dot{h}_1 \\ \ddot{h}_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_2 \\ \ddot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ \ddot{x}_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ \dot{i}_{sd} \\ \ddot{i}_{sd} \\ i_{sq} \\ \dot{i}_{sq} \\ \ddot{i}_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Les Jacobiens $J_2(x)$ et $J_3(x)$ respectivement de $O_2(x)$ et $O_3(x)$ par rapport à l'état x permet de caractériser l'observabilité du système (2.7) au sens du rang, sont donnés par :

$$J_2(x) = \frac{\partial O_2(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & \omega_s & a_3 a_5 & a_3 p x_5 & a_3 p x_4 \\ m_7 & m_8 & m_9 & m_{10} & m_{11} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_s & a_1 & -a_3 p x_5 & a_3 a_5 & -a_3 p x_3 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Et :

$$J_3(x) = \frac{\partial O_3(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & \omega_s & a_3 a_5 & a_3 p x_5 & a_3 p x_4 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_s & a_1 & -a_3 p x_5 & a_3 a_5 & -a_3 p x_3 \\ n_7 & n_8 & n_9 & n_{10} & n_{11} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Où :

$$\begin{aligned}
m_7 &= a_1^2 + a_3 a_5^2 L_m - \omega_s \\
m_8 &= a_3 L_m a_5 p x_5 + 2a_1 \omega_s \\
m_9 &= -a_3 a_5^2 + a_3 p^2 x_5^2 + a_1 a_3 a_5 - 2a_3 p \omega_s x_5 \\
m_{10} &= -2a_3 a_5 p x_5 + a_3 p a_1 x_5 + 2a_3 a_5 \omega_s \\
m_{11} &= -a_3 a_5 p x_4 + a_3 p \dot{x}_4 + a_3 p^2 x_5 x_3 + a_1 a_3 p x_4 - a_3 p \omega_s x_5
\end{aligned}$$

Et :

$$\begin{aligned}
n_7 &= -a_3 a_5 L_m p x_5 - 2a_1 \omega_s \\
n_8 &= a_1^2 + a_3 a_5^2 L_m - \omega_s^2 \\
n_9 &= 2a_3 a_5 p x_5 - a_3 a_1 p x_5 - 2a_3 a_5 \omega_s \\
n_{10} &= -a_3 a_5^2 + a_3 p^2 x_5^2 + a_1 a_3 a_5 - 2a_3 p x_5 \omega_s \\
n_{11} &= a_3 a_5 p x_3 - a_3 p \dot{x}_3 + a_3 p^2 x_4 x_5 - a_1 a_3 p x_3 - a_3 p x_4 \omega_s
\end{aligned}$$

Les déterminants D_2 et D_3 des matrices $J_2(x)$ et $J_3(x)$, sont respectivement :

$$D_2 = \det(J_2(x)) = -a_3^3 p^3 a_8 (\dot{x}_4 + \omega_s x_3) \left((a_5^2 / p^2) + x_5^2 \right) \quad (2.17)$$

Et :

$$D_3 = \det(J_3(x)) = a_3^3 p^3 a_8 (\dot{x}_3 - \omega_s x_4) \left((a_5^2 / p^2) + x_5^2 \right) \quad (2.18)$$

On remarque dans l'expression des deux déterminants D_2 et D_3 que le point $\dot{x}_4 = -\omega_s x_3$, $\dot{x}_3 = \omega_s x_4$ et aussi $\dot{x}_4 = \dot{x}_3 = 0$, $\omega_s = 0$ apparaît comme une singularité d'observabilité de la machine asynchrone lorsque sa vitesse est constante. Donc la condition suffisante d'observabilité n'est pas satisfaite.

B. Condition d'observabilité à pulsation statorique nulle

Considérons la pulsation des grandeurs électriques statoriques ω_s nulle ($\dot{\Omega} = 0$), le modèle (2.7) de la machine asynchrone devient :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \Omega \\ C_r \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}; \quad h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

Et :

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1 x_1 + a_3 a_5 x_3 + a_3 p x_5 x_4 \\ a_1 x_2 + a_3 a_5 x_4 - a_3 p x_5 x_3 \\ a_4 x_1 - a_5 x_3 - p x_5 x_4 \\ a_4 x_2 + p x_5 x_3 - a_5 x_4 \\ a_6 (x_2 x_3 - x_1 x_4) - a_7 x_5 - a_8 x_6 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad g(x) = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Soit l'espace d'observabilité $O_4(x)$ obtenu à partir des sorties (les mesures) et leurs dérivées respectivement de la façon suivante :

$$O_4(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \ddot{h}_1 \\ \ddot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \ddot{i}_{sd} \\ \ddot{i}_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Le Jacobien $J_4(x)$ de $O_4(x)$ par rapport à l'état x permet de caractériser l'observabilité du système (2.7) au sens du rang, est donnée par :

$$J_4(x) = \frac{\partial O_4(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & 0 & a_3 a_5 & a_3 p x_5 & a_3 p x_4 & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 p x_5 & a_3 a_5 & -a_3 p x_3 & 0 \\ m_{12} & m_{13} & m_{14} & m_{15} & m_{16} & -a_3 a_8 p x_4 \\ m_{17} & m_{18} & m_{19} & m_{20} & m_{21} & a_3 a_8 p x_3 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Où :

$$\begin{aligned} m_{12} &= -a_3 p a_6 x_4^2 + a_1^2 + a_3 L_m a_5^2 \\ m_{13} &= a_3 a_6 p x_3 x_4 + a_3 p L_m a_5 x_5 \\ m_{14} &= a_3 a_6 p x_2 x_4 + a_1 a_3 a_5 - a_3 a_5^2 + a_3 p^2 x_5^2 \\ m_{15} &= a_3 p \dot{x}_5 + a_3 a_6 p x_1 x_4 + a_1 a_3 p x_5 - 2 a_3 a_5 p x_5 \\ m_{16} &= -a_3 a_7 p x_4 + a_3 a_1 p x_4 - 2 a_3 a_5 p x_4 + a_3 p^2 x_3 x_5 + a_3 a_5 L_m p x_2 \end{aligned}$$

Et :

$$\begin{aligned}
m_{17} &= a_3 a_6 p x_3 x_4 - a_3 \rho L_m a_5 x_5 \\
m_{18} &= -a_3 p a_6 x_3^2 + a_1^2 + a_3 L_m a_5^2 \\
m_{19} &= -a_3 p \dot{x}_5 + a_3 a_6 p x_3 x_2 - a_1 a_3 p x_5 + 2a_3 a_5 p x_5 \\
m_{20} &= a_3 a_6 p x_3 x_1 - a_1 a_3 a_5 + a_3 \rho^2 x_5^2 - a_3 a_5^2 \\
m_{21} &= a_3 a_7 p x_3 - a_3 a_1 p x_3 + 2a_3 a_5 p x_3 - a_3 a_5 L_m p x_3 + 2a_3 \rho^2 x_4 x_5
\end{aligned}$$

Le déterminant D_4 de la matrice $J_4(x)$ est :

$$\begin{aligned}
D_4 = \det(J_4(x)) &= a_3^4 p^3 a_5 a_8 (x_3^2 + x_4^2) \left(\dot{x}_5 + \frac{a_5}{a_3 \rho} x_5 + \frac{\rho}{a_3 a_5} x_5^3 \right) \\
&\quad + \frac{a_3^3 a_5^2 \rho L_m}{a_6} a_6 (x_3 x_2 - x_4 x_1)
\end{aligned} \tag{2.21}$$

L'expression du déterminant D_4 de la matrice $J_4(x)$ est difficile à analyser, car les points $x_3^2 + x_4^2 = \phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2 = 0$ et $a_6(x_3 x_2 - x_4 x_1) = C_{em} = 0$, apparait comme une singularité d'observabilité. Ces conditions ne sont pas d'intérêt pratique du fait que cela reviendrait à avoir un flux et un couple électromécanique nuls dans la machine.

C. Condition d'observabilité à flux rotorique constant

Dans ce cas présent on considère les composantes des flux rotorique constantes ($\dot{\phi}_{rd} = \dot{\phi}_{rq} = 0$) et la pulsation des grandeurs électriques statoriques nulle ($\omega_s = 0$). Dans ces conditions le modèle (1.36) de la machine asynchrone se résume comme suit :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \Omega \\ C_r \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}; \quad h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

Et :

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1 x_1 + a_3 a_5 x_3 + a_3 p x_5 x_4 \\ a_1 x_2 + a_3 a_5 x_4 - a_3 p x_5 x_3 \\ 0 \\ 0 \\ a_6 (x_2 x_3 - x_1 x_4) - a_7 x_5 - a_8 x_6 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad g(x) = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Soit l'espace d'observabilité $O_5(x)$ obtenu à partir des sorties (les mesures) et leurs dérivées respectivement de la façon suivante :

$$O_5(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \ddot{h}_1 \\ \ddot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \ddot{i}_{sd} \\ \ddot{i}_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Le Jacobien $J_5(x)$ de $O_5(x)$ par rapport à l'état x permet de caractériser l'observabilité du système (2.7) au sens du rang, est donnée par :

$$J_5(x) = \frac{\partial O_5(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & 0 & a_3 a_5 & a_3 p x_5 & a_3 p x_4 & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 p x_5 & a_3 a_5 & -a_3 p x_3 & 0 \\ n_{12} & n_{13} & n_{14} & n_{15} & n_{16} & -a_3 a_8 p x_4 \\ n_{17} & n_{18} & n_{19} & n_{20} & n_{21} & a_3 a_8 p x_3 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Où :

$$\begin{aligned} n_{12} &= -a_3 p a_6 x_4^2 + a_1^2 \\ n_{13} &= a_3 a_6 p x_3 x_4 \\ n_{14} &= a_3 a_6 p x_2 x_4 + a_1 a_3 a_5 \\ n_{15} &= a_3 p \dot{x}_5 + a_3 a_6 p x_1 x_4 + a_1 a_3 p x_5 \\ n_{16} &= -a_3 a_7 p x_4 + a_3 a_1 p x_4 \\ n_{17} &= a_3 a_6 p x_3 x_4 \\ n_{18} &= -a_3 p a_6 x_3^2 + a_1^2 \\ n_{19} &= -a_3 p \dot{x}_5 + a_3 a_6 p x_3 x_2 - a_1 a_3 p x_5 \\ n_{20} &= a_3 a_6 p x_3 x_1 - a_1 a_3 a_5 \\ n_{21} &= a_3 a_7 p x_3 - a_3 a_1 p x_3 \end{aligned}$$

Le déterminant D_5 de la matrice $J_5(x)$ est :

$$D_5 = \det(J_5(x)) = a_3^4 p^3 a_5 a_8 (x_3^2 + x_4^2) \dot{x}_5 \quad (2.24)$$

L'expression du déterminant D_5 de la matrice $J_5(x)$ s'annule pour les points $x_3^2 + x_4^2 = \phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2 = 0$ ou $\dot{x}_5 = \dot{\Omega} = 0$. Donc l'observabilité du système (2.7) ne peut être établie à flux rotorique constant, pulsation statorique nulle et vitesse constante.

Ce cas est très important, effectivement dans la commande par orientation du flux rotorique qui impose ϕ_{rd} constant et ϕ_{rq} nul.

Donc système (2.7) est inobservable lorsque la vitesse est constante et la pulsation statorique nulle.

D. Condition d'observabilité à pulsation statorique nulle et vitesse constante

Dans ce cas présent on considère les composantes des flux rotorique constantes et la pulsation des grandeurs électriques statoriques nulle ($\omega_s = 0$) et la vitesse ($\dot{\Omega} = 0$) constante.

Dans ces conditions le modèle (2.7) de la machine asynchrone devient :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \Omega \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}; \quad h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

Et :

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1 x_1 + a_3 a_5 x_3 + a_3 p x_5 x_4 \\ a_1 x_2 + a_3 a_5 x_4 - a_3 p x_5 x_3 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad g(x) = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Soit l'espace d'observabilité $O_6(x)$ obtenu à partir des sorties (les mesures) et leurs dérivées respectivement de la façon suivante :

$$O_6(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ \ddot{h}_1 \\ \ddot{h}_2 \\ \dots \\ \dot{h}_1 \\ \dots \\ \dot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \\ \dots \\ \dot{x}_1 \\ \dots \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \ddot{i}_{sd} \\ \ddot{i}_{sq} \\ \dots \\ \dot{i}_{sd} \\ \dots \\ \dot{i}_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Le Jacobien $J_6(x)$ de $O_6(x)$ par rapport à l'état x permet de caractériser l'observabilité du système (2.7) au sens du rang, est donnée par :

$$J_6(x) = \frac{\partial O_6(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & 0 & a_3 a_5 & a_3 p x_5 & a_3 p x_4 & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 p x_5 & a_3 a_5 & -a_3 p x_3 & 0 \\ a_1^2 & 0 & a_1 a_3 a_5 & a_1 a_3 p x_5 & a_1 a_3 p x_4 & 0 \\ 0 & a_1^2 & -a_1 a_3 p x_5 & a_1 a_3 a_5 & -a_1 a_3 p x_3 & 0 \\ a_1^3 & 0 & a_1^2 a_3 a_5 & a_1^2 a_3 p x_5 & a_1^2 a_3 p x_4 & 0 \\ 0 & a_1^3 & -a_1^2 a_3 p x_5 & a_1^2 a_3 a_5 & -a_1^2 a_3 p x_3 & 0 \\ a_1^4 & 0 & a_1^3 a_3 a_5 & a_1^3 a_3 p x_5 & a_1^3 a_3 p x_4 & 0 \\ 0 & a_1^4 & -a_1^3 a_3 p x_5 & a_1^3 a_3 a_5 & a_1^3 a_3 p x_3 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Lorsqu'on utilise les dérivées d'ordres supérieurs au système (2.27), on remarque que les vecteurs lignes de l'espace d'observabilité $O_6(x)$ générés par le Jacobien $J_6(x)$ des dérivées d'ordre 2, 3 et 4 des mesures par rapport à l'état x sont respectivement une combinaison linéaire des vecteurs lignes générés par le Jacobien $J_6(x)$ des dérivées d'ordre 1 des mesures par rapport à l'état x .

On a :

$$\frac{d\ddot{h}_1}{dx} = a_1 \cdot \frac{d\dot{h}_1}{dx}; \quad \frac{d\ddot{h}_2}{dx} = a_1 \cdot \frac{d\dot{h}_2}{dx}; \quad \frac{d\ddot{h}_1}{dx} = a_1^2 \cdot \frac{d\dot{h}_1}{dx}; \quad \frac{d\ddot{h}_2}{dx} = a_1^2 \cdot \frac{d\dot{h}_2}{dx}; \quad \frac{d\ddot{h}_1}{dx} = a_1^3 \cdot \frac{d\dot{h}_1}{dx}; \quad \frac{d\ddot{h}_2}{dx} = a_1^3 \cdot \frac{d\dot{h}_2}{dx}$$

Donc l'observabilité du système (2.7) ne peut être établie dans le cas du fonctionnement de la machine asynchrone ou la vitesse est constante, les composantes du flux rotorique ϕ_{dr} et ϕ_{qr} sont constantes et la pulsation statorique ω_s est nulle, c'est une condition nécessaire de perte d'observabilité de la machine asynchrone.

2.3 Droite d'inobservabilité

Selon les expressions (2.17), (2.18) et (2.24) l'observabilité du système (2.7) n'est plus vérifiée dans la commande par orientation du flux rotorique qui impose $x_3 = \phi_{rd} = C^{ste}$ et $x_4 = \phi_{rq} = 0$. Alors l'expression du couple électromagnétique (1.32) devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq}) \quad (2.27)$$

D'après la quatrième équation du système (1.36), la relation entre le courant i_{sq} et le flux ϕ_{rd} est donner par :

$$i_{sq} = \frac{L_r \cdot \omega_r}{L_m \cdot R_r} \phi_{rd} \quad (2.28)$$

Ainsi on obtient :

$$C_{em} = p \frac{\omega_r}{R_r} \phi_{rd}^2 \quad (2.29)$$

Donc :

$$\omega_r = \frac{R_r C_{em}}{p \phi_{rd}^2} \quad (2.30)$$

On remplace l'expression (2.30) dans la condition de fréquence de la machine asynchrone (1.1), nous aurons :

$$\omega_s = p.\Omega + \frac{R_r C_{em}}{p \phi_{rd}^2} \quad (2.31)$$

Pour la pulsation statorique $\omega_s = 0$:

$$p.\Omega + \frac{R_r C_{em}}{p \phi_{rd}^2} = 0 \quad (2.32)$$

La relation entre le couple électromagnétique C_{em} et la vitesse Ω est donnée par :

$$C_{em} = -\alpha \Omega \quad (2.33)$$

Avec :

$$\alpha = \frac{(p.\phi_{rd})^2}{R_r}$$

On définit une droite d'inobservabilité représentée à la figure (2-1) :

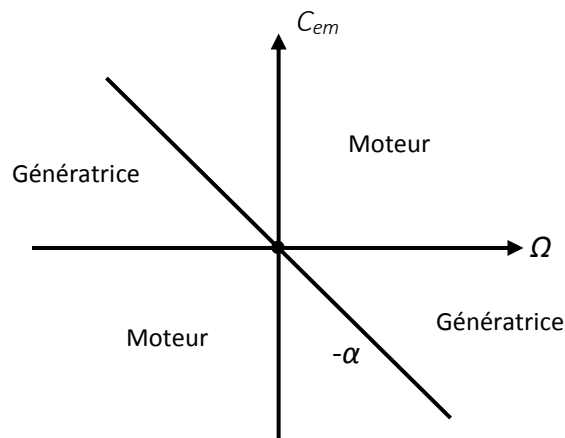


Figure (2-1) Droite d'inobservabilité dans le plan (C_{em}, Ω) .

Dans le plan couple électromagnétique-vitesse mécanique, la droite d'inobservabilité (chute du rang) se situe dans le deuxième et le quatrième quadrant du plan (C_{em}, Ω) qui correspond au fonctionnement en génératrice (le couple électromagnétique et la vitesse mécanique sont de signe opposés).

2.4 Conditions particulière pour perdre l'observabilité

Ici nous allons décrire les cas particuliers sous lesquelles la machine asynchrone perd l'observabilité [Gha 05]-[Mal-01]-[Mec-14]-[Tra-08] :

- Lorsque les courants et la vitesse du moteur sont mesurés, les propriétés d'observabilité de l'état de la machine sont vérifiées et le système est localement observable.
- Lorsque la vitesse n'est pas mesurée, l'observabilité de la machine ne peut être établie dans le cas où la vitesse mécanique est constante et que la pulsation statorique est nulle ($\omega_s = 0$).
- La vitesse dépend principalement des f.e.m(s) développées dans la machine et donc son estimation ou celle de la position du rotor passe par celle des flux. A basse vitesse, le phénomène d'induction s'affaiblissant, l'amplitude de ces f.e.m(s) diminue et devient trop faible, les flux obtenus alors par intégration sont inexploitable, de ce fait l'information sur la vitesse disparaît.

2.5 Présentation des Benchmarks proposés

Dans l'étude de l'observabilité de la machine asynchrone sans capteur de vitesse dans la section précédente, nous avons vu que la condition suffisante de perte de l'observabilité de la machine correspond à avoir simultanément la vitesse mécanique constante et la pulsation statorique nulle [Gha-05]-[Iba-04]-[Mal-01]-[Mec-14]-[Tra-08]. Pour tester et valider respectivement, les observateurs et les stratégies de commande sans capteur envisagées dans cette étude, deux Benchmarks sont proposés prenant en compte les problèmes de perte d'observabilité de la machine asynchrone. Le premier est « Benchmark 1 », présente des transitions rapides et des zones de fonctionnement à grandes et faibles vitesses. Le second nommé « Benchmark 2 » consiste en un fonctionnement à basse et très basse vitesse avec une inversion du sens de rotation. Cependant le couple de charge restera toujours positif de manière à faire apparaître le fonctionnement générateur qui pourrait conduire à des points de fonctionnement se situant sur la droite d'inobservabilité.

2.5.1 Profils du Benchmark 1

Le Benchmark 1 est présenté par la figure (2-2), il définit des trajectoires de référence pour la vitesse, le flux rotorique et le couple de charge. Avant la mise en rotation, la vitesse est imposée nulle afin de permettre au flux d'atteindre sa valeur nominale de 1 Wb que l'on maintient constante (zone de fluxage). A l'instant $t = 0.4s$, la vitesse la machine atteindra la vitesse de 120 rd/s, suivant une rampe d'accélération, et reste constante jusqu'à 1.7 s. A l'instant $t=1$ s on applique un couple de charge de valeur nominale de 10 Nm pour tester l'influence de ce type de perturbation dans notre système, puis éliminé à l'instant 1.4 s. Ensuite la vitesse est réduite pour atteindre une valeur nulle à 1.9 s ; le moteur est alors maintenu à l'arrêt jusqu'à 2.7 s. Cette première phase aura pour but de tester le comportement des commandes avec et sans capteur pour des variations de vitesse à transitions rapides pour une zone de fonctionnement critique avec une vitesse nulle entre 1.9 s et 2.7 s et sans charge mécanique. Le fait d'avoir choisi une large zone à $\Omega^* = 0$ entre 1.9 s et 2.7 s met à rude épreuve d'observabilité de la vitesse. Ces conditions d'essai sont plus difficiles qu'un passage rapide de cette zone, lors d'une brusque inversion de vitesse.

Pour la deuxième phase entre 2.7 s et 5 s, un profil de vitesse quasi-symétrique est imposé dans le second sens de rotation, définissant une deuxième zone de fonctionnement critique avec une vitesse de -3 rd/s entre 4.2 s et 5 s avec un couple de charge égal à 50% de la valeur nominale est appliqué à l’instant 3.45s, figure (2-2).

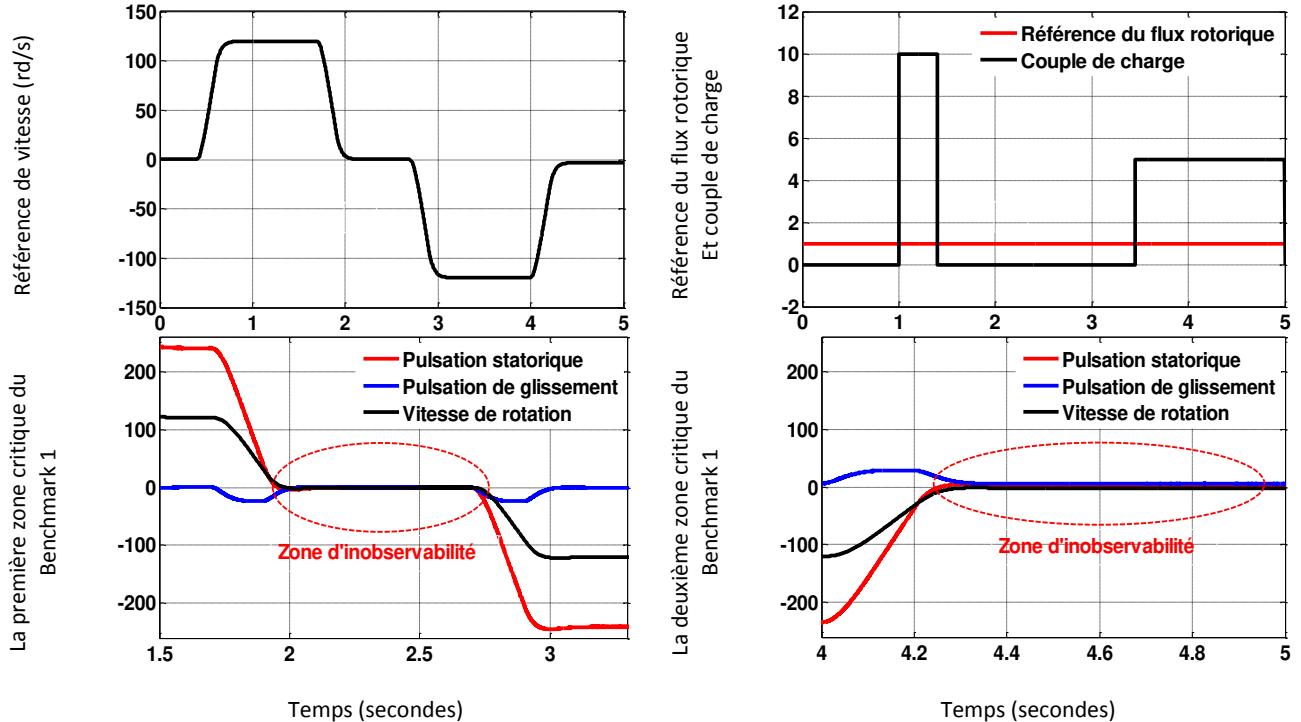


Figure (2-2) Les Trajectoires et les zones critiques du Benchmark 1.

2.5.2 Profils du Benchmark 2

Le Benchmark 2 est présenté par la figure (2-3), il définit des trajectoires de référence pour la vitesse, le flux rotorique et le couple de charge. Avant la mise en rotation, la vitesse est imposée nulle afin de permettre au flux d’atteindre sa valeur nominale de 1 Wb que l’on maintient constante. A l’instant $t = 0.4s$, la vitesse la machine atteint la vitesse de 15 rd/s et reste constante jusqu’à 2 s, puis la consigne de vitesse impose alors une inversion de rotation vers -8 rd/s, suivi entre 2.2 et 3.6 s d’un régime à vitesse constante. Une seconde inversion de rotation est imposée, à partir de 3.6 s, pour atteindre +8 rd/s à 4 s, avec une charge nominale de 10 N.m. L’objectif de ce Benchmark est de tester les performances des stratégies de commande avec et sans capteur de vitesse à basse et très basse vitesse dans des conditions proches de la zone de fonctionnement critique (non-observabilité de la machine).

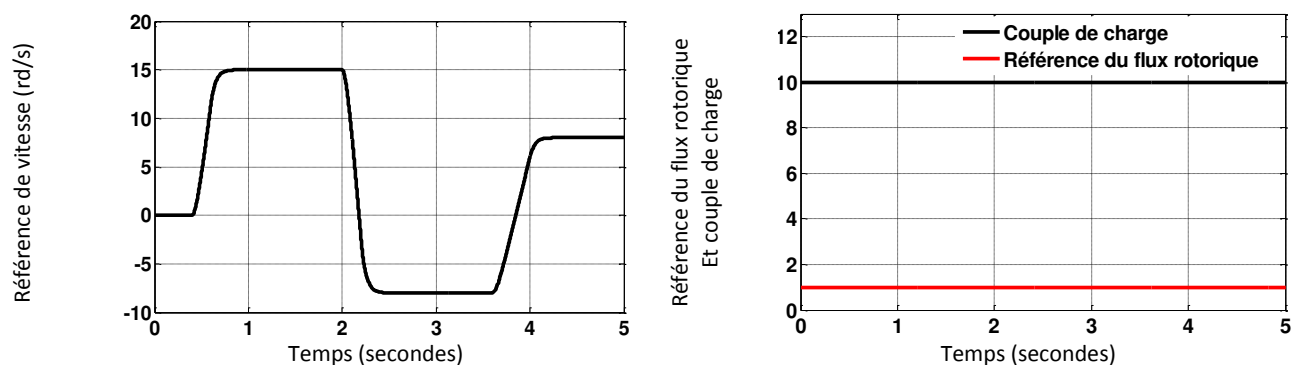


Figure (2-3) Trajectoires du Benchmark 2.

2.6 Conclusion

A travers ce chapitre, nous avons mené l'étude de l'observabilité de la machine asynchrone. Cette étude a été faite en utilisant le critère de rang d'observabilité générique qui doit être construit par les différentielles successives des fonctions de sorties et de leurs dérivées jusqu'à ce que l'espace ainsi généré soit clos au sens du rang. Nous avons pu dégager deux conclusions :

- Lorsque la vitesse de la machine asynchrone est mesurée, l'observabilité du modèle de la machine asynchrone considéré ne pose pas de problèmes (la machine est localement observable).
- Dans le cas où la mesure de la vitesse n'est pas autorisée, nous avons vu que l'observabilité de la machine ne peut être établie dans le cas où la vitesse mécanique est constante et que la pulsation statorique est nulle.
- La vitesse dépend principalement des f.e.m(s) développées dans la machine et donc son estimation ou celle de la position du rotor passe par celle des flux. A basse vitesse, le phénomène d'induction s'affaiblissant, l'amplitude de ces f.e.m(s) diminue et devient trop faible, les flux obtenus alors par intégration sont inexploitable, de ce fait l'information sur la vitesse disparaît.

L'étude de l'observabilité de la machine, la validation et la comparaison les performances des stratégies de commande avec et sans capteur mécanique nous permet de définir deux benchmarks ayant des profils prenant en compte les conditions suffisantes de perte d'observabilité.

Chapitre 3 Commande par mode glissant de la machine asynchrone triphasée

Dans le domaine de la commande de la machine asynchrone on doit prendre en compte les spécificités propres à cette machine : la non-linéarité et l'ordre élevé du modèle, le couplage entre les différentes grandeurs de commande ainsi que les paramètres de la machine dépendent généralement du point de fonctionnement et varient soit avec la température (résistance), soit avec l'état magnétique de la machine (inductance), de plus les variations de la charge résistive. Ces variations paramétriques de la machine ont un impact sur les performances du système de commande lorsqu'on utilise un régulateur ou une loi de commande linéaire.

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant de hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent et une robustesse aux différentes perturbations. Donc pour cette raison les travaux de recherche s'orientent, de plus en plus, vers l'application des techniques et des algorithmes de commande modernes et robustes, Ces techniques évoluent d'une façon très satisfaisante avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance [Mer-04]-[Bag-99]. Chaque technique étant la meilleure pour une classe particulière de commande pour une application donnée, dépendant de la forme des équations d'état du système et selon le but envisagé [Dot-88]-[Vas-96]. Nous pouvons citer à titre d'exemple, la commande directe du couple (DTC), la commande à structure variable (CSV) connue sous le nom commande par mode de glissement et la commande par backstepping.

Dans ce chapitre, il est présenté le concept général de la commande à structure variable et la conception de la commande non linéaire par mode glissant, ensuite l'application de cette technique de commande sur la machine asynchrone. La synthèse des lois de commande est basée sur le modèle obtenu par orientation du flux rotorique (sans régulation du flux rotorique en quadrature) et le modèle non linéaire complet de la machine asynchrone (avec régulation de flux rotorique en quadrature).

Afin de pouvoir statuer sur la validité ainsi que sur les performances de ce type de réglage, nous nous fixons le même cahier de charges de robustesse que celui utilisé lors du contrôle vectoriel conventionnel avec régulateur PI .

3.1 Théorie de la commande par mode glissant

Le mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable (Variable Structure System). Cette théorie est devenue l'une des techniques de contrôle les plus intéressantes et attractives pour une large gamme de classes de systèmes non-linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis [Sab-81-89]-[Slo-84]-[Flo-00]. Elle présente un grand intérêt dans des domaines très variés tels que la mécanique, la robotique, le génie électrique...etc.

Ce type de contrôle se distingue par sa simplicité de mise en oeuvre, une très bonne réponse dynamique, mais surtout par sa robustesse envers les incertitudes internes, traduites par une insensibilité aux varia-

tions de paramètres du système à commander, et vis-à-vis des perturbations externes [Ban-09]-[Edw-06]-[Yos-08]. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en ex-Union Soviétique par Anosov [Ano-59], Tzypkin [Tzy-55] et Emelyanov [Eme-63]-[Eme-67]. Ces recherches ont connu un nouvel essor à la fin des années 70, lorsqu'Utkin introduit la théorie des modes glissants comme une technique de commande non-linéaire [Utk-77]. Ensuite, les travaux ont été repris ailleurs tant au Etats Unies par Slotine [Slo-84-85-91] qu'au Japon par Young, Harashima et Hashimoto [You-78]-[Har-85]-[Has-86-88].

Le principe de la commande à modes glissants consiste à ramener la trajectoire d'état à évoluer vers une surface (hyperplan) et la faire commuter autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre à l'aide d'éléments de commutation discontinue. La surface considérée, correspondant aux dynamiques souhaitées, est alors désignée comme étant la surface de glissement et la commande garantit que le point représentatif du système atteint l'hyper-surface en un temps fini [Büh-86].

Cependant malgré ses avantages, cette méthode présente un inconvénient majeur connu sous le nom de 'broutement', ou chattering en anglais. En effet, ce type de commande, de nature discontinue, nécessite des commutations à fréquence infinie, or cette hypothèse est irréalisable en pratique. Ce phénomène indésirable, qui peut exciter des dynamiques de haute fréquence non modélisées, peut nuire au fonctionnement des actionneurs de puissance, et même parfois mener à l'instabilité [Utk-77].

Dans la théorie de la commande des systèmes automatisés, on cherche toujours à améliorer les performances dynamiques et à minimiser le temps de réponse. Concernant la commande par mode de glissement pour minimiser le phénomène " broutement " en introduisant autour de la surface de commutation, une bande d'arrêt en remplaçant la fonction signe par une fonction de saturation, plus lisse et dont les discontinuités au voisinage de zéro sont moins brutales. Néanmoins, il est nécessaire de trouver un compromis entre les performances de poursuite et la largeur de cette bande. Une autre solution consiste à introduire un bloc intégrateur (mode glissant d'ordre supérieur), ce qui a pour conséquence la diminution des oscillations dues au phénomène de broutement [Mez-06].

3.1.1 Définition des systèmes à structure variable

Le terme «systèmes à structure variable» apparaît à cause de la structure particulière du système ou du régulateur utilisé, où cette structure change pendant le fonctionnement d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures.

Un système est dit à structure variable s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{X} = \begin{cases} F_1(X,t) & \text{si la condition (1) est vérifiée} \\ \vdots \\ F_n(X,t) & \text{si la condition (n) est vérifiée} \end{cases} \quad (3.1)$$

Où X est le vecteur d'état et les fonctions F_i appartiennent à un ensemble de sous-systèmes de classe C^1 au moins, et sont appelées structures. En effet, il y a commutation entre ces différentes structures suivant la condition vérifiée. Comme il a été présenté précédemment, la commande par le mode glissant

est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas $n=2$) [Mez-06] :

$$\dot{x} = f = \begin{cases} F^+(x, x^+) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ F^-(x, x^-) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

Les champs de vecteurs u^+ et u^- sont définis par :

$$u = \begin{cases} x^+ & \text{si } S(x, t) > 0 \\ x^- & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

Où $S(x, t)$ est la fonction de commutation (surface).

La surface de commutation S_0 est définie comme suite :

$$S_0 = \{x(t) / S(x, t) = 0\} \quad (3.4)$$

Ici, on a choisi une surface de glissement sur laquelle le système commute ; c'est la surface sur laquelle le système suit l'évolution désirée. Les trajectoires associées à la fonction f se résument en trois configurations où sont décrites les évolutions temporelles :

- La première configuration représente des trajectoires de f^+ et f^- qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation S_0 .
- La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour f^+ (respectivement pour f^-) et de répulsion pour f^- (respectivement pour f^+).
- La troisième configuration (figure (3-1)) représente des trajectoires de f^+ et f^- qui convergent vers la surface de commutation S_0 , et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé "mode de glissement".

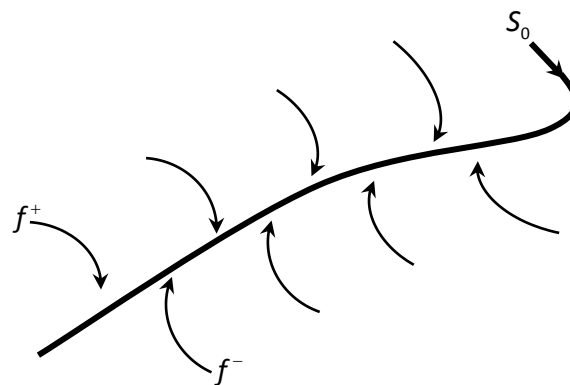


Figure (3-1) Convergence de la trajectoire d'état vers la surface de commutation grâce à la discontinuité de la commande.

Dans les systèmes à structure variable avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan). Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est

dit mouvement de glissement [Buj-97]-[Ame-05]-[Ben-09]. Dans la littérature de l'automatique, il a été convenu que le terme surface de glissement représente la fonction de commutation quelque soit l'ordre du système à régler. En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces [Bou-07].

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre [Che-01]. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes dans la figure (3-2) [Ham-03] :

- Mode de convergence (MC) : Dans cette trajectoire la variable à régler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.
- Mode de glissement (MG) : C'est le comportement du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état x sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.
- Mode du régime permanent (MRP) : Il est nécessaire pour l'étude du comportement d'un système autour du point d'équilibre. Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

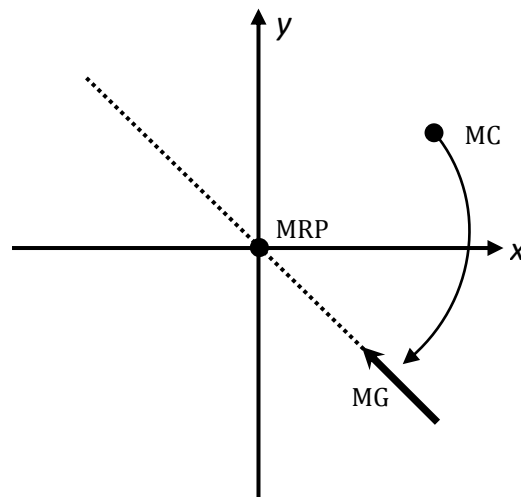


Figure (3-2) Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

3.2 Conception de la commande par mode de glissement

La commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire évoluer avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre [Bel-10], ses avantages sont importants et multiples, comme la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance et la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis [Gou-04]. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une première, continue, représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre, discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle [Gao-93].

La mise en oeuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes [Bou-07], [Hun-93] :

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

3.2.1 Choix de la surface de glissement

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

En général, pour un système non linéaire défini par l'équation d'état suivante [Gou-04]-[Ham-03] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)U(t) \\ y = C^t x \quad y \in R^m \end{cases} \quad (3.5)$$

Pour le nombre, il faut choisir « m » surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension « m ». À propos de la forme de la surface, deux possibilités se présentent :

- Dans l'espace d'état on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état ». Celle-ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation [Büh-86].
- Dans le plan 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. J.J.Slotine [Slo-91] propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état vers sa valeur désirée. La forme non linéaire est en fonction de l'erreur sur la variable à régler x . Elle est donnée par :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (3.6)$$

Avec :

$e(x)$: L'écart sur les variables à régler $e(x) = x^* - x$

λ_x : Vecteur constant positif qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$, $S(x) = e(x)$.

Pour $r = 2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$.

Pour $r = 3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

L'objectif de la commande est de garder 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 λ_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.

3.2.2 Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et d'y rester indépendamment des perturbations. Nous retenons de la littérature deux considérations correspondantes au mode de convergence de l'état du système, que nous citons ci-dessous :

A. La Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par Emilyanov [Eme-67] et Utkin [Utk-77]. Elle s'exprime sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{S}(x) > 0 & \text{ si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 & \text{ si } S(x) > 0 \end{aligned} \quad (3.7)$$

Cette condition peut être donnée, autrement, par :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.8)$$

B. La 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 $\dot{V}(x) < 0$. Cette fonction est généralement, utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [Kam-04]. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de construire une commande U telle que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov [DeC-88]-[Isi-95].

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.9)$$

Et la dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (3.10)$$

Pour que la fonction de Lyapunov $V(x)$ décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est semi définie négative. Ceci est vérifié si la condition (3.8) est vérifiée. L'équation (3.9) signifie que le carré de la distance vers la surface mesuré par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface dans les deux côtés. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie [Utk-77]-[DeC-88].

3.3 Le calcul de la commande

Lorsque le régime glissant et le critère de convergence atteignent, il reste à déterminer la commande nécessaire pour atterrir la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement doit être attractive de deux côtés. De ce fait, si cette com-

mande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant qu'on veut l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la commande discontinue a pour but de vérifier les conditions d'attractivité [DeC-88]-[Fos-96]. La structure du contrôleur par mode glissant se compose de deux parties, une concernant la linéarisation exacte U_{eq} , et l'autre stabilisante U_n . Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Ainsi, le vecteur commande à appliquer au système est obtenu par ajout de deux termes de commande tels que :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (3.11)$$

U_{eq} Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Elle sert à maintenir l'état sur la surface de glissement $S(x) = 0$. Elle est calculée, en imposant que la dérivée de la surface de glissement nulle $\dot{S}(x) = 0$. Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle du signal de commande appliqué sur le système à commander [Fos-96]. Elle peut être interprétée autrement comme une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs U_{max} et U_{min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement, figure (3-3). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées "broutement" ou "Chattering" apparaissent dans le mode de glissement. [Büh-86].

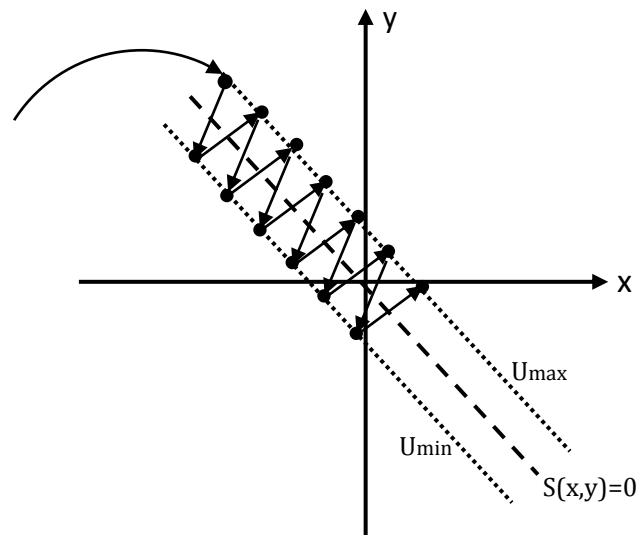


Figure (3-3) Démonstration régime glissant réel.

U_n Correspond à la commande discrète est déterminée pour satisfaire la condition de convergence (3.8). Elle détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement en dépit de l'imprécision sur les paramètres et le modèle du système [Slo-91]-[Hun-93].

Dans l'expression (3.11), 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). Donc le vecteur de commande U permet donc de régler les dynamiques des deux modes de fonctionnement [Mez-06] :

- La commande continue U_{eq} permet d'influer sur le mode de glissement.
- La commande discontinue U_n permet d'influer sur le mode d'approche.

Pour mettre en évidence le développement dans le paragraphe précédent, nous considérons un système dans l'espace d'état défini par l'équation (3.5). Il s'agit de trouver l'expression analytique de la commande U [Djo-04].

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente U_{eq} et par la suite au calcul de la commande attractive U_n du système. La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (3.12)$$

Par substitution, nous trouvons l'expression suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x,t) + g(x,t)U_{eq}(t)) + \frac{\partial S}{\partial x} (g(x,t)U_n) \quad (3.13)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface et la partie discontinue sont nulles ($\dot{S}(x) = 0$ et $U_n = 0$) car la surface est égale à zéro. Ainsi, nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq}(t) = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) \right)^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} F(x,t) \right) \quad (3.14)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant la commande équivalente par son expression tirée de l'équation (3.14) dans l'équation (3.13). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)U_n \quad (3.15)$$

Le problème revient à trouver U_n tel que :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)U_n < 0 \quad (3.16)$$

Afin de satisfaire cette condition, nous choisissons le signe de U_n opposé de signe de $S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x,t)$. La forme la plus simple est de choisir la commande discontinue U_n sous la forme de relais, figure (3-4). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) \quad (3.17)$$

Le signe de K est choisi l'opposé du signe de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$.

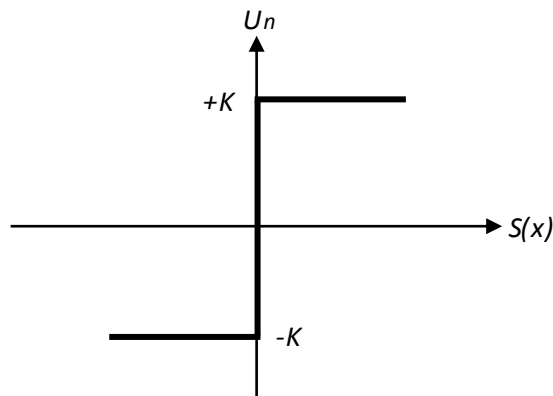


Figure (3-4) Représentation de la commande discontinue (la fonction signe).

Le choix de ce gain est très influent, donc le temps de réponse est d'autant plus petit que le gain K est plus grand. Avec l'utilisation de la fonction sign, des oscillations indésirables risquent d'apparaître au niveau de la commande (phénomène de broutement). Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées, ou même détériorer l'organe de commande. Ce phénomène de broutement peut apparaître sur l'état ou sur la sortie du système [Tam-00].

3.4 Réduction du phénomène de broutement

En mode de glissement, le phénomène de broutement (Chattering en Anglais) est provoqué par une commutation à une fréquence théoriquement infinie de la commande discontinue entre deux valeurs ($\pm K$) au voisinage de la surface de glissement. 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 [Slo-91].

Dans le but de réduire le broutement (phénomène de Chattering), de nombreuses études ont été effectuées qui se base sur le remplacement de la fonction "sign" par par une fonction de saturation adéquate et douce qui filtre les hautes fréquences et qui 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 les régions qui encadre cette derrière, donc la commande varie entre les deux valeurs limites ($\pm K$) [DeC-88]. Le choix des seuils est directement lié à la précision en boucle fermée [Dra-92]-[Gay-96].

Nous donnons, ci-dessous, ces deux exemples de fonctions de saturation "Sat", une pente entre les deux seuils, figure (3-5.a) ou dans le cas d'un seul seuil par une pente qui passe par l'origine du plan ($S(x), U_n$), figure (3-5.b) [Slo-91].

3.4.1 Commande douce à deux seuils

$$U_n = \begin{cases} 0 & \text{si } |S(x)| \leq \mu_1 \\ K \frac{S(x) - \mu_1 \text{sign}(S(x))}{\mu_2 - \mu_1} & \text{si } \mu_1 < |S(x)| \leq \mu_2 \\ K \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \mu_2 \end{cases} \quad (3.18)$$

Avec μ_1 et μ_2 des paramètres petits et positifs.

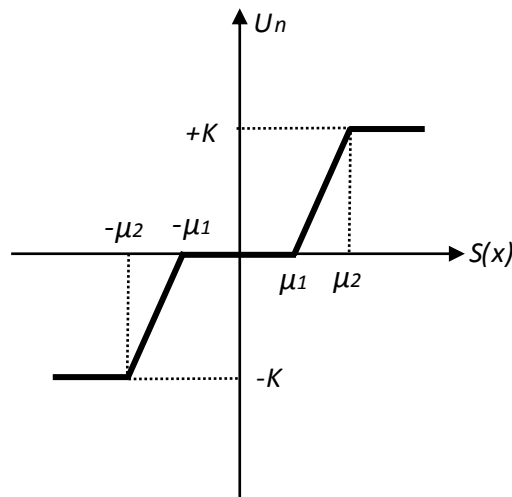


Figure (3-5.a) Représentation de la commande "Sat" à deux seuils.

3.4.2 Commande douce à un seul seuil

$$U_n = \begin{cases} K \frac{S(x)}{\delta} & \text{si } |S(x)| \leq \delta \\ K \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \delta \end{cases} \quad (3.19)$$

Avec δ un paramètre petit et positif.

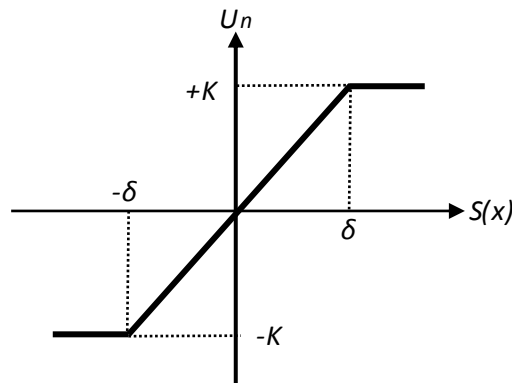


Figure (3-5.b) Représentation de la commande "Sat" à un seul seuil.

3.4.3 Commande douce Smooth

Nous trouvons aussi dans littérature, un type d'adoucissement de la fonction "Sign" selon une fonction régulière de classe C^1 (Smooth en Anglais). La commande est défini par [Has-86]. On donne ci dessous un exemple de ce type de fonction figure (3-5.c), soit :

$$U_n = \begin{cases} 2K \frac{S(x)}{S(x) + \varepsilon} & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \\ K \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (3.20)$$

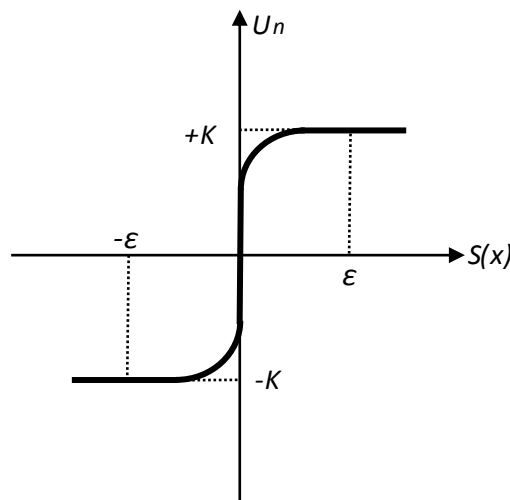


Figure (3-5.c) Représentation de la commande discontinue (la fonction Smooth).

Quel que soit la méthode utilisée pour la réduction du phénomène de broutement. Plus les seuils sont augmentés, plus le broutement 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'exister [Dra-92]-[Gay-96].

Compte tenu des généralités théorique sur la commande par mode de glissement que nous venons de décrire, nous devons maintenant les appliquer à notre cas bien précis de la machine asynchrone pour obtenir les réponses souhaitées au niveau des variables de sortie.

3.5 Application de la commande par mode de glissement à la machine asynchrone avec pilotage vectoriel

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'application du réglage par mode glissant à la machine asynchrone et nous déterminons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au deuxième chapitre, rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique c'est-à-dire sans régulation de flux rotorique en quadrature.

Cette stratégie consiste à rendre possible d'agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes de la tension statorique v_{sd} et v_{sq} respectivement [Vas-96]. Donc cette technique simplifie le modèle de la machine asynchrone mais il reste non linéaire.

Puisque le comportement des systèmes non linéaire est beaucoup plus complexe que celui des systèmes linéaires, une commande non linéaire est fréquemment nécessaire pour avoir de meilleures performances. Le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages, nous citons la précision, la stabilité, la simplicité de la mise en œuvre, et notamment la robustesse, il faut signaler aussi l'adaptation, aussi bien aux processus linéaires qu'aux non linéaires. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté au traitement des systèmes dont les modèles sont imprécis en raison de problème d'identification (variation de paramètres du système) et de problème de modélisation (simplification du modèle dynamique du système).

Ce type de commande peut être également utilisé d'une manière tout à fait analogue non seulement en régulation, mais aussi dans les problèmes de poursuite de modèle [Cha-96]-[Flo-00].

Considérant les nombreux avantages de cette stratégie, on a essayé d'exploiter cette commande dans le cas d'une machine asynchrone avec modèle non linéaire réduit et ceci pour rendre la machine robuste du point de vue les variations paramétriques.

Nous rappelons le modèle d'état de la machine asynchrone trouvé au deuxième chapitre, dans un référentiel (d, q) tournant à la vitesse de synchronisme ω_s , avec flux rotorique aligné suivant l'axe d c'est-à-dire ($\phi_r = \phi_{rd}$).

Ce modèle est représenté ci-dessous :

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd} = a_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + a_2 \phi_r + b v_{sd} \\ \dot{i}_{sq} = -\omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} - a_3 \omega \phi_r + b v_{sq} \\ \dot{\phi}_r = a_4 i_{sd} - a_5 \phi_r \\ \dot{\Omega} = a_6 (\phi_r i_{sq}) - a_7 \Omega - a_8 C_r \end{cases} \quad (3.21)$$

Les paramètres $a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7, a_8, \sigma$ et b sont définis par:

$$a_1 = -b(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r), \quad a_2 = \frac{L_m R_r}{(\sigma L_s L_r^2)}, \quad a_3 = \frac{L_m}{(\sigma L_s L_r)}, \quad a_4 = \frac{L_m R_r}{L_r}, \quad a_5 = \frac{R_r}{L_r}, \quad a_6 = \frac{p L_m}{J L_r}, \quad a_7 = \frac{f_v}{J},$$

$$a_8 = \frac{1}{J}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s}$$

Notre objectif est de réguler la vitesse de rotation Ω et le flux rotorique ϕ_{rd} , pour cela il faut choisir les surfaces nécessaires. Plusieurs cas sont possibles selon le degré relatif r , dans notre travail, deux types de réglage seront étudiés :

3.5.1 Cas à deux surfaces

Le réglage de vitesse avec deux surfaces de glissement sont nécessaires vues la dimension du vecteur de commande v .

Les variables à régler sont la vitesse de rotation Ω et le flux rotorique ϕ_r qui sera maintenu constant à sa valeur nominale pour avoir un couple maximum. Mais dans ce réglage on ne peut pas limiter les grandeurs ayant la dynamique la plus rapide i_{sd} et i_{sq} .

Le schéma bloc de commande par mode glissant avec deux surfaces de glissement est présenté dans figure (3-6) suivante :

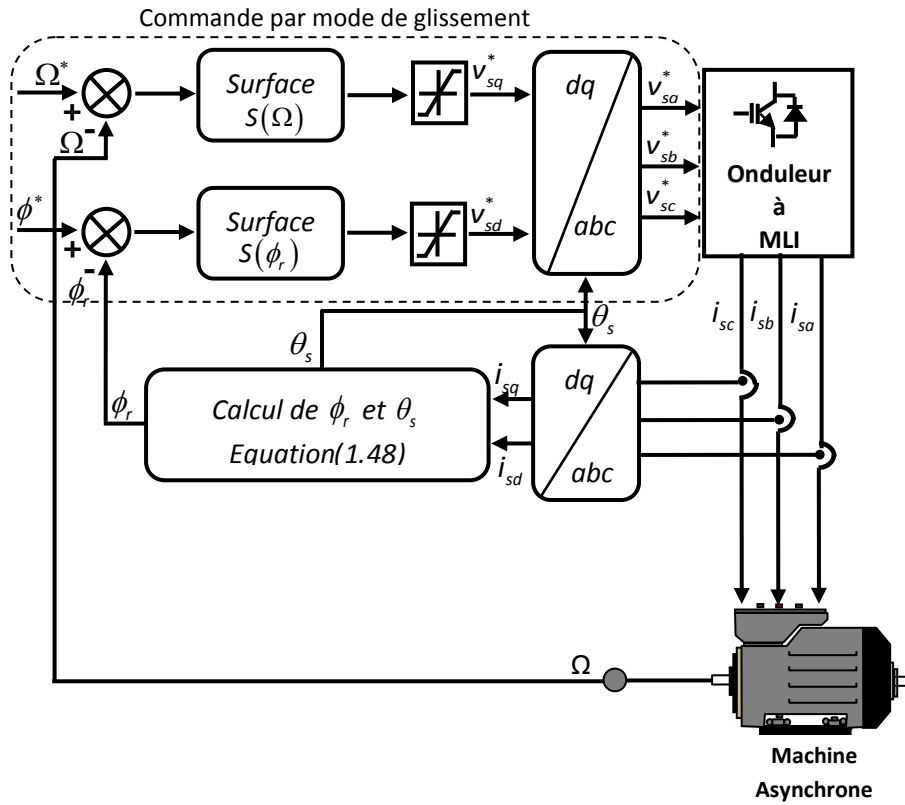


Figure (3-6) Schéma bloc de principe de la commande vectorielle indirecte par mode de glissement cas deux surfaces.

A. Synthèse des lois de commande

Le degré relatif des deux surfaces est pris égal à deux pour pouvoir faire apparaître les commandes v_{sd} et v_{sq} dans ses dérivées, les étapes de développement de la commande sont présentées comme suit :

Les deux surfaces sont données par :

$$\begin{cases} S(\Omega) = \lambda_{\Omega} e(\Omega) + \dot{e}(\Omega) \\ S(\phi_r) = \lambda_{\phi_r} e(\phi_r) + \dot{e}(\phi_r) \end{cases} \quad (3.22)$$

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = \lambda_{\Omega} (\dot{\Omega}^* - \dot{\Omega}) + (\ddot{\Omega}^* - \ddot{\Omega}) \\ \dot{S}(\phi_r) = \lambda_{\phi_r} (\dot{\phi}_r^* - \dot{\phi}_r) + (\ddot{\phi}_r^* - \ddot{\phi}_r) \end{cases} \quad (3.23)$$

Où Ω^* et ϕ_r^* sont la vitesse de référence et le flux de référence, avec $\lambda_{\Omega} > 0$ et $\lambda_{\phi_r} > 0$.

Les dérivées des surfaces sont déduites comme suit :

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = \lambda_{\Omega} (\dot{\Omega}^* - \dot{\Omega}) + (\ddot{\Omega}^* - \ddot{\Omega}) \\ \dot{S}(\phi_r) = \lambda_{\phi_r} (\dot{\phi}_r^* - \dot{\phi}_r) + (\ddot{\phi}_r^* - \ddot{\phi}_r) \end{cases} \quad (3.24)$$

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = \ddot{\Omega}^* + \lambda_{\Omega} \dot{\Omega}^* - \ddot{\Omega} - \lambda_{\Omega} \dot{\Omega} \\ \dot{S}(\phi_r) = \ddot{\phi}_r^* + \lambda_{\phi_r} \dot{\phi}_r^* - \ddot{\phi}_r - \lambda_{\phi_r} \dot{\phi}_r \end{cases} \quad (3.25)$$

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = \ddot{\Omega}^* + \lambda_{\Omega} \dot{\Omega}^* - a_6 (\phi_r \dot{i}_{sq}) - a_6 (\dot{\phi}_r i_{sq}) + a_7 \dot{\Omega} + a_8 \dot{C}_r - \lambda_{\Omega} \dot{\Omega} \\ \dot{S}(\phi_r) = \ddot{\phi}_r^* + \lambda_{\phi_r} \dot{\phi}_r^* - a_4 \dot{i}_{sd} + a_5 \dot{\phi}_r - \lambda_{\phi_r} \dot{\phi}_r \end{cases} \quad (3.26)$$

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = \ddot{\Omega}^* + \lambda_{\Omega} \dot{\Omega}^* + a_8 \dot{C}_r + (a_7 - \lambda_{\Omega}) \dot{\Omega} - a_6 (\phi_r \dot{i}_{sq}) - a_6 (\dot{\phi}_r i_{sq}) \\ \dot{S}(\phi_r) = \ddot{\phi}_r^* + \lambda_{\phi_r} \dot{\phi}_r^* + (a_5 - \lambda_{\phi_r}) \dot{\phi}_r - a_4 \dot{i}_{sd} \end{cases} \quad (3.27)$$

Par substitution de (3.20) dans (3.26), on aura :

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = \ddot{\Omega}^* + \lambda_{\Omega} \dot{\Omega}^* + a_8 \dot{C}_r + (a_7 - \lambda_{\Omega}) \dot{\Omega} - a_6 \phi_r (-\omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} - a_3 \omega \phi_r + b v_{sq}) \\ \quad - a_6 i_{sq} (a_4 i_{sd} - a_5 \phi_r) \\ \dot{S}(\phi_r) = \ddot{\phi}_r^* + \lambda_{\phi_r} \dot{\phi}_r^* + (a_5 - \lambda_{\phi_r}) \dot{\phi}_r - a_4 (a_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + a_2 \phi_r + b v_{sd}) \end{cases} \quad (3.28)$$

Dans ce cas les vecteurs de commande par mode glissant v_{sd}^* et v_{sq}^* se composent de deux parties :

$$\begin{cases} v_{sq}^* = v_{sq,eq} + v_{sq,n} \\ v_{sd}^* = v_{sd,eq} + v_{sd,n} \end{cases} \quad (3.29)$$

Nous remplaçant les tensions v_{sd} et v_{sq} par les tensions de commande v_{sd}^* et v_{sq}^* :

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = \ddot{\Omega}^* + \lambda_{\Omega} \dot{\Omega}^* + a_8 \dot{C}_r + (a_7 - \lambda_{\Omega}) \dot{\Omega} - a_6 \phi_r (-\omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} - a_3 \omega \phi_r + b v_{sq}^*) \\ \quad - a_6 i_{sq} (a_4 i_{sd} - a_5 \phi_r) \\ \dot{S}(\phi_r) = \ddot{\phi}_r^* + \lambda_{\phi_r} \dot{\phi}_r^* + (a_5 - \lambda_{\phi_r}) \dot{\phi}_r - a_4 (a_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + a_2 \phi_r + b v_{sd}^*) \end{cases} \quad (3.30)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, les dérivées $\dot{S}(\Omega)$ et $\dot{S}(\phi_r)$ sont nulles et les commandes discontinues $v_{sq,n}$ et $v_{sd,n}$ sont aussi nulles.

D'où nous tirons les commandes équivalentes $v_{sq,eq}$ et $v_{sd,eq}$:

$$\begin{aligned} v_{sq,eq} &= \frac{1}{b a_6 \phi_r} \left[\ddot{\Omega}^* + \lambda_{\Omega} \dot{\Omega}^* + a_8 \dot{C}_r + (a_7 - \lambda_{\Omega}) \dot{\Omega} - a_6 \phi_r (-\omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} - a_3 \omega \phi_r) \right. \\ &\quad \left. - a_6 i_{sq} (a_4 i_{sd} - a_5 \phi_r) \right] \\ v_{sd,eq} &= \frac{1}{b a_4} \left[\ddot{\phi}_r^* + \lambda_{\phi_r} \dot{\phi}_r^* + (a_5 - \lambda_{\phi_r}) \dot{\phi}_r - a_4 (a_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + a_2 \phi_r) \right] \end{aligned} \quad (3.31)$$

Et :

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = -b a_6 \phi_r v_{sq,n} \\ \dot{S}(\phi_r) = -b a_4 v_{sd,n} \end{cases} \quad (3.32)$$

remplaçant les commandes équivalentes par leurs expressions (3.31) et (3.32) dans (3.30) nous trouvons les nouvelles expressions de $\dot{S}(\Omega)$ et $\dot{S}(\phi_r)$:

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = -b.a_6.\phi_r.v_{sq,n} \\ \dot{S}(\phi_r) = -b.a_4.v_{sd,n} \end{cases} \quad (3.33)$$

Pour vérifier les conditions d'attractivité (3.8) nous devons poser :

$$\begin{cases} v_{sq,n} = K_{\Omega} \text{sign}(S(\Omega)) \\ v_{sd,n} = K_{\phi_r} \text{sign}(S(\phi_r)) \end{cases} \quad (3.34)$$

Avec K_{Ω} et K_{ϕ_r} sont des constantes positives.

B. Résultats de simulations

Afin de conclure sur les performances du réglage par mode de glissement avec deux surfaces de glissement, basé sur le pilotage vectoriel, nous effectuons la simulation numérique de la commande par l'utilisation de la fonction discontinue « Smooth » définie par l'équation (3.20) pour réduire le phénomène de broutement.

Les paramètres du réglage sont donnés dans le tableau (3-1), ces paramètres de régulation ont été ajustés par la méthode d'essais-erreur.

K_{Ω}	K_{ϕ_r}	λ_{Ω}	λ_{ϕ_r}	K	ε
250	250	120	120	1	0.5

Tableau (3-1) Paramètres du réglage de vitesse et du flux avec deux surfaces de glissement.

▪ Essais avec paramètres nominaux

La figure (3-7) représente l'évolution pour les deux Benchmarks par la théorie du mode de glissement, avec deux surfaces de glissement, avec les paramètres nominaux de la machine, de la vitesse Ω , du courant statorique i_{sa} , du couple électromagnétique C_{em} , des flux rotoriques ϕ_{rd} , ϕ_{rq} et des courants statoriques i_{sd} , i_{sq} .

On remarque que ce réglage, basé sur le pilotage vectoriel, donne de bonnes performances vis-à-vis de la poursuite de la consigne sans dépassement remarquable en dépit de la perturbation. Nous constatons aussi que l'orientation du flux n'est pas affectée aux régimes permanents donc le découplage est toujours garanti, et que le réglage présente des dynamiques rapides pour atteindre ses valeurs de référence.

Mais on constate un dépassement des courants statoriques et du couple électromagnétique lors des régimes transitoires en raison du manque des régulateurs des courants statoriques et leurs limitations. Pour le Benchmark 2 le découplage par orientation du flux rotorique est légèrement affecté.

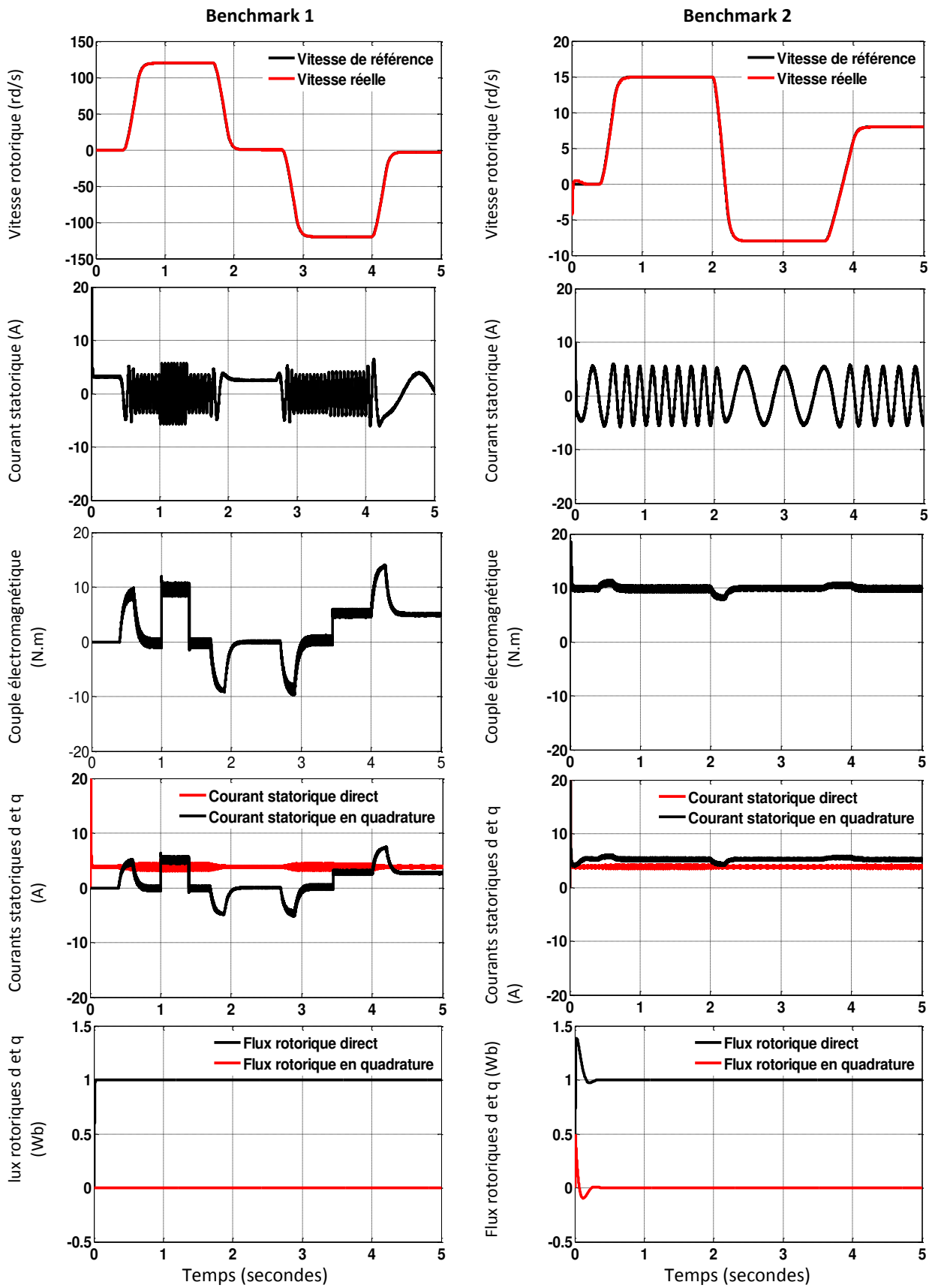


Figure (3-7) Performances sur le Benchmark 1 et le Benchmark 2 de la commande par mode glissant d'ordre un avec deux surfaces - Essai avec paramètres nominaux.

▪ Essais avec variation des résistances

Afin de tester la robustesse de cette structure de commande par mode de glissement d'ordre un avec deux surfaces de glissement, nous avons étudié l'influence des variations des résistances sur l'erreur de poursuite de vitesse, le courant statorique en quadrature et les flux rotoriques, pour des variations de 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r . Les résultats des essais effectués figure (3-8), montrent que la régulation de vitesse est toujours réalisée et que seule la variation de la résistance rotorique affecte l'orientation du champ rotorique, nous allons corriger ce problème en passant à un contrôle avec quatre surfaces de glissement, en ajoutant deux régulateurs mode glissant des courants i_{sd} et i_{sq} .

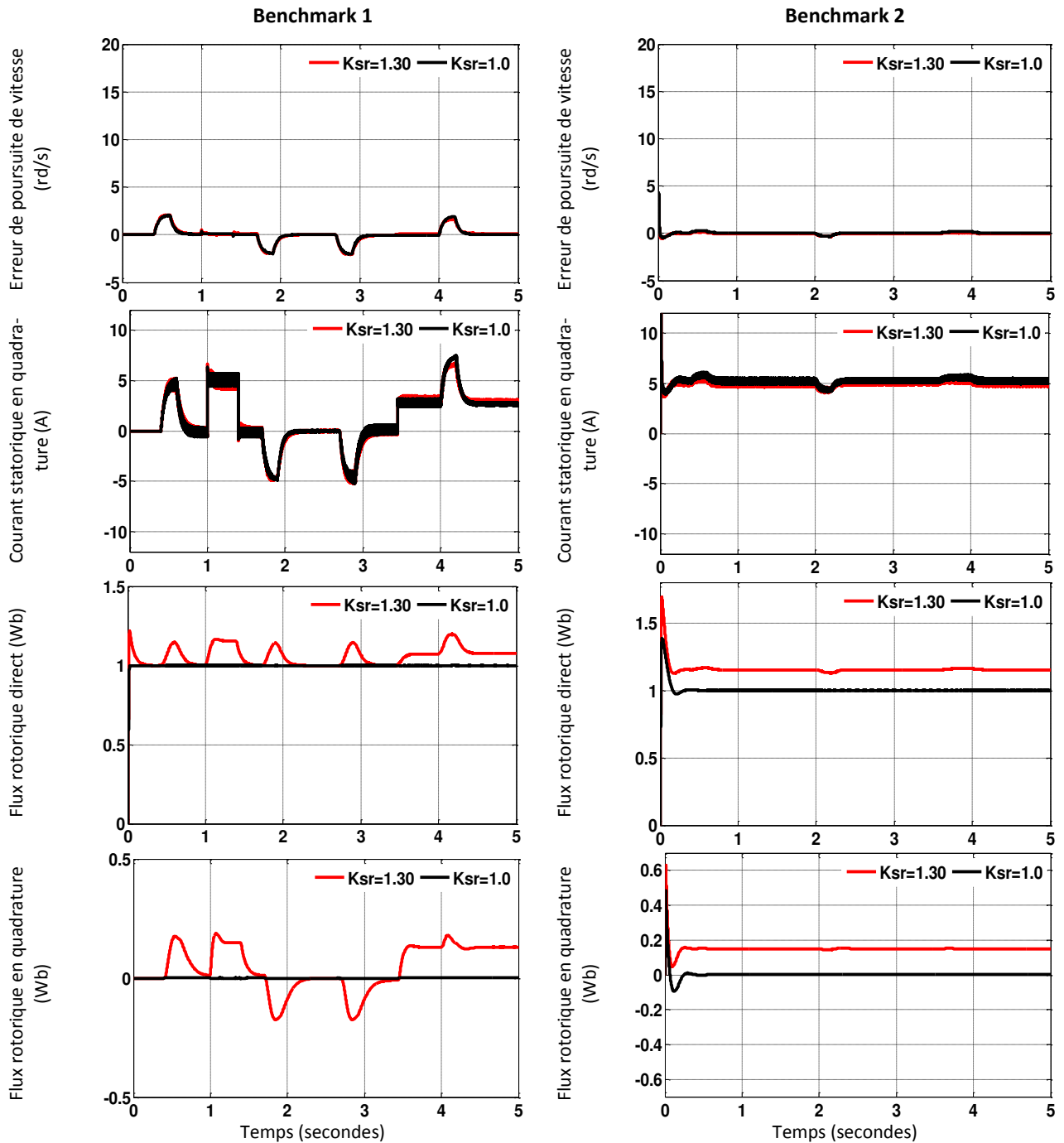


Figure (3-8) Performances sur le Benchmark 1 et le Benchmark 2 de la commande par mode glissant d'ordre un avec deux surfaces de glissement - Essai avec variation de 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r .

Les valeurs des indices de performance (Annexe B) données dans le tableau (3-2), confirment la faible influence des variations de la résistance R_s et R_r sur la réponse de la vitesse. Ces valeurs montrent clairement la robustesse de la commande par mode glissant par rapport à la commande linéaire établi au l'annexe A.

Profil	Variations des résistances $K_{sr} = R_s / R_{sn} = R_r / R_{rn}$	IAE(rad / s)	ISE(rad ² / s)
Benchmark 1	$K_{sr} = 1.00$	1.7505	2.4937
	$K_{sr} = 1.30$	1.9302	2.5933
Benchmark 2	$K_{sr} = 1.00$	0.3635	0.1883
	$K_{sr} = 1.30$	0.4198	0.2183

Tableau (3-2) Indices de performance de la commande par mode glissant avec deux surfaces de glissement.

3.5.2 Cas à quatre surfaces

Ce réglage nécessite un réglage en cascade de deux boucles de régulation. Une boucle interne permet le contrôle des courants i_{sd} et i_{sq} , et une boucle externe permet le contrôle de la vitesse et le flux rotorique Ω et ϕ_r . Il utilise des surfaces de glissement d'ordre un et des saturations de tous les grandeurs de commande notamment i_{sd}^* et i_{sq}^* . Mais, il pose de sérieux problèmes d'ordre pratique, car il utilise les dérivées des grandeurs discontinues dans les algorithmes de commande, figure (3-9).

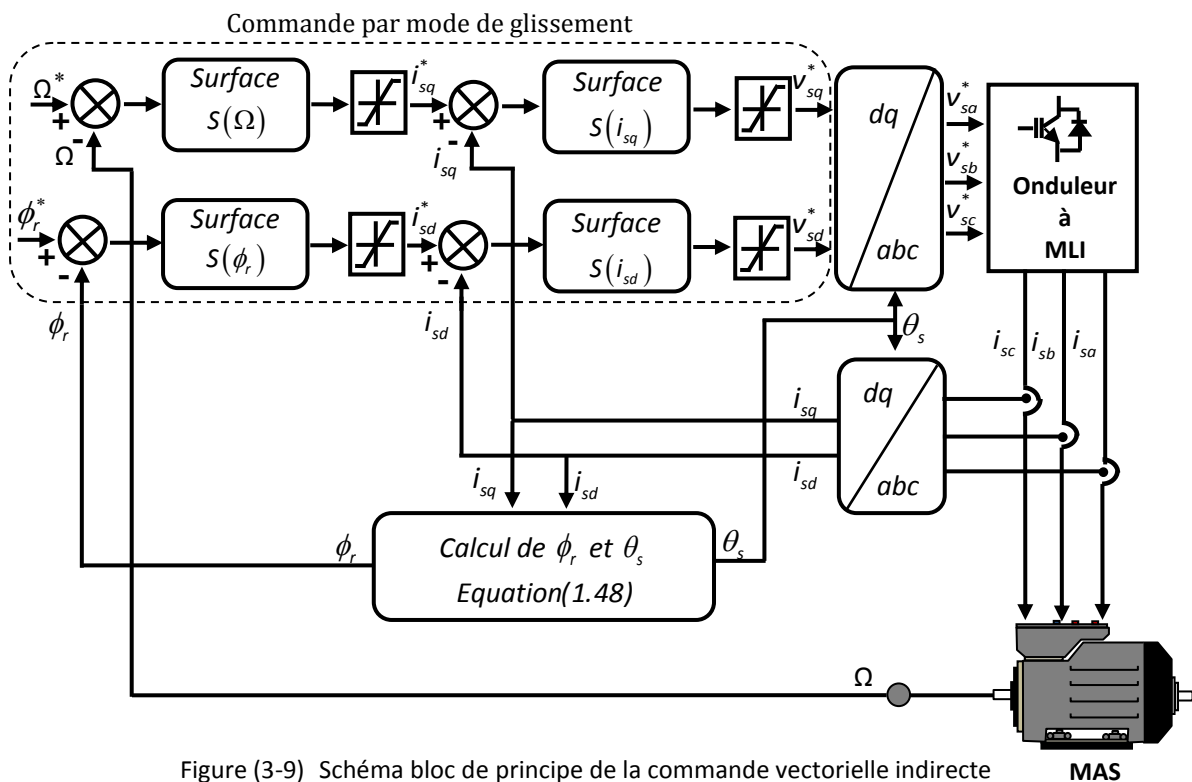


Figure (3-9) Schéma bloc de principe de la commande vectorielle indirecte par mode de glissant cas quatre surfaces.

A. Synthèse des lois de commande

Le degré relatif des surfaces est pris égal à un pour pouvoir faire apparaître les commandes v_{sd} et v_{sq} dans ses dérivées, les surfaces de glissement sont représentées par les erreurs sur la variable à régler.

- Régulation de la vitesse Ω et de flux rotorique ϕ_r

Les deux surfaces sont données par :

$$\begin{cases} S(\Omega) = e(\Omega) \\ S(\phi_r) = e(\phi_r) \end{cases} \quad (3.35)$$

$$\begin{cases} S(\Omega) = \Omega^* - \Omega \\ S(\phi_r) = \phi_r^* - \phi_r \end{cases} \quad (3.36)$$

Les dérivées des surfaces sont :

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \\ \dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* - \dot{\phi}_r \end{cases} \quad (3.37)$$

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - (a_6(\phi_r i_{sq}) - a_7\Omega - a_8 C_r) \\ \dot{S}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* - (a_4 i_{sd} - a_5 \phi_r) \end{cases} \quad (3.38)$$

Nous remplaçant les courants i_{sq} et i_{sd} par les courants de commande i_{sq}^* et i_{sd}^* , tels que :

$$\begin{cases} i_{sq}^* = i_{sq,eq} + i_{sq,n} \\ i_{sd}^* = i_{sd,eq} + i_{sd,n} \end{cases} \quad (3.39)$$

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = 0 = \dot{\Omega}^* - (a_6 \phi_r i_{sq}^* - a_7\Omega - a_8 C_r) \\ \dot{S}(\phi_r) = 0 = \dot{\phi}_r^* - (a_4 i_{sd}^* - a_5 \phi_r) \end{cases} \quad (3.40)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons $\dot{S}(\Omega)$ et $\dot{S}(\phi_r)$ sont nulles et les commandes discontinues $i_{sq,n}$ et $i_{sd,n}$ sont aussi nulles.

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = 0 = \dot{\Omega}^* - (a_6(\phi_r i_{sq,eq}) - a_7\Omega - a_8 C_r) \\ \dot{S}(\phi_r) = 0 = \dot{\phi}_r^* - (a_4 i_{sd,eq} - a_5 \phi_r) \end{cases} \quad (3.41)$$

D'où, nous déduisons les grandeurs des commandes équivalentes $i_{sq,eq}$ et $i_{sd,eq}$:

$$\begin{cases} i_{sq,eq} = \frac{1}{a_6 \phi_r} (\dot{\Omega}^* + a_7 \Omega + a_8 C_r) \\ i_{sd,eq} = \frac{1}{a_4} (\dot{\phi}_r^* + a_5 \phi_r) \end{cases} \quad (3.42)$$

Durant le mode de convergence, il faut vérifier la condition (3.8). En remplaçant l'expression des commandes équivalentes (3.42) dans l'expression des dérivées des surfaces (3.40), nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = -a_6 \phi_r i_{sq,n} \\ \dot{S}(\phi_r) = -a_4 i_{sd,n} \end{cases} \quad (3.43)$$

Afin de vérifier la condition de stabilité (3.8), nous posons $i_{qs,n}$ et $i_{ds,n}$ comme suit :

$$\begin{cases} i_{sq,n} = K_{i_{sq}} \text{sign}(S(\Omega)) \\ i_{sd,n} = K_{i_{sd}} \text{sign}(S(\phi_r)) \end{cases} \quad (3.44)$$

Les paramètres $K_{i_{sq}}$ et $K_{i_{sd}}$ doivent être positifs.

Pour éviter tout dépassement possible des courants i_{sq} et i_{sd} , nous rajoutons deux limiteurs des courants de référence i_{sq}^* et i_{sd}^* définissent par :

$$i_{sq}^* = \begin{cases} i_{sq} & \text{si } |i_{sq}| < i_{sq,max} \\ i_{sq,max} \text{sign}(S(i_{sq})) & \text{si } |i_{sq}| \geq i_{sq,max} \end{cases} \quad (3.45)$$

Et :

$$i_{sd}^* = \begin{cases} i_{sd} & \text{si } |i_{sd}| < i_{sd,max} \\ i_{sd,max} \text{sign}(S(i_{sd})) & \text{si } |i_{sd}| \geq i_{sd,max} \end{cases} \quad (3.46)$$

▪ *Régulation des courants i_{sq} et i_{sd} :*

Les deux surfaces des courants sont données par :

$$\begin{cases} S(i_{sq}) = e(i_{sq}) \\ S(i_{sd}) = e(i_{sd}) \end{cases} \quad (3.47)$$

$$\begin{cases} S(i_{sq}) = i_{sq}^* - i_{sq} \\ S(i_{sd}) = i_{sd}^* - i_{sd} \end{cases} \quad (3.48)$$

Les dérivées des surfaces sont :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{sq}) = \dot{i}_{sq}^* - \dot{i}_{sq} \\ \dot{S}(i_{sd}) = \dot{i}_{sd}^* - \dot{i}_{sd} \end{cases} \quad (3.49)$$

En tenant compte du système d'état décrit par l'équation (3.21), les dérivées des surfaces deviennent :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{sq}) = \dot{i}_{sq}^* - (-\omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} - a_3 \omega \phi_r + b v_{sq}) \\ \dot{S}(i_{sd}) = \dot{i}_{sd}^* - (a_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + a_2 \phi_r + b v_{sd}) \end{cases} \quad (3.50)$$

Nous remplaçant les tensions v_{sq} et v_{sd} par les tensions de commande v_{sq}^* et v_{sd}^* , tel que :

$$\begin{cases} v_{sq}^* = v_{sq,eq} + v_{sq,n} \\ v_{sd}^* = v_{sd,eq} + v_{sd,n} \end{cases} \quad (3.51)$$

Donc les dérivées des surfaces $\dot{S}(i_{sq})$ et $\dot{S}(i_{sd})$ deviennent :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{sq}) = \dot{i}_{sq}^* - (-\omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} - a_3 \omega \phi_r + b v_{sq}^*) \\ \dot{S}(i_{sd}) = \dot{i}_{sd}^* - (a_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + a_2 \phi_r + b v_{sd}^*) \end{cases} \quad (3.52)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons les surfaces $S(i_{sq})$ et $S(i_{sd})$ sont nulles, ceci implique que les dérivées des surfaces $\dot{S}(i_{sq})$, $\dot{S}(i_{sd})$ et les commandes discontinues $v_{sq,n}$ et $v_{sd,n}$ sont aussi nulles. D'où nous tirons les grandeurs des commandes équivalentes $v_{sq,eq}$ et $v_{sd,eq}$:

$$\begin{cases} v_{sq,eq} = \frac{1}{b} (\dot{i}_{sq}^* + \omega_s i_{sd} - a_1 i_{sq} + a_3 \omega \phi_r) \\ v_{sd,eq} = \frac{1}{b} (\dot{i}_{sd}^* - a_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - a_2 \phi_r) \end{cases} \quad (3.53)$$

Durant le mode de convergence, nous avons :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{sq}) = -b v_{sq,n} \\ \dot{S}(i_{sd}) = -b v_{sd,n} \end{cases} \quad (3.54)$$

Afin de vérifier la condition de stabilité (3.8), nous posons $v_{qs,n}$ et $v_{ds,n}$ comme suit :

$$\begin{cases} v_{sq,n} = K_{v_{sq}} \text{sign}(S(i_{sq})) \\ v_{sd,n} = K_{v_{sd}} \text{sign}(S(i_{sd})) \end{cases} \quad (3.55)$$

Les paramètres $K_{v_{sq}}$ et $K_{v_{sd}}$ doivent être positifs.

B. Résultats de simulations

Les paramètres de ce réglage sont regroupés dans le tableau (3-3).

K_{id}	$K_{i_{sq}}$	$K_{v_{sq}}$	$K_{v_{sd}}$	K	ε
10	10	180	180	1	0.5

Tableau (3-3) Paramètres du réglage de vitesse avec quatre surfaces.

▪ Essais avec paramètres nominaux

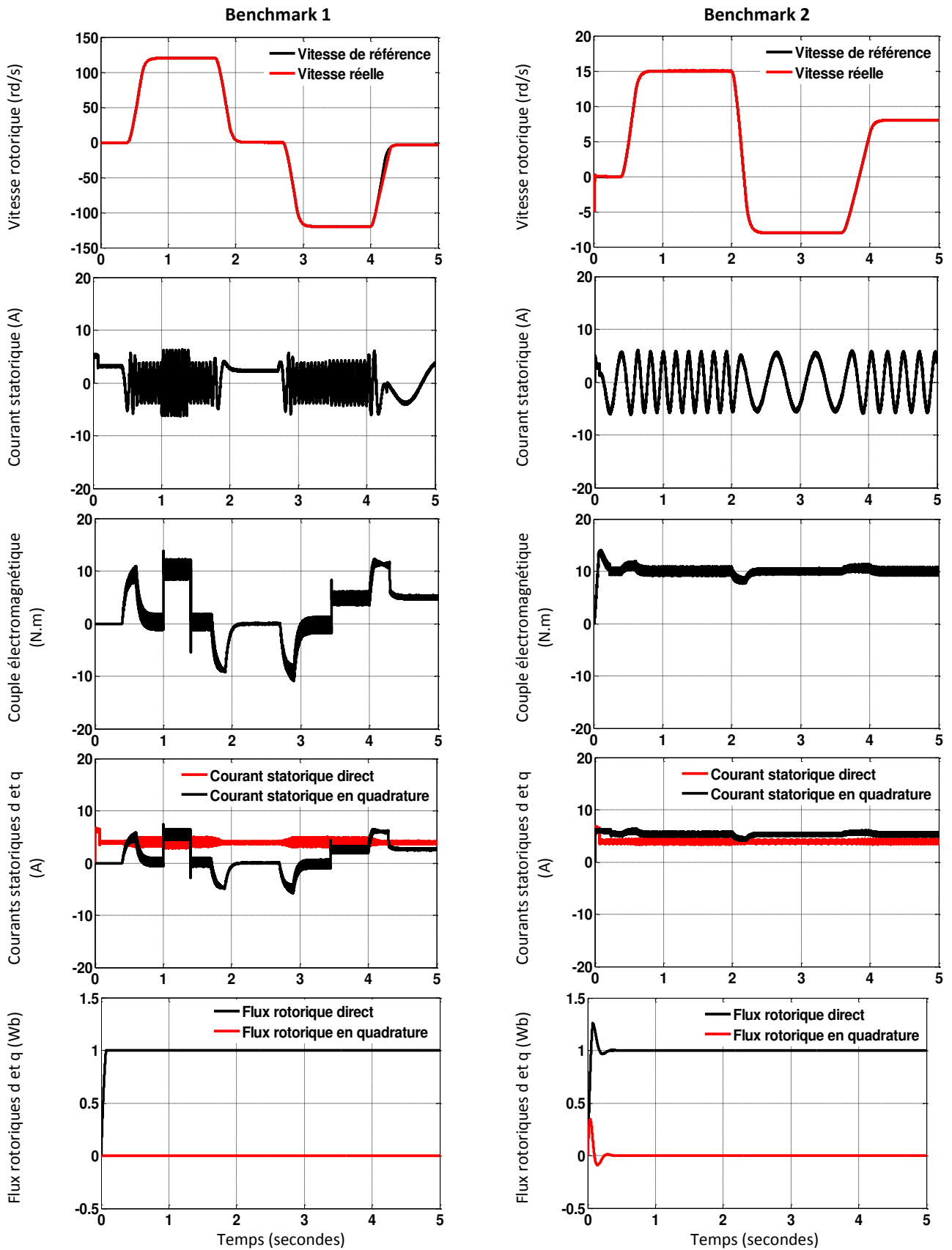


Figure (3-10) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par mode glissant d'ordre un avec quatre surfaces - Essai avec paramètres nominaux.

Figure (3-10) représente les résultats du réglage de vitesse basé sur le pilotage vectoriel avec quatre surfaces de glissement. Les résultats obtenus montrent que cette structure de commande est très performante. La vitesse est très bien régulée, les grandeurs sont limitées, elles ne dépassent pas leurs valeurs nominales et le découplage est plus amélioré dans ce cas que dans le premier (deux surfaces).

▪ Essais avec variation des résistances

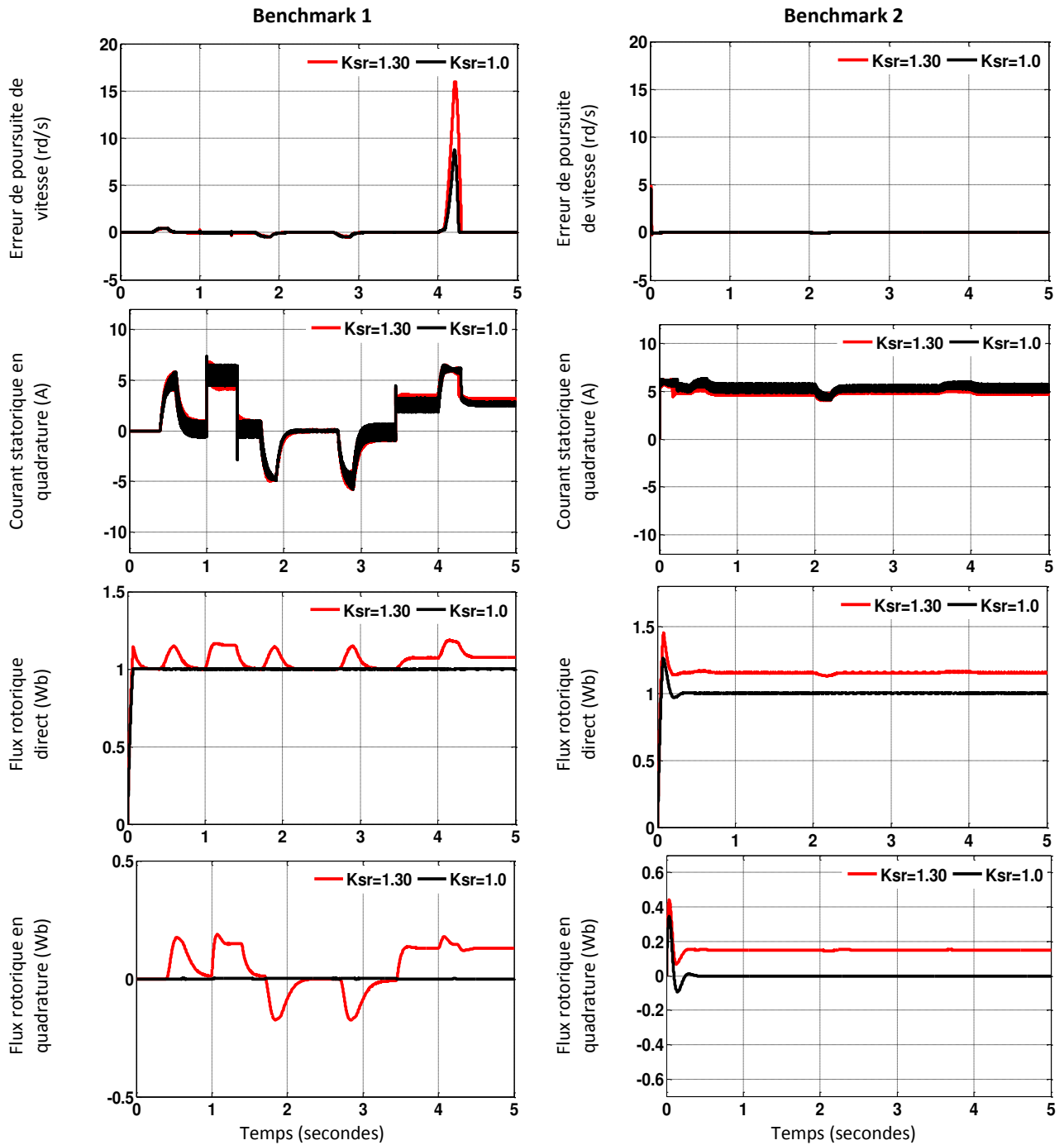


Figure (3-11) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par mode glissant d'ordre un avec quatre surfaces - Essai avec variation de 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r .

La figure (3-11) représente les tests de robustesse du réglage de vitesse basé sur le modèle non linéaire avec pilotage vectoriel (cas quatre surfaces de glissement). D’après les résultats des essais effectués, nous remarquons toujours une très bonne régulation de vitesse. Nous remarquons une légère augmentation du temps de réponse en vitesse lors du démarrage et de l’inversion du sens de rotation. Les courant statorique et le couple électromagnétique sont bien limités à ses valeurs admissibles pendant le régime transitoire du démarrage, et le dépassement est moins important pour les flux rotoriques et nous observons que l’orientation du champ rotorique est parfaite.

Les indices de performance (annexe B) dans le tableau (3-4), montrent l’influence du couple de charge et la variation des résistances statorique et rotorique sur l’erreur de poursuite de vitesse pour le Benchmark 1 et le benchmark 2.

Profil	Variations des résistances $K_{sr} = R_s / R_{sn} = R_r / R_{rn}$	IAE(rad / s)	ISE(rad ² / s)
Benchmark 1	$K_{sr} = 1.00$	1.0974	4.8247
	$K_{sr} = 1.30$	2.1312	21.5344
Benchmark 2	$K_{sr} = 1.00$	0.0913	0.1937
	$K_{sr} = 1.30$	0.1065	0.2436

Tableau (3-4) Indices de performance de la commande par mode glissant avec quatre surfaces.

A travers le tableau (3-4), nous constatons que les performances se dégradent un petit peu lorsque les résistances augmentent. Les ondulations au niveau du couple et des courants sont importantes par rapport à quatre surfaces de glissement.

3.6 Réglage par mode de glissement de la machine asynchrone avec régulation du flux rotorique en quadrature

Nous nous intéressons dans cette partie à l’application du réglage par mode glissant de la machine asynchrone avec régulation de flux rotorique en quadrature. Nous rappelons le modèle d’état de la machine asynchrone trouvé au premier chapitre, dans un référentiel (d, q) tournant à la vitesse de synchronisme ω_s , [Cha-96] :

$$\begin{cases}
 \dot{i}_{sd} = a_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + a_2 \phi_{rd} + a_3 \omega \phi_{rq} + b v_{sd} \\
 \dot{i}_{sq} = -\omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} - a_3 \omega \phi_{rd} + a_2 \phi_{rq} + b v_{sq} \\
 \dot{\phi}_{rd} = a_4 i_{sd} - a_5 \phi_{rd} + \omega_r \phi_{rq} \\
 \dot{\phi}_{rq} = a_4 i_{sq} - \omega_r \phi_{rd} - a_5 \phi_{rq} \\
 \dot{\Omega} = a_6 (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) - a_7 \Omega - a_8 C_r
 \end{cases} \tag{3.56}$$

Les paramètres $a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7, a_8, \sigma$ et b sont définis par:

$$a_1 = -b(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r), \quad a_2 = \frac{L_m R_r}{(\sigma L_s L_r^2)}, \quad a_3 = \frac{L_m}{(\sigma L_s L_r)}, \quad a_4 = \frac{L_m R_r}{L_r}, \quad a_5 = \frac{R_r}{L_r}, \quad a_6 = \frac{\rho L_m}{J L_r}, \quad a_7 = \frac{f_v}{J}, \quad a_8 = \frac{1}{J},$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s}$$

D'après le modèle (3.56) cinq surfaces sont choisies deux concernant la vitesse Ω et le flux rotorique ϕ_{rd} et deux autres pour les courants i_{sq} et i_{sd} , et la cinquième sert pour le réglage de la pulsation de glissement ω_r , figure (3-12).

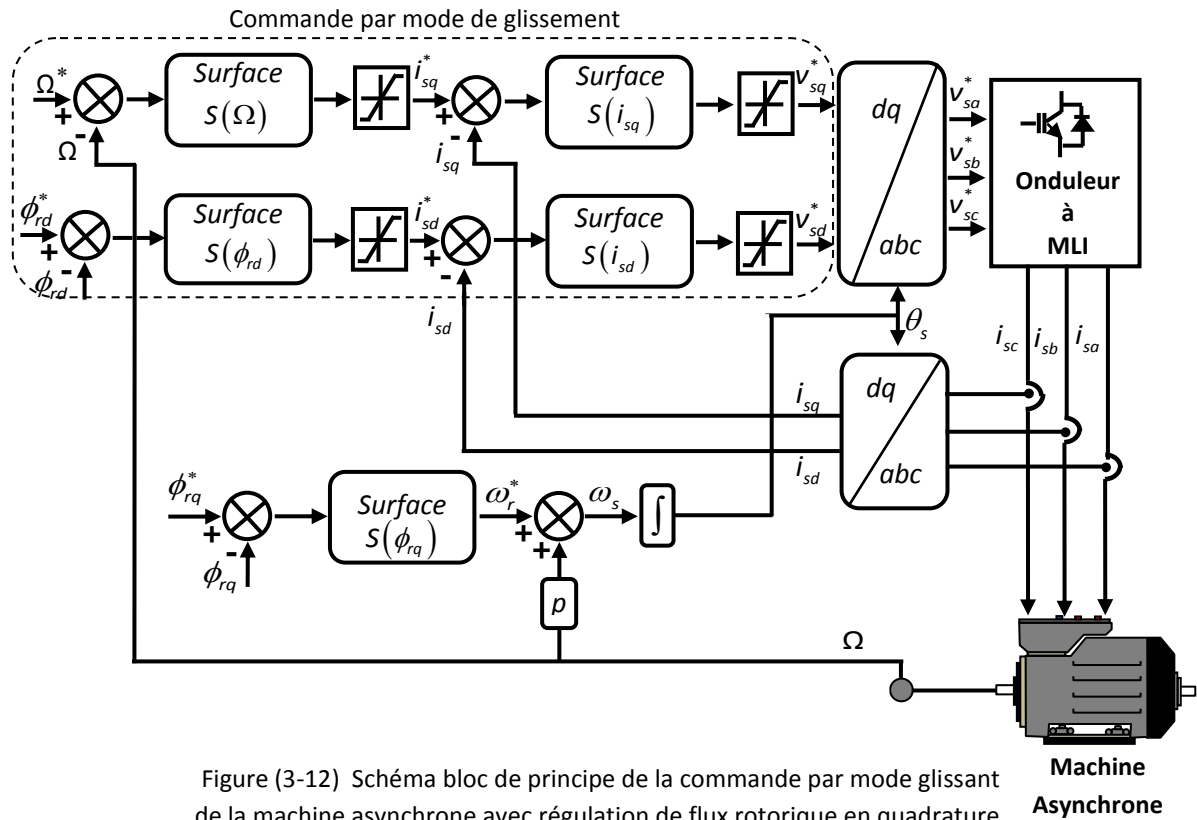


Figure (3-12) Schéma bloc de principe de la commande par mode glissant de la machine asynchrone avec régulation de flux rotorique en quadrature.

A. Synthèse des lois de commande

Le degré relatif des surfaces est pris égal à un.

- Régulation de la vitesse Ω et de flux rotorique ϕ_{rd} :

Les deux surfaces sont données par :

$$\begin{cases} S(\Omega) = e(\Omega) \\ S(\phi_r) = e(\phi_r) \end{cases} \quad (3.57)$$

$$\begin{cases} S(\Omega) = \Omega^* - \Omega \\ S(\phi_{rd}) = \phi_{rd}^* - \phi_{rd} \end{cases} \quad (3.58)$$

Les dérivées des surfaces sont :

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \\ \dot{S}(\phi_{rd}) = \dot{\phi}_{rd}^* - \dot{\phi}_{rd} \end{cases} \quad (3.59)$$

En tenant compte du système d'état décrit par l'équation (3.56), les dérivées des surfaces deviennent :

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - (a_6(i_{sq}\phi_{rd} - i_{sd}\phi_{rq}) - a_7\Omega - a_8C_r) \\ \dot{S}(\phi_{rd}) = \dot{\phi}_{rd}^* - (a_4i_{sd} - a_5\phi_{rd} + \omega_r\phi_{rq}) \end{cases} \quad (3.60)$$

Nous remplaçons les courants i_{sq} et i_{sd} par les courants de commande i_{sq}^* et i_{sd}^* , tels que :

$$\begin{cases} i_{sq}^* = i_{sq,eq} + i_{sq,n} \\ i_{sd}^* = i_{sd,eq} + i_{sd,n} \end{cases} \quad (3.61)$$

Nous constatons donc que les commandes apparaissent explicitement dans les dérivées des surfaces. Ces dernières seront écrites de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - (a_6(i_{sq}^*\phi_{rd} - i_{sd}\phi_{rq}) - a_7\Omega - a_8C_r) \\ \dot{S}(\phi_{rd}) = \dot{\phi}_{rd}^* - (a_4i_{sd}^* - a_5\phi_{rd} + \omega_r\phi_{rq}) \end{cases} \quad (3.62)$$

La détermination de $i_{sq,eq}$ et $i_{sd,ed}$ se fait comme précédemment.

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons $\dot{S}(\Omega)$ et $\dot{S}(\phi_r)$ sont nulles et les commandes discontinues $i_{sq,n}$ et $i_{sd,n}$ sont aussi nulles.

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - (a_6(i_{sq,eq}\phi_{rd} - i_{sd}\phi_{rq}) - a_7\Omega - a_8C_r) \\ \dot{S}(\phi_{rd}) = \dot{\phi}_{rd}^* - (a_4i_{sd,eq} - a_5\phi_{rd} + \omega_r\phi_{rq}) \end{cases} \quad (3.63)$$

D'où, nous déduisons les grandeurs des commandes équivalentes $i_{sq,eq}$ et $i_{sd,ed}$:

$$\begin{cases} i_{sq,eq} = \frac{1}{a_6\phi_{rd}} (\dot{\Omega}^* + a_6i_{sd}\phi_{rq} + a_7\Omega + a_8C_r) \\ i_{sd,eq} = \frac{1}{a_4} (\dot{\phi}_{rd}^* + a_5\phi_{rd} - \omega_r\phi_{rq}) \end{cases} \quad (3.64)$$

Durant le mode de convergence, il faut vérifier la condition (3.8), en remplaçant l'expression des commandes équivalentes dans l'expression des dérivées des surfaces, nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{S}(\Omega) = -a_6 \phi_{rd} i_{sq,n} \\ \dot{S}(\phi_{rd}) = -a_4 i_{sd,n} \end{cases} \quad (3.65)$$

Nous posons donc :

$$\begin{cases} i_{sq,n} = K_{i_{sq}} \text{sign}(S(\Omega)) \\ i_{sd,n} = K_{i_{sd}} \text{sign}(S(\phi_{rd})) \end{cases} \quad (3.66)$$

Afin de vérifier la condition de stabilité (3.8), les paramètres $K_{v_{sq}}$ et $K_{v_{sd}}$ doivent être positifs.

Pour atténuer tout dépassement possible des courants, nous rajoutons des limiteurs des courants de référence i_{sq}^* et i_{sd}^* , définissent par (3.45) et (3.46).

- *Régulation des courants i_{sq} et i_{sd} :*

Les surfaces de régulation des courants sont données par :

$$\begin{cases} S(i_{sq}) = e(i_{sq}) \\ S(i_{sd}) = e(i_{sd}) \end{cases} \quad (3.67)$$

$$\begin{cases} S(i_{sq}) = i_{sq}^* - i_{sq} \\ S(i_{sd}) = i_{sd}^* - i_{sd} \end{cases} \quad (3.68)$$

Les dérivées des surfaces sont :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{sq}) = \dot{i}_{sq}^* - \dot{i}_{sq} \\ \dot{S}(i_{sd}) = \dot{i}_{sd}^* - \dot{i}_{sd} \end{cases} \quad (3.69)$$

En tenant compte du système d'état décrit par l'équation (3.56), les dérivées des surfaces deviennent :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{sq}) = \dot{i}_{sq}^* - (-\omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} - a_3 \omega \phi_{rd} + a_2 \phi_{rq} + b v_{sq}) \\ \dot{S}(i_{sd}) = \dot{i}_{sd}^* - (a_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + a_2 \phi_{rd} + a_3 \omega \phi_{rq} + b v_{sd}) \end{cases} \quad (3.70)$$

Nous remplaçant les tensions v_{sq} et v_{sd} par les tensions de commande v_{sq}^* et v_{sd}^* . Nous constatons donc que les commandes apparaissent explicitement dans la dérivée de la surface.

Nous décomposons les commandes v_{sq}^* et v_{sd}^* en deux parties :

$$\begin{cases} v_{sq}^* = v_{sq,eq} + v_{sq,n} \\ v_{sd}^* = v_{sd,eq} + v_{sd,n} \end{cases} \quad (3.71)$$

En substituant (3.71) dans (3.70), nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{sq}) = \dot{i}_{sq}^* - (-\omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} - a_3 \omega \phi_{rd} + a_2 \phi_{rq} + b v_{sq}^*) \\ \dot{S}(i_{sd}) = \dot{i}_{sd}^* - (a_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + a_2 \phi_{rd} + a_3 \omega \phi_{rq} + b v_{sd}^*) \end{cases} \quad (3.72)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons les surfaces $S(i_{sq})$ et $S(i_{sd})$ sont nulles, ceci implique que les dérivées des surfaces $\dot{S}(i_{sq})$, $\dot{S}(i_{sd})$ et les commandes discontinues $v_{sq,n}$ et $v_{sd,n}$ sont aussi nulles.

D'où nous retrouvons les grandeurs des commandes équivalentes $v_{sq,eq}$ et $v_{sd,eq}$:

$$\begin{cases} v_{sq,eq} = \frac{1}{b} (\dot{i}_{sq}^* + \omega_s i_{sd} - a_1 i_{sq} + a_3 \omega \phi_{rd} - a_2 \phi_{rq}) \\ v_{sd,eq} = \frac{1}{b} (\dot{i}_{sd}^* - a_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - a_2 \phi_{rd} - a_3 \omega \phi_{rq}) \end{cases} \quad (3.73)$$

Durant le mode de convergence, il faut vérifier la condition de stabilité (3.8). En remplaçant l'expression des commandes équivalentes dans l'expression des dérivées des surfaces, nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{sq}) = -b \cdot v_{sq,n} \\ \dot{S}(i_{sd}) = -b \cdot v_{sd,n} \end{cases} \quad (3.74)$$

Afin de vérifier la condition de stabilité (3.8), nous posons $v_{qs,n}$ et $v_{ds,n}$ comme suit :

$$\begin{cases} v_{sq,n} = K_{v_{sq}} \text{sign}(S(i_{sq})) \\ v_{sd,n} = K_{v_{sd}} \text{sign}(S(i_{sd})) \end{cases} \quad (3.75)$$

Les paramètres $K_{v_{sq}}$ et $K_{v_{sd}}$ doivent être positifs.

- *Régulation du flux ϕ_{rq} :*

La surface est sous la forme :

$$\begin{cases} S(\phi_{rq}) = e(\phi_{rq}) \\ S(\phi_{rq}) = \phi_{rq}^* - \phi_{rq} \end{cases} \quad (3.76)$$

La dérivée de la surface est :

$$\begin{cases} \dot{S}(\phi_{rq}) = \dot{\phi}_{rq}^* - \dot{\phi}_{rq} \\ \dot{S}(\phi_{rq}) = \dot{\phi}_{rq}^* - (a_4 i_{sq} - \omega_r \phi_{rd} - a_5 \phi_{rq}) \end{cases} \quad (3.77)$$

Nous remplaçant la pulsation de glissement ω_r par la pulsation de glissement de commande ω_r^* , tels que :

$$\omega_r^* = \omega_{r,eq} + \omega_{r,n} \quad (3.78)$$

Donc la dérivée de la surface devienne :

$$\dot{S}(\phi_{rq}) = \dot{\phi}_{rq}^* - (a_4 i_{sq} - \omega_r^* \phi_{rd} - a_5 \phi_{rq}) \quad (3.79)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons la surface $S(\phi_{rq})$ nulle, ceci implique que la dérivée de la surface $\dot{S}(\phi_{rq})$, et la commande discontinue $\omega_{r,n}$ est aussi nulle.

D'où nous retrouvons la grandeur de la commande équivalente $\omega_{r,eq}$:

$$\omega_{r,eq} = \frac{1}{\phi_{rd}} (-\dot{\phi}_{rq}^* + a_4 i_{sq} - a_5 \phi_{rq}) \quad (3.80)$$

Durant le mode de convergence, il faut vérifier la condition de stabilité (3.8). En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'expression de la dérivée de la surface, nous obtenons :

$$\dot{S}(\phi_{rq}) = \phi_{rd} \cdot \omega_{r,n} \quad (3.81)$$

Afin de vérifier la condition de stabilité (3.8), nous posons $\omega_{r,n}$ comme suit :

$$\omega_{r,n} = -K_{\omega_r} \text{sign}(S(\phi_{rq})) \quad (3.82)$$

Le paramètre K_{ω_r} doit être positif.

B. Résultats de simulations

Afin de valider la structure de commande proposée, nous l'avons testé par simulation numérique. La commande est adoucie par l'utilisation de la fonction « smooth ».

Les paramètres du réglage sont donnés dans le tableau (3-5) suivant :

$K_{i_{sd}}$	$K_{i_{sq}}$	$K_{v_{sd}}$	$K_{v_{sq}}$	K_{ϕ_r}	K	ε
600	600	400	400	200	1	0.5

Tableau (3-5) Paramètres du réglage de vitesse avec régulation du flux rotorique en quadrature.

▪ Essais avec paramètres nominaux

La figure (3-13) illustre les résultats du réglage de vitesse par mode glissant de la machine asynchrone avec régulation de flux rotorique en quadrature.

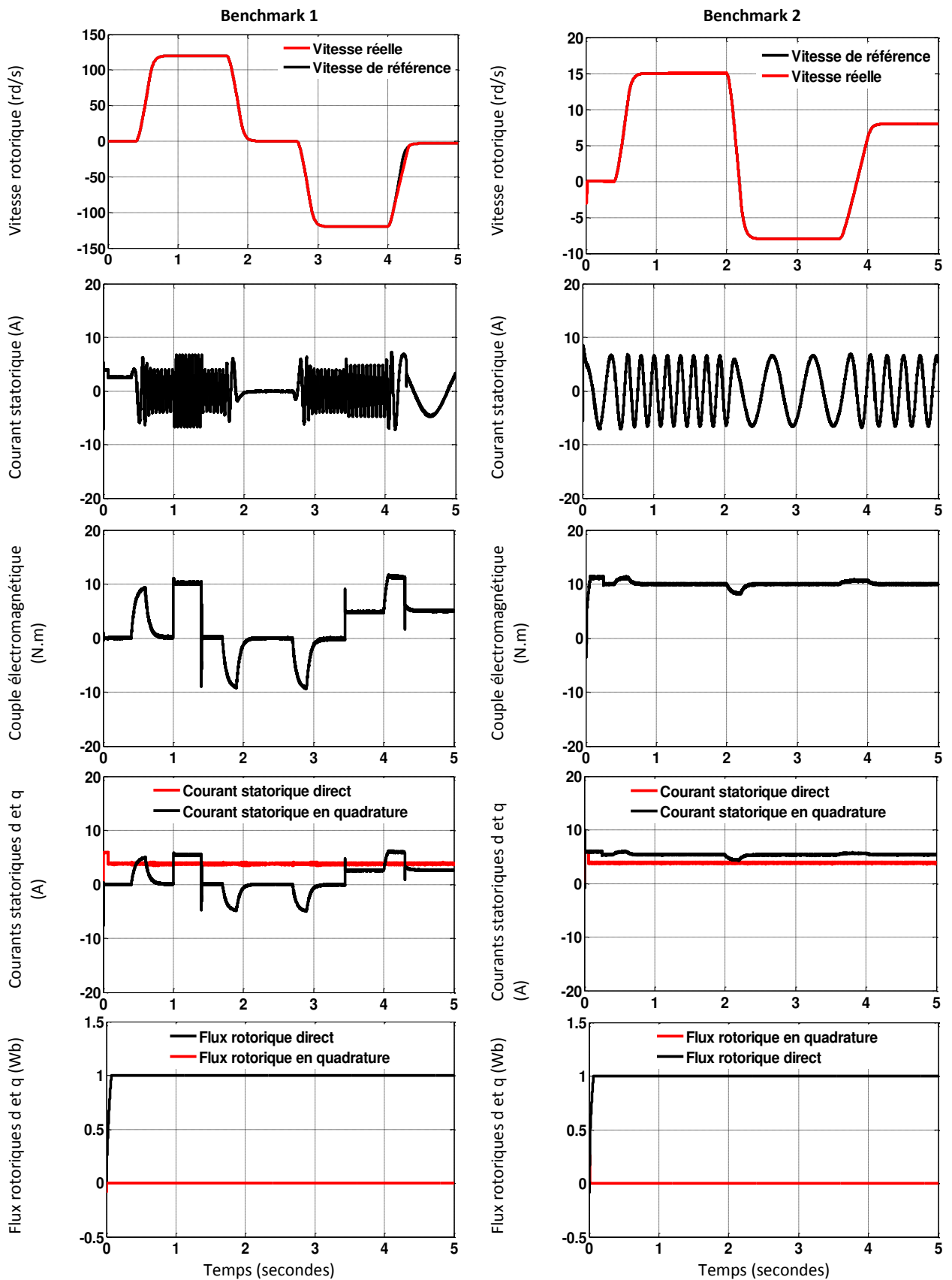


Figure (3-13) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par mode glissant avec régulation de flux rotorique en quadrature- Essai avec paramètres nominaux.

Nous remarquons que la commande par mode glissant de la machine asynchrone avec régulation de flux rotorique en quadrature donne de hautes performances dynamiques de la machine asynchrone dans les deux benchmarks, le suivi de consigne est meilleure pour la vitesse et le flux rotorique, et le rejet de la perturbation très satisfaisant.

Nous remarquons aussi que la dynamique des flux rotorique est rapide, les ondulations sont fortement diminuées au niveau du couple électromagnétique et les courants statoriques par rapport à la commande par mode glissant avec pilotage vectoriel.

Nous notons aussi que les courants et le couple sont bien limités à ses valeurs admissibles pendant le régime transitoire du démarrage.

▪ *Essais avec variation des résistances*

La figure (3-14) représente les tests de robustesse du réglage par mode glissant de la machine asynchrone avec régulation de flux rotorique en quadrature.

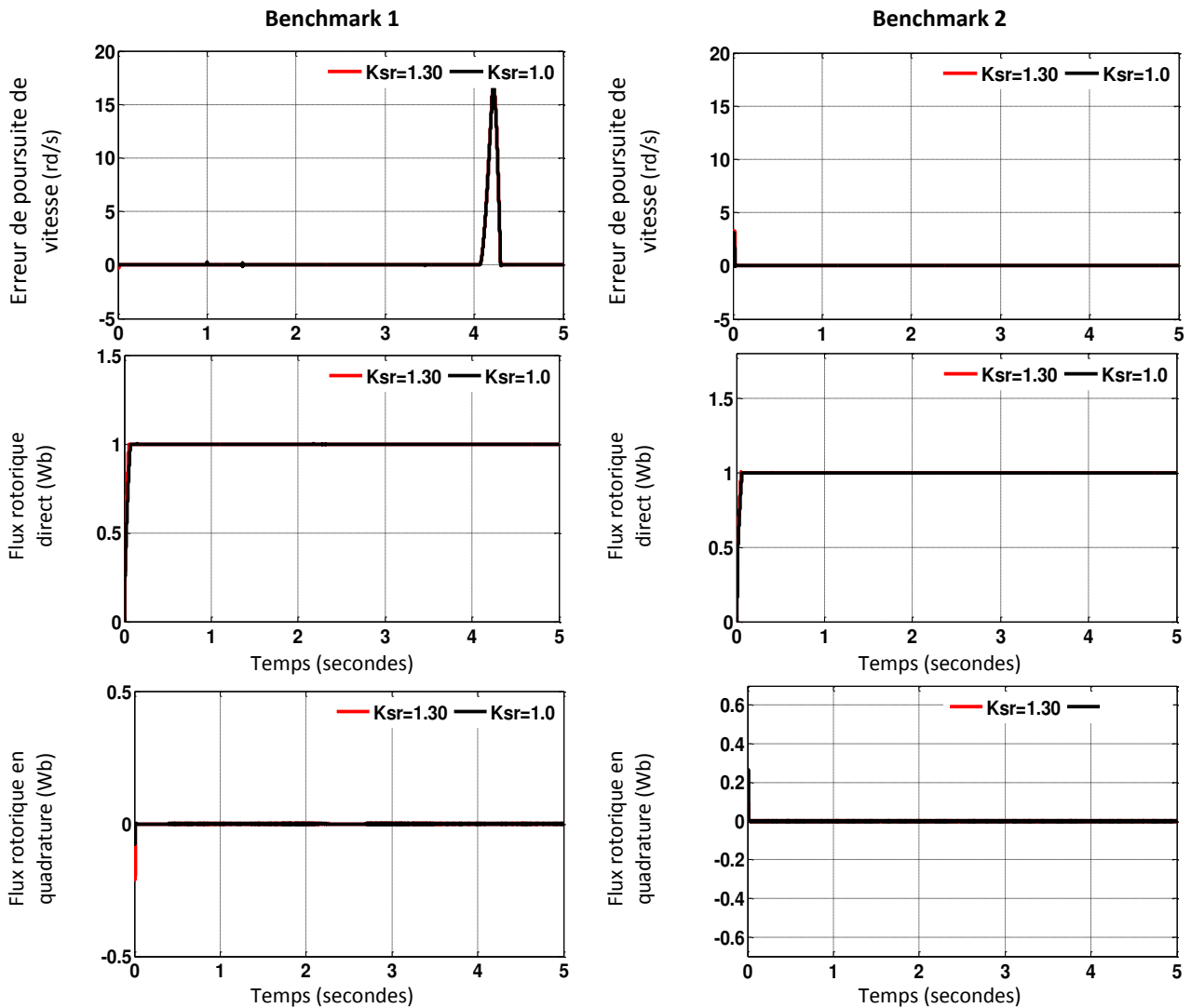


Figure (3-14) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par mode glissant avec régulation de flux rotorique en quadrature - Essai avec variation de 30% sur la valeur nominale des résistances

R_s et R_r .

Les résultats des figures (3-14) montrent que, malgré le changement de valeur des résistances la réponse de la vitesse et le couple électromagnétique est meilleur pour la commande par mode glissant de la machine avec régulation de flux rotorique en quadrature dans les deux profils, le découplage est bien maintenu, par ce que l'orientation du flux rotorique est assurée par un régulateur supplémentaire.

Les indices de performance (annexe B) dans le tableau (3-6), montrent l'influence du couple de charge et la variation des résistances statorique et rotorique sur l'erreur de poursuite de vitesse pour le Benchmark 1 et le benchmark 2.

Ce tableau montre que les performances de poursuite se détériorent légèrement.

Profil	Variations des résistances $K_{sr} = R_s / R_{sn} = R_r / R_{rn}$	IAE(rad / s)	ISE(rad ² / s)
Benchmark 1	$K_{sr} = 1.00$	1.9268	23.0060
	$K_{sr} = 1.30$	2.0636	24.6297
Benchmark 2	$K_{sr} = 1.00$	0.0504	0.0621
	$K_{sr} = 1.30$	0.0785	0.0823

Tableau (3-6) Indices de performance de la commande par mode glissant avec régulation de flux rotorique en quadrature.

3.7 Réglage par mode de glissement avec l'action intégrale de la machine asynchrone avec pilotage vectoriel

L'action intégrale connue sous le nom de "Integral Sliding Mode (ISM)", nous permet d'améliorer la robustesse de la commande par mode glissant et pour être en mesure d'éliminer les erreurs résiduelles et ainsi réduire le phénomène de broutement [Tra-08].

Dans cette approche la surface de glissement peut être bonifiée en introduisant une action intégrale dans son expression, cette surface est alors définie par :

$$s(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) + \beta_i \int e(x) dt \quad (3.83)$$

La synthèse des régulateurs de vitesse, du flux et des courants par cette approche sera faite à partir du modèle réduit (3.21) de la machine asynchrone.

A. Synthèse des lois de commande

- Les régulateurs de la vitesse Ω et du flux rotorique ϕ_r :

Les surfaces de glissement de la vitesse et du flux sont définies comme suit :

$$\begin{cases} s(\Omega) = e_\Omega + \beta_\Omega \int e_\Omega(t) dt \\ s(\phi_r) = e_{\phi_r} + \beta_{\phi_r} \int e_{\phi_r}(t) dt \end{cases} \quad (3.84)$$

Où :

$$\begin{cases} e_\Omega = \dot{\Omega}^* - \Omega \\ e_{\phi_r} = \dot{\phi}_r^* - \phi_r \end{cases}$$

Et les paramètres β_Ω et β_{ϕ_r} sont deux constantes positives.

Les dynamiques des surfaces de glissement (3.84) sont données par :

$$\begin{cases} \dot{s}(\Omega) = \dot{e}_\Omega + \beta_\Omega e_\Omega(t) \\ \dot{s}(\phi_r) = \dot{e}_{\phi_r} + \beta_{\phi_r} e_{\phi_r}(t) \end{cases} \quad (3.85)$$

En substituant de (3.21) dans (3.85), les dynamiques des surfaces de glissement deviennent :

$$\begin{cases} \dot{s}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - a_6(\phi_r i_{sq}) + a_7 \Omega + a_8 C_r + \beta_\Omega e_\Omega \\ \dot{s}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* - a_4 i_{sd} + a_5 \phi_r + \beta_{\phi_r} e_{\phi_r} \end{cases} \quad (3.86)$$

Nous remplaçant les courants i_{sq} et i_{sd} par les courants des commandes virtuelles i_{sq}^* et i_{sd}^* .

Elles sont constituées des composantes équivalentes et les composantes discontinues :

$$\begin{cases} i_{sq}^* = i_{sq,eq} + i_{sq,n} \\ i_{sd}^* = i_{sd,eq} + i_{sd,n} \end{cases} \quad (3.87)$$

Nous constatons donc que les commandes apparaissent explicitement dans les dérivées des surfaces.

Ces dernières seront écrites de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{s}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - a_6(\phi_r i_{sq}^*) + a_7 \Omega + a_8 C_r + \beta_\Omega e_\Omega \\ \dot{s}(\phi_r) = \dot{\phi}_r^* - a_4 i_{sd}^* + a_5 \phi_r + \beta_{\phi_r} e_{\phi_r} \end{cases} \quad (3.88)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons $\dot{s}(\Omega)$ et $\dot{s}(\phi_r)$ nulles et les commandes discontinues $i_{sq,n}$ et $i_{sd,n}$ sont aussi nulles.

On obtient les composantes équivalentes $i_{sq,eq}$ et $i_{sd,eq}$ de la commande :

$$\begin{cases} i_{sq,eq} = \frac{1}{a_6 \cdot \phi_r} (\dot{\Omega}^* + a_7 \Omega + a_8 C_r + \beta_\Omega e_\Omega) \\ i_{sd,eq} = \frac{1}{a_4} (\dot{\phi}_r^* + a_5 \phi_r + \beta_{\phi_r} e_{\phi_r}) \end{cases} \quad (3.89)$$

Afin de vérifier la condition de stabilité (3.8), nous posons $i_{sq,n}$ et $i_{sd,n}$ comme suit :

$$\begin{cases} i_{sq,n} = K_{i_{sq}} \text{sign}(S(\Omega)) \\ i_{sd,n} = K_{i_{sd}} \text{sign}(S(\phi_r)) \end{cases} \quad (3.90)$$

Les paramètres $K_{i_{sq}}$ et $K_{i_{sd}}$ doivent être positifs.

Pour éviter tout dépassement possible des courants i_{sq} et i_{sd} , nous rajoutons deux limiteurs des courants de référence i_{sq}^* et i_{sd}^*

- *Les régulateurs des courants i_{sq} et i_{sd} :*

On définit les surfaces de glissement sur les courants de la manière suivante :

$$\begin{cases} S(i_{sq}) = e_{i_{sq}} + \beta_{i_{sq}} \int e_{i_{sq}}(t) dt \\ S(i_{sd}) = e_{i_{sd}} + \beta_{i_{sd}} \int e_{i_{sd}}(t) dt \end{cases} \quad (3.91)$$

Où :

$$\begin{cases} e_{i_{sq}} = i_{sq}^* - i_{sq} \\ e_{i_{sd}} = i_{sd}^* - i_{sd} \end{cases}$$

Et $\beta_{i_{sq}}$, $\beta_{i_{sd}}$ sont deux constantes positives.

Les dynamiques des surfaces de glissement des courants sont données par :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{sq}) = \dot{e}_{i_{sq}} + \beta_{i_{sq}} e_{i_{sq}} \\ \dot{S}(i_{sd}) = \dot{e}_{i_{sd}} + \beta_{i_{sd}} e_{i_{sd}} \end{cases} \quad (3.92)$$

En substituant de (3.21) dans (3.92), les dynamiques des surfaces de glissement deviennent :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{sq}) = \dot{i}_{sq}^* + \omega_s i_{sd} - a_1 i_{sq} + a_3 \omega \phi_r - b v_{sq} + \beta_{i_{sq}} e_{i_{sq}} \\ \dot{S}(i_{sd}) = \dot{i}_{sd}^* - a_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - a_2 \phi_r - b v_{sd} + \beta_{i_{sd}} e_{i_{sd}} \end{cases} \quad (3.93)$$

Nous remplaçant les tensions v_{sq} et v_{sd} par les tensions des commandes virtuelles v_{sq}^* et v_{sd}^* .

Elles sont composées des composantes équivalentes et les composantes discontinues :

$$\begin{cases} v_{sq}^* = v_{sq,eq} + v_{sq,n} \\ v_{sd}^* = v_{sd,eq} + v_{sd,n} \end{cases} \quad (3.94)$$

En substituant (3.94) dans (3.93), nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{sq}) = \dot{i}_{sq}^* + \omega_s i_{sd} - a_1 i_{sq} + a_3 \omega \phi_r - b v_{sq}^* + \beta_{i_{sq}} e_{i_{sq}} \\ \dot{S}(i_{sd}) = \dot{i}_{sd}^* - a_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - a_2 \phi_r - b v_{sd}^* + \beta_{i_{sd}} e_{i_{sd}} \end{cases} \quad (3.95)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons les surfaces $S(i_{sq})$ et $S(i_{sd})$ nulles, ceci implique que les dérivées des surfaces $\dot{S}(i_{sq})$, $\dot{S}(i_{sd})$ et les commandes discontinues $v_{sq,n}$ et $v_{sd,n}$ nulles.

D'où nous tirons les grandeurs des commandes équivalentes $v_{sq,eq}$ et $v_{sd,eq}$:

$$\begin{cases} v_{sq,eq} = \frac{1}{b} (i_{sq}^* + \omega_s i_{sd} - a_1 i_{sq} + a_3 \omega \phi_r + \beta_{i_{sq}} e_{i_{sq}}) \\ v_{sd,eq} = \frac{1}{b} (i_{sd}^* - a_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - a_2 \phi_r \beta_{i_{sd}} e_{i_{sd}}) \end{cases} \quad (3.96)$$

Afin de vérifier la condition de stabilité (3.8), nous posons $v_{qs,n}$ et $v_{ds,n}$ comme suit :

$$\begin{cases} v_{sq,n} = K_{v_{sq}} \text{sign}(S(i_{sq})) \\ v_{sd,n} = K_{v_{sd}} \text{sign}(S(i_{sd})) \end{cases} \quad (3.97)$$

Les paramètres $K_{v_{sq}}$ et $K_{v_{sd}}$ doivent être positifs.

B. Résultats de simulations

Les paramètres du réglage par mode de glissement avec l'action intégrale (cas avec quatre surfaces), sont regroupés dans le tableau (3-7).

$K_{i_{sd}}$	$K_{i_{sq}}$	$K_{v_{sq}}$	$K_{v_{sd}}$	β_{Ω}	β_{ϕ_r}	$\beta_{i_{sd}}$	$\beta_{i_{sq}}$
10	10	180	180	0.4	04	35	35

Tableau (3-7) Paramètres du réglage par mode de glissement avec l'action intégrale.

▪ Essais avec paramètres nominaux

La Figure (3-15) représente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la machine pour les deux benchmarks.

Nous notons des résultats satisfaisants. On note une bonne poursuite de la vitesse vers sa référence. Le découplage entre le flux et le couple est maintenu, le flux est similaire au cas mode glissant sans l'action intégrale. Courants présentent des variations suivant le changement du régime. L'erreur de vitesse converge rapidement vers zéro.

En comparaison avec le mode glissant sans l'action intégrale, les tests réalisés ont montré une amélioration des résultats.

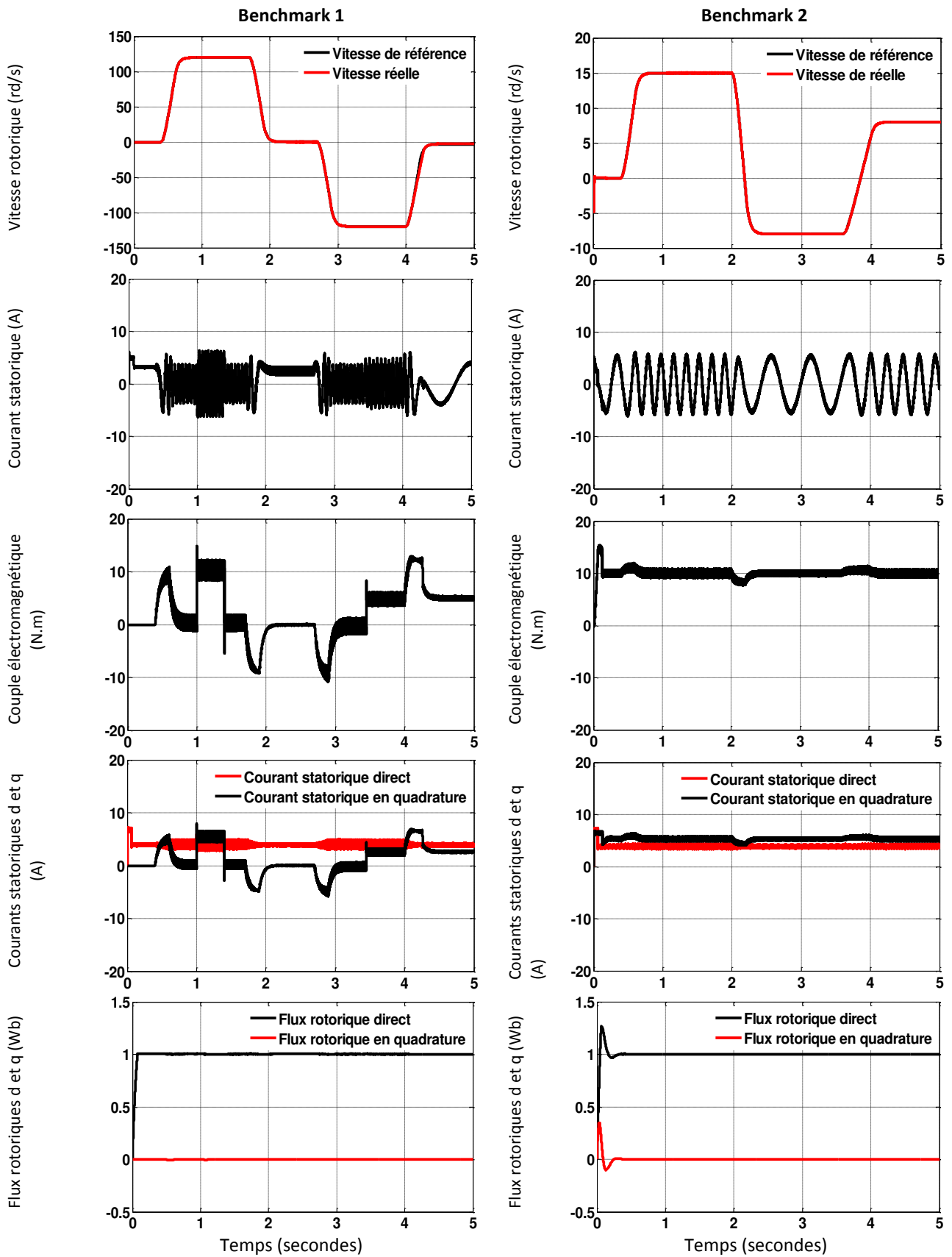


Figure (3-15) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par mode glissant d'ordre un avec action intégrale (cas quatre surfaces) - Essai avec paramètres nominaux.

▪ Essais avec variation des résistances

La figure (3-16) représente les tests de robustesse du réglage de vitesse basé sur le modèle non linéaire avec pilotage vectoriel (quatre surfaces de glissement).

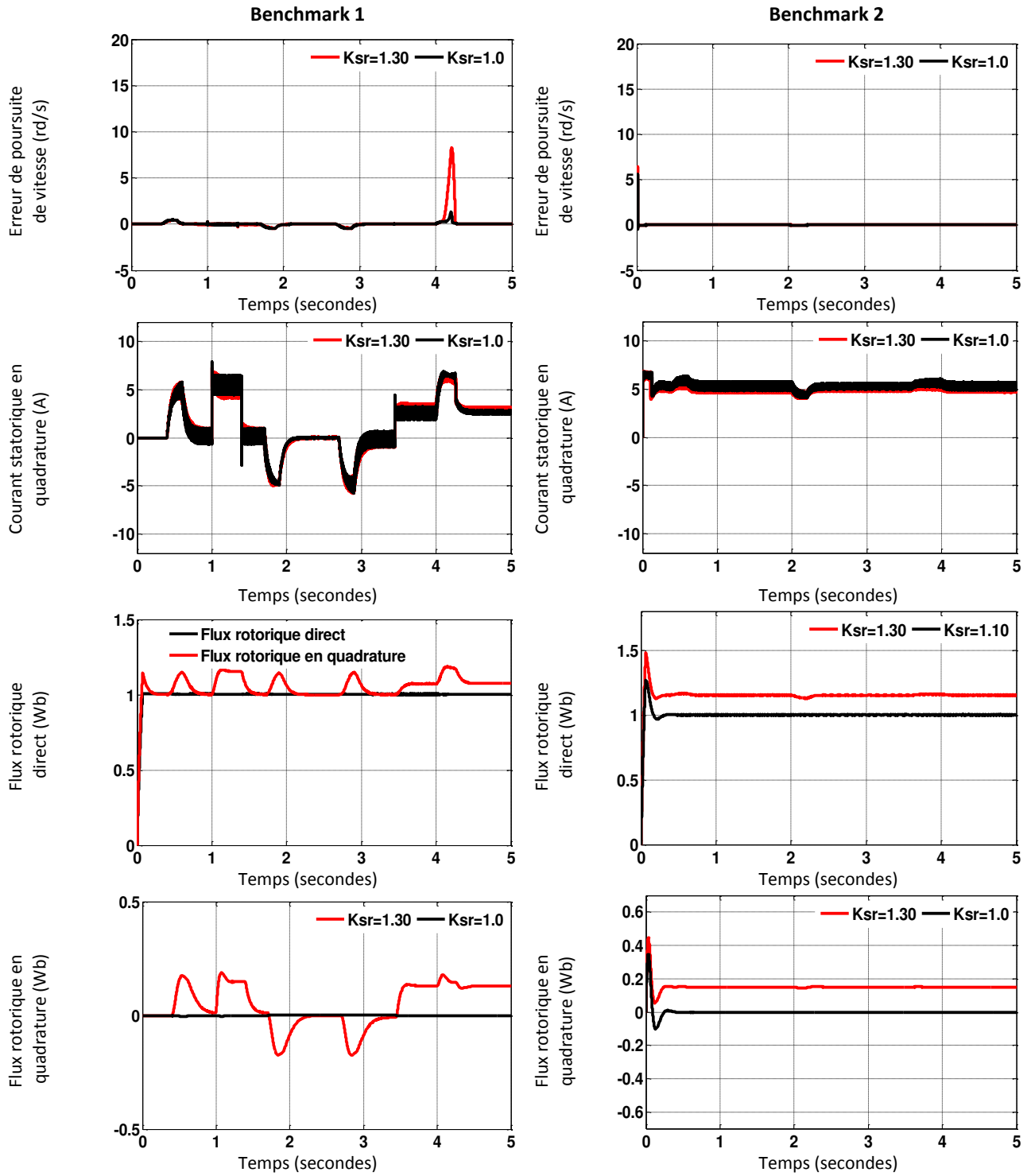


Figure (3-16) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par mode glissant d'ordre un avec action intégrale (cas quatre surfaces) - Essai avec variation de 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r .

Les résultats des tests de robustesse de la commande par mode glissant avec action intégrale montrent une bonne réponse de la machine en poursuite avec un temps de réponse faible et une erreur statique nulle. L'erreur de poursuite de vitesse s'annule au régime permanent. La variation de la charge nous a permis aussi de conclure sur le rejet de la perturbation qui est satisfaisant.

Les indices de performance (annexe B) dans le tableau (3-8) montrent l'influence du couple de charge et la variation des résistances statorique et rotorique sur l'erreur de poursuite de vitesse pour le Benchmark 1 et le benchmark 2.

Profil	Variations des résistances $K_{sr} = R_s / R_{sn} = R_r / R_{rn}$	IAE(rad / s)	ISE(rad ² / s)
Benchmark 1	$K_{sr} = 1.00$	0.3980	1.1535
	$K_{sr} = 1.30$	0.9688	4.0972
Benchmark 2	$K_{sr} = 1.00$	0.0923	0.2303
	$K_{sr} = 1.30$	0.1081	0.3050

Tableau (3-8) Indices de performance de la commande par mode glissant un avec action intégrale (cas quatre surface) sur le Benchmark 1 et Benchmark 2 avec l'influence de la variation des résistances.

A travers le tableau (3-8), nous constatons que les performances de la commande par mode glissant avec action intégrale lorsque les résistances augmentent, sont meilleures par rapport au réglage par mode glissant sans action intégrale.

3.8 Réglage par mode de glissement d'ordre supérieur pour le modèle avec pilotage vectoriel de la machine asynchrone

Dès son apparition, la théorie des modes glissants s'est heurtée au problème de broutement qui s'est avérée être un inconvénient majeur [Gou-04]. Le problème de broutement peut détériorer les performances des systèmes du fait qu'il engendre une consommation énergétique excessive et qu'il réduit la durée de vie des actionneurs électriques [Has-86]-[Gao-93]-[Flo-00].

Cette commande induit plus de dynamiques de hautes fréquences. Etant donné que ces dernières n'ont pas été prises en compte dans la modélisation du système, elles peuvent conduire à l'instabilité du système [Tam-00].

Des chercheurs ont proposés une nouvelle famille de modes glissants d'ordre supérieur. Ceux-ci sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement.

Préservant les principaux avantages de la précédente approche, ils déplacent le problème de la discontinuité (broutement) due à l'élément de commutation de la loi en régime glissant sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable de glissement, au lieu d'agir sur la première dérivée comme dans le cas du régime glissant d'ordre un et de plus ces techniques améliorent les performances de la commande en terme de précision de la convergence [Bar-98]-[Eme-93]-[Lev-93]-[Lev-05].

Dans cette partie, on s'intéresse à l'étude de la commande par mode glissement d'ordre deux, telle que la techniques « Super Twisting ». Ces algorithmes sont les plus utilisés dans la littérature, du fait qu'ils ont uniquement besoin de la connaissance de la surface de glissement [Eme-93]. Pour cela on considère en premier lieu, l'aspect théorique du mode glissant d'ordre deux. En second lieu, une application de l'algorithme pour le contrôle de la machine asynchrone sera effectuée et comparé à celui du mode glissant conventionnel.

3.8.1 Algorithme de Super Twisting

L'algorithme du super-twisting a été développé dans le contexte de la théorie de mode glissant d'ordre supérieur [Lev-05].

Cet algorithme ne s'applique qu'à des systèmes de degré relatif 1, et son intérêt réside dans la réduction du broutement, due à la discontinuité du signal de commande. Cette commande se décompose en un terme algébrique (non dynamique) et un terme intégral [Dig-10].

Considérons un système non linéaire, généralement décrit par (3-98).

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)U(t) \\ y = Cx \end{cases} \quad (3.98)$$

L'algorithme de super-twisting définit la loi de contrôle $U(t)$ comme une combinaison de deux termes. Le premier est une fonction discontinue $U_1(t)$ tandis que le deuxième est une fonction continue de la variable de glissement $U_2(t)$. Cet algorithme est défini comme suit :

$$U(t) = U_1(t) + U_2(t) \quad (3.99)$$

Avec :

$$\begin{aligned} U_1(t) &= K_p |y|^r \text{sign}(S) \\ \dot{U}_2(t) &= K_i \text{sign}(S) \end{aligned}$$

Où :

Les paramètres K_p et K_i sont des gains positifs, r est une constante positive ($0 < r \leq 0.5$), et la variable de glissement est S .

Ce contrôleur n'a pas besoin de la dérivée de la variable de glissement S , donc à cause de cette caractéristique on peut réduire les nombres de capteurs du système, ainsi que le temps de calcul.

La condition suffisante pour la convergence de la surface de glissement vers un point d'équilibre est que les gains doivent être assez grands :

$$\begin{cases} K_p > \frac{F_M}{G_m} \\ K_i = \frac{4F_M}{G_m^2} \cdot \frac{G_M(K_p + F_M)}{G_m(K_p - F_M)} \end{cases}$$

Où $F_M \geq |F|$, $G_M \geq G \geq G_m$ et F, G sont définis par la dérivée seconde de y :

$$\frac{d^2y}{dt^2} = F(x,t) + G(x,t) \cdot \frac{U(t)}{dt} \tag{3.100}$$

3.8.2 Application Algorithme de Super Twisting à la machine asynchrone

Le schéma des régulateurs de la commande par mode glissant d'ordre deux est représenté sur la figure 3-17). En utilisant le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de quatre surfaces), la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse et le flux rotorique.

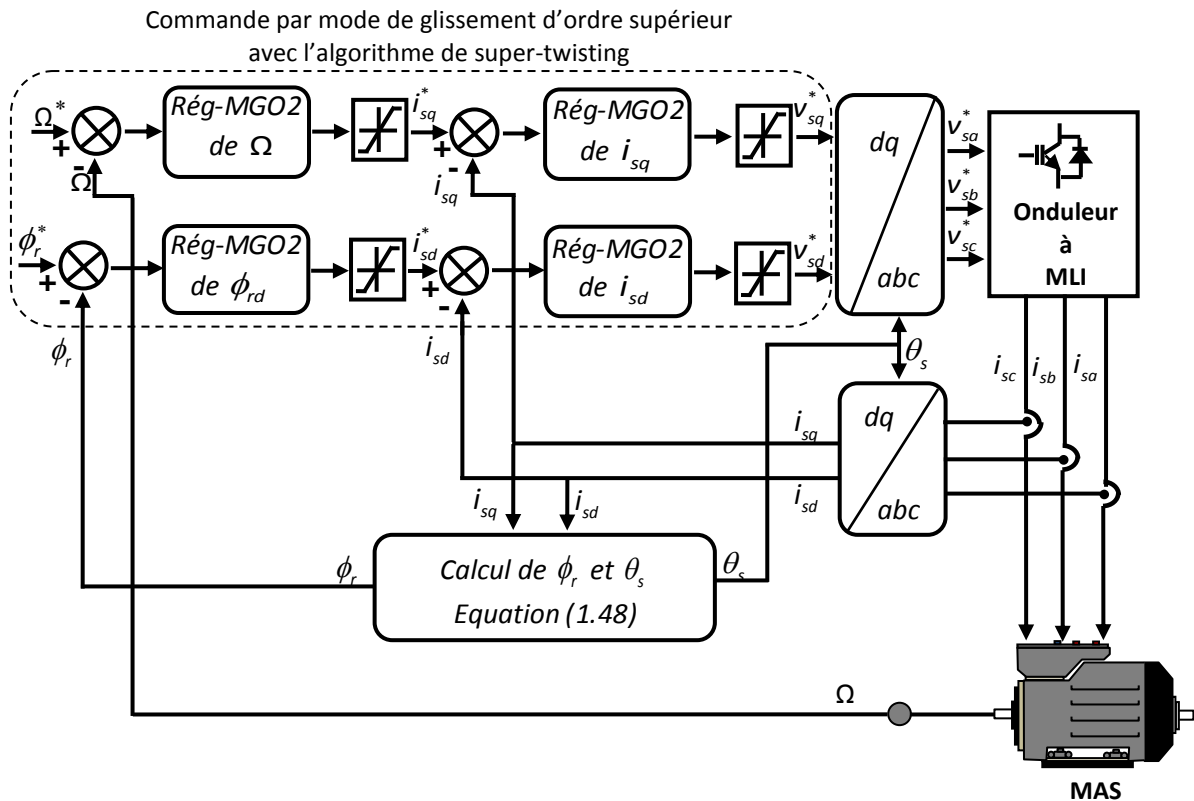


Figure (3-17) Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre 2 (Rég-MGO2) avec l'algorithme de super-twisting.

A. Synthèse des lois de commande

- Les régulateurs de vitesse Ω et du flux rotorique ϕ_r :

Dans ce cadre nous considérons les surfaces de glissement de vitesse et de flux suivantes :

$$\begin{cases} S(\Omega) = e(\Omega) \\ S(\phi_r) = e(\phi_r) \end{cases} \tag{3.101}$$

$$\begin{cases} S(\Omega) = \Omega^* - \Omega \\ S(\phi_r) = \phi_r^* - \phi_r \end{cases} \quad (3.102)$$

Pour un degré relatif égale à un, les lois de commande super-twisting des courants sont comme suit :

$$\begin{cases} i_{sq}^* = K_{p\Omega} |S(\Omega)|^{0.5} \text{sign}(S(\Omega)) + \int K_{i\Omega} \text{sign}(S(\Omega)) \\ i_{sd}^* = K_{p\phi_r} |S(\phi_r)|^{0.5} \text{sign}(S(\phi_r)) + \int K_{i\phi_r} \text{sign}(S(\phi_r)) \end{cases} \quad (3.103)$$

Les paramètres $K_{p\Omega}$, $K_{i\Omega}$ et $K_{p\phi_r}$, $K_{i\phi_r}$ doivent être positifs.

▪ Les régulateurs des courants i_{sq} et i_{sd} :

On définit Les surfaces de glissement sur les courants de la manière suivante :

$$\begin{cases} S(i_{sq}) = e(i_{sq}) \\ S(i_{sd}) = e(i_{sd}) \end{cases} \quad (3.104)$$

$$\begin{cases} S(i_{sq}) = i_{sq}^* - i_{sq} \\ S(i_{sd}) = i_{sd}^* - i_{sd} \end{cases} \quad (3.105)$$

Pour un degré relatif égale à un ($r = 1$), les lois de commande super-twisting des tensions sont comme suit :

$$\begin{cases} v_{sq}^* = K_{pi_{sq}} |S(i_{sq})|^{0.5} \text{sign}S(i_{sq}) + \int K_{ii_{sq}} \text{sign}S(i_{sq}) \\ v_{sd}^* = K_{pi_{sd}} |S(i_{sd})|^{0.5} \text{sign}S(i_{sd}) + \int K_{ii_{sd}} \text{sign}S(i_{sd}) \end{cases} \quad (3.106)$$

Les paramètres $K_{pi_{sd}}$, $K_{ii_{sd}}$ et $K_{pi_{sq}}$, $K_{ii_{sq}}$ doivent être positif.

Le schéma de commande par mode glissant d'ordre supérieur avec l'algorithme super-twisting dans la figure suivante.

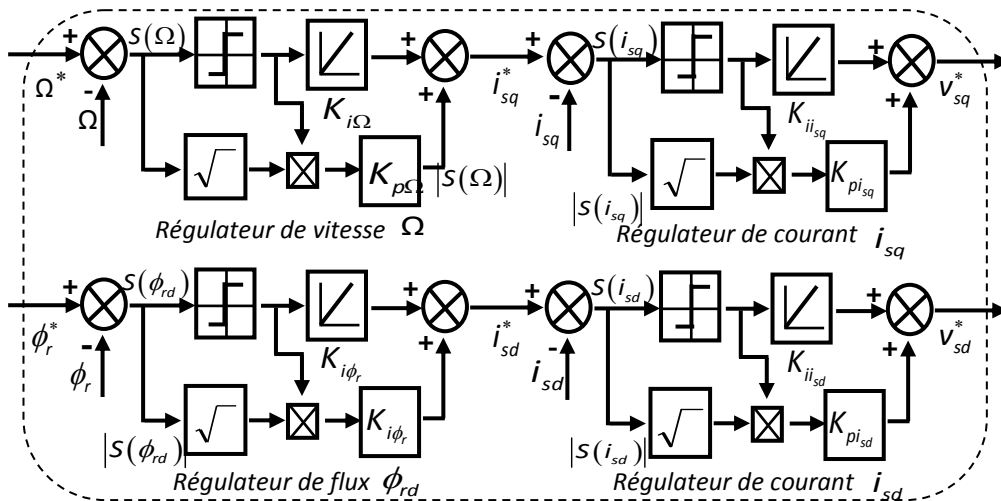


Figure (3-18) Schéma bloc des régulateurs avec l'algorithme super-twisting.

B. Résultats de simulations

Afin d'évaluer les performances de la commande par mode de glissement d'ordre supérieur (Super Twisting) avec quatre surfaces, basé sur le modèle non linéaire avec pilotage vectoriel, nous simulons le fonctionnement du système global.

Les paramètres du réglage sont donnés dans le tableau (3-9), ces paramètres de régulation ont été ajustés par la méthode d'essais-erreur.

$K_{p\Omega}$	$K_{i\Omega}$	$K_{p\phi_r}$	$K_{i\phi_r}$	$K_{pi_{sq}}$	$K_{ii_{sq}}$	$K_{pi_{sd}}$	$K_{ii_{sd}}$
10	0.5	10	0.5	120	5	120	5

Tableau (3-9) Paramètres du réglage de vitesse par mode de glissement d'ordre supérieur.

La figure (3-19) montre le réglage de vitesse par mode de glissement d'ordre supérieur (Super Twisting) avec quatre surfaces de glissement pour les deux Benchmarks.

Nous remarquons que le réglage par mode glissant d'ordre supérieur donne de bonnes performances vis-à-vis la poursuite de la consigne et le rejet de perturbation.

Le courant reste toujours limité à sa valeur maximale admissible mais avec des petites ondulations, nous constatons aussi la réduction de phénomène de chattering. Les performances de ce réglage sont meilleures avec une amélioration du découplage.

Les indices de performance (annexe B) dans le tableau (3-10), montrent l'influence du couple de charge et la variation des résistances statorique et rotorique sur l'erreur de poursuite de vitesse pour le Benchmark 1 et le benchmark 2.

Profil	Variations des résistances $K_{sr} = R_s / R_{sn} = R_r / R_{rn}$	IAE(rad / s)	ISE(rad ² / s)
Benchmark 1	$K_{sr} = 1.00$	0.4227	0.0978
	$K_{sr} = 1.30$	0.4913	0.3219
Benchmark 2	$K_{sr} = 1.00$	0.1903	0.1782
	$K_{sr} = 1.30$	0.4991	0.5510

Tableau (3-10) Indices de performance de la commande par mode glissant d'ordre supérieur (cas quatre surfaces) sur le Benchmark 1 et Benchmark 2 avec l'influence de la variation des résistances.

Les valeurs des indices de performance sont très faibles d'une situation à une autre, ce qui met en évidence la fiabilité de cette approche, non seulement lorsque les résistances varient, mais aussi lorsque le couple de charge change dans une large plage de variation.

▪ Essais avec paramètres nominaux

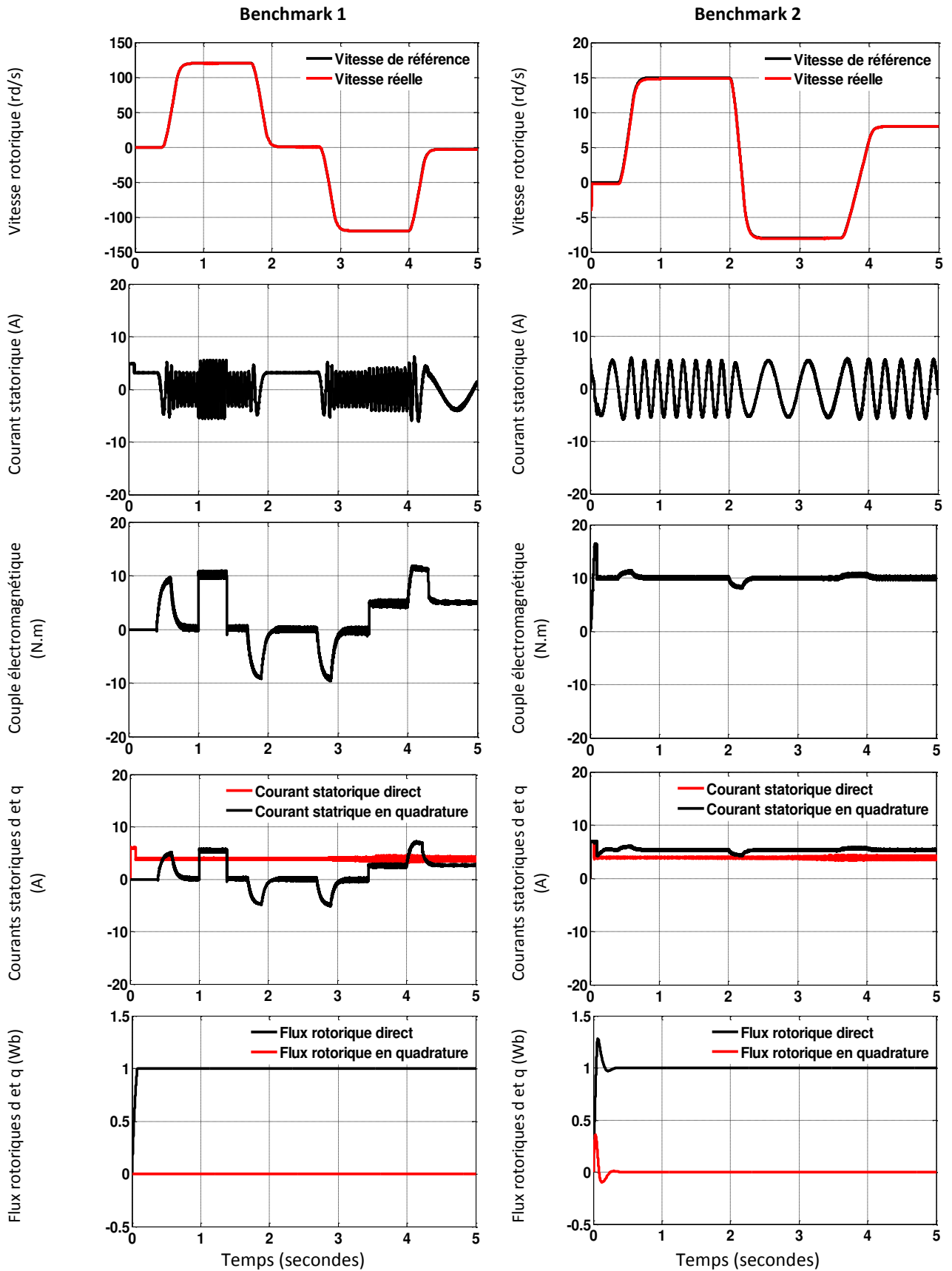


Figure (3-19) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par mode glissant d'ordre supérieur avec quatre surfaces - Essai avec paramètres nominaux.

▪ *Essais avec variation des résistances*

La figure (3-20) illustre les tests de robustesse du réglage de vitesse par mode glissant d'ordre supérieur avec quatre surfaces.

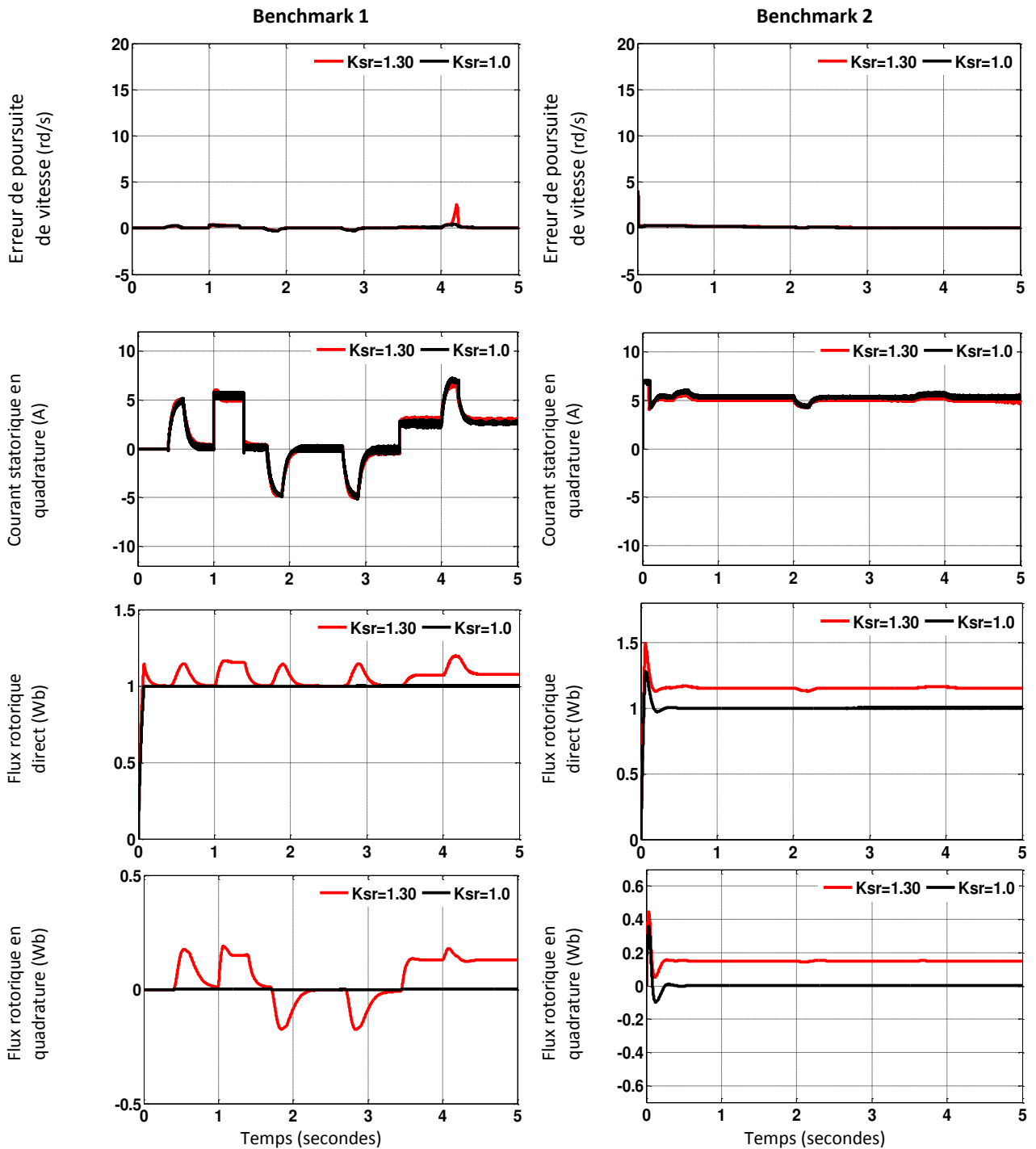


Figure (3-20) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par mode glissant d'ordre supérieur (cas quatre surfaces) - Essai avec variation de 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r .

3.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré la richesse et la simplicité de la commande à structure variable par mode de glissement avec surface de commutation non linéaire. En premier lieu, nous avons présenté la théorie de base de cette commande, ensuite nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande, qui est basée sur la théorie de Lyapunov pour la stabilité de ces systèmes.

Par la suite nous avons appliqué ce type de commande sur la machine asynchrone en considérant le modèle obtenu par orientation du flux rotorique c'est-à-dire sans régulation du flux rotorique en quadrature. Avec ce modèle, nous avons développé deux structures de commande pour la régulation de vitesse ; la première structure utilise deux surfaces de glissement du courant statorique tandis que la deuxième se réalise avec quatre surfaces de glissement (structure cascade). La commande par mode de glissement a montré de bonnes performances dynamiques et une grande capacité de poursuite de la consigne de vitesse, de rejet de la perturbation et d'insensibilité vis-à-vis des variations des paramètres mécaniques et électriques. Ces performances sont meilleures pour le réglage de vitesse avec quatre surfaces glissement par rapport au réglage avec deux surfaces de glissement. La régulation avec deux surfaces de glissement nécessite un nombre restreint de surfaces, mais elle présente l'inconvénient de ne pas assurer une bonne limitation durant les fortes sollicitations de la machine, tel que les grandes plages de variation de la consigne. Ce problème est tout à fait atténué en utilisant la structure en cascade qui nous permet une limitation du courant statorique avec des surfaces supplémentaires qui provoquent des ondulations au niveau du couple électromagnétique et des courants.

Comme pour la commande vectorielle conventionnelle, la méthode indirecte ainsi présentée nécessite une meilleure estimation de la constance de temps rotorique (ou de la résistance rotorique) pour estimer correctement la pulsation statorique qui est nécessaire pour la réalisation de la commande découplée, donc pour résoudre ce problème nous avons appliqué la commande par mode glissant à la machine asynchrone avec régulation du flux rotorique en quadrature qui permette de bien maintenir le découplage.

Ensuite, nous avons introduit l'action intégrale dans la structure du mode glissant avec quatre surfaces de glissement pour améliorer les performances de cette dernière, ses performances sont visibles dans les résultats de simulation permettant ainsi une amélioration du temps de réponse, ce qui est visible dans l'allure des grandeurs couple, flux statorique et vitesse de rotation et pour l'erreur de poursuite de vitesse.

Finalement nous avons appliqué la commande par modes glissants d'ordre supérieur (super twisting) dans le but de réduire le phénomène de broutement. Cette commande présente l'avantage d'être d'une implémentation pratique simple dans une commande par ordinateur.

D'autre part, pour améliorer les performances de réglages tel que : la précision de poursuite, précision de régulation (temps de montée, temps de réponse, dépassement et stabilité), et la robustesse vis-à-vis des perturbations (charge et variation des résistances) de la machine asynchrone, nous devons utiliser des commandes modernes (commandes non linéaires), qui s'adaptent mieux avec ce système, et qui sont insensibles et robustes.

Chapitre 4 Commande par Backstepping de la machine asynchrone triphasée

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La technique du Backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine. Elle a été développée par Kanellakopoulos et al, au début des années '90 [Mou-05].

L'idée de base de la commande par le Backstepping est de rendre les systèmes complexes équivalents à des sous-systèmes d'ordre un, en cascade stable au sens de Lyapunov, ce qui leur confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique. En d'autres termes, c'est une méthode multi-étapes, à chaque étape du processus, une commande virtuelle est ainsi générée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. Cela peut être atteint à partir des fonctions de Lyapunov qui assurent pas à pas la stabilisation de chaque étape de synthèse [Tra-08]-[Laa-12].

Dans cette partie, nous allons utiliser le Backstepping pour la commande d'une machine asynchrone, Nous commençons par diviser le système en sous-systèmes, puis nous déterminons les commandes virtuelles qui deviennent consignes pour les étapes suivantes jusqu'à l'apparition des commandes réelles les tensions statoriques nécessaire pour faire converger les grandeurs de la machine asynchrone (vitesse, couple et flux statorique) vers leurs références.

4.1 Le Principe de la commande par Backstepping

Le backstepping est une méthode de conception de régulateur basé sur le modèle non linéaire du système, utilisant le théorème de Lyapunov de la stabilité de système, ce dernier combine le choix de la fonction énergie avec celui des lois de commande. Ceci lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé [Lao-06]-[Mes-14].

Un système tend vers un point d'équilibre s'il perd de l'énergie. Cela est réalisé par le choix d'une fonction énergie appropriée, donnée par cette condition ($V(x)\dot{V}(x) < 0$), ce qui nous permettra de déduire l'expression de la commande U , par la décomposition du système à régler, qui est généralement multi variable (MIMO) et d'ordre élevé en une cascade de sous-systèmes de commande du premier ordre. Pour chaque sous-système, une loi de commande dite virtuelle est calculée, dans le cas où ce sous système ne dépend pas de l'entrée réelle. Cette dernière servira comme référence pour le sous-système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet. Par ailleurs, cette technique à l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour les performances et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation [Aze-11].

4.1.1 Application du backstepping pour un système du troisième ordre

Afin d'illustrer le principe de la méthode du backstepping, on considère le cas des systèmes non linéaires de la forme [Ben-00] :

$$\dot{x}_1 = A_1^T \theta + B_1 x_2 \quad (4.1)$$

$$\dot{x}_2 = A_2^T \theta + B_2 x_3 \quad (4.2)$$

$$\dot{x}_3 = A_3^T \theta + B_3 u \quad (4.3)$$

$$y = x_1 \quad (4.4)$$

▪ *Etape 1 :*

On considère d'abord l'équation (4.1) où la variable d'état x_2 est traitée comme une commande virtuelle et l'on définit la première valeur désirée.

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y^* \quad (4.5)$$

Où α_0 représente la trajectoire de référence y^* .

La première erreur est défini par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (4.6)$$

Avec ces variables, le système (4.1) s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \\ \dot{e}_1 &= A_1^T \theta + B_1 x_2 - \dot{\alpha}_0 \end{aligned} \quad (4.7)$$

Pour un tel système, la fonction de Lyapunov est définie par :

$$V_1(e_1) = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (4.8)$$

Cela constitue un bon choix de la fonction énergie de Lyapunov. Sa dérivée, le long de la solution de (4.7), est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1 (A_1^T \theta + B_1 x_2 - \dot{\alpha}_0) \end{aligned} \quad (4.9)$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait \dot{V}_1 négative et assurerait la stabilité à l'origine du sous-système décrit par (4.7). Prenons comme valeur de x_2 , la fonction α_1 telle que :

$$B_1 \alpha_1 + A_1^T \theta - \dot{\alpha}_0 = -C_1 e_1 \quad (4.10)$$

Où $C_1 > 0$ est un paramètre de design. Cela donne :

$$(x_2)_d = \alpha_1 = \frac{1}{B_1} (-C_1 e_1 - A_1^T \theta + \dot{\alpha}_0) \quad (4.11)$$

Et la dérivée s'écrit :

$$\dot{V}_1 = -C_1 e_1^2 \leq 0 \quad (4.12)$$

Le système (4.7) en boucle fermée est asymptotiquement stable à l'origine.

▪ *Etape 2 :*

On considère le système (4.1) et (4.2) et l'on définit la nouvelle variable d'erreur.

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (4.13)$$

Qui représente l'écart entre la variable d'état x_2 et sa valeur désirée α_1 . À cause du fait que x_2 ne peut être forcée à prendre instantanément une valeur désirée, en l'occurrence α_1 , l'erreur e_2 n'est pas instantanément, nulle. Le design dans cette étape consiste alors à la forcer à s'annuler avec une certaine dynamique choisie au préalable.

Les équations du système à commander, dans l'espace (e_1 et e_2) s'écrivent :

$$\dot{e}_1 = A_1^T \theta - \dot{\alpha}_0 + B_1 (e_2 + \alpha_1) \quad (4.14)$$

$$\dot{e}_2 = A_2^T \theta - \dot{\alpha}_1 + B_2 x_3 \quad (4.15)$$

Pour lequel on choisit comme fonction de Lyapunov :

$$V_2(e_1, e_2) = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (4.16)$$

Cette dernière a pour dérivée, le long de la solution de (4.14) et (4.15).

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= e_1 (A_1^T \theta - \dot{\alpha}_0 + B_1 (e_2 + \alpha_1)) + e_2 (A_2^T \theta - \dot{\alpha}_1 + B_2 x_3) \\ &= e_1 (A_1^T \theta - \dot{\alpha}_0 + B_1 \alpha_1) + e_2 (A_2^T \theta - \dot{\alpha}_1 + B_2 x_3 + B_1 e_1) \\ &= -C_1 e_1^2 + e_2 (A_2^T \theta - \dot{\alpha}_1 + B_2 x_3 + B_1 e_1) \end{aligned} \quad (4.17)$$

Le choix de la valeur désirée de x_3 devient évident. Ce dernier est donné par :

$$(x_3)_d = \alpha_2 = \frac{1}{B_2} (A_2^T \theta - \dot{\alpha}_1 + B_1 e_1 - C_2 e_2) \quad (4.18)$$

Où $C_2 > 0$, avec $\dot{\alpha}_1$ calculée analytiquement :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y^*} \dot{y}^* + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \dot{y}^*} \ddot{y}^* \quad (4.19)$$

Un tel choix permet de réduire la dérivée à :

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &\leq -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 \\ &\leq 0\end{aligned}\quad (4.20)$$

Ce qui assure la stabilité asymptotique de l'origine de (4.14) et (4.15).

▪ *Etape 3 :*

On considère le système (4.1), (4.2) et (4.3) est maintenant considéré dans sa globalité. La variable d'erreur est :

$$\dot{e}_3 = x_3 - \alpha_2 \quad (4.21)$$

Les équations du système à commander, dans l'espace (e_1, e_2, e_3) s'écrivent :

$$\dot{e}_1 = A_1^T \theta - \dot{\alpha}_0 + B_1 (e_2 + \alpha_1) \quad (4.22)$$

$$\dot{e}_2 = A_2^T \theta - \dot{\alpha}_1 + B_2 (e_3 + \alpha_2) \quad (4.23)$$

$$\dot{e}_3 = A_3^T \theta - \dot{\alpha}_2 + B_3 u \quad (4.24)$$

Avec cette fonction de Lyapunov :

$$V_3(e_1, e_2, e_3) = V_2 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (4.25)$$

La dérivée, le long de la solution de (4.22), (4.23) et (4.24), devient :

$$\begin{aligned}\dot{V}_3 &= \dot{V}_2 + e_3 \dot{e}_3 \\ &= -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 + e_3 (A_3^T \theta - \dot{\alpha}_2 + B_3 u + B_2 e_2)\end{aligned}\quad (4.26)$$

Donc de la commande réelle est donnée par :

$$u = \frac{1}{B_3} (-A_3^T \theta + \dot{\alpha}_2 - B_2 e_2 + C_3 e_3) \quad (4.27)$$

Où $C_3 > 0$, avec $\dot{\alpha}_2$ est également calculée analytiquement :

$$\dot{\alpha}_2 = \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y^*} \dot{y}^* + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \dot{y}^*} \ddot{y}^* + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \ddot{y}^*} \dddot{y}^* \quad (4.28)$$

Avec ce choix, on a :

$$\begin{aligned}\dot{V}_3 &\leq -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 - C_3 e_3^2 \\ &\leq 0\end{aligned}\quad (4.29)$$

D'où la stabilité asymptotique à l'origine de (4.22), (4.23) et (4.24). Ceci se traduit par la stabilité, en boucle fermée, du système (4.1), (4.2) et (4.3) et la régulation à zéro de l'erreur de poursuite $y - y^*$. Les deux principaux objectifs du design sont alors atteints.

Les paramètres C_1 , C_2 et C_3 sont directement liés aux performances désirées du réglage

4.2 Réglage par backstepping avec action intégrale de la machine asynchrone avec pilotage vectoriel

A. Aspect théorique

Une des solutions permettant d'améliorer la robustesse de la commande par backstepping et pour être en mesure d'éliminer les erreurs résiduelles, en présence de perturbations à moyenne non nulle, une action intégrale est introduite dans les contrôleurs générés par le backstepping [Tan-00]. Cette introduction nécessite une modification de la procédure de conception [Bou-07]-[Meh-11]. Nous allons utiliser l'application sur la commande de la machine asynchrone pour introduire cette procédure.

B. Synthèse des lois de commande

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'application du réglage par Backstepping avec action intégrale à la machine asynchrone. Pour déterminer les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle d'état dans le repère tournant lié au flux rotorique (3.21).

Cette technique est divisée en deux grandes parties. La première étape est consacrée à la synthèse des boucles de vitesse et de flux qui vont permettre la régulation de ces deux variables de sortie à leurs valeurs désirées. Ensuite, la seconde étape est dédiée à la synthèse des boucles de courants. Le schéma bloc de la commande vectorielle basée sur la technique Backstepping est présenté dans la figure suivante :

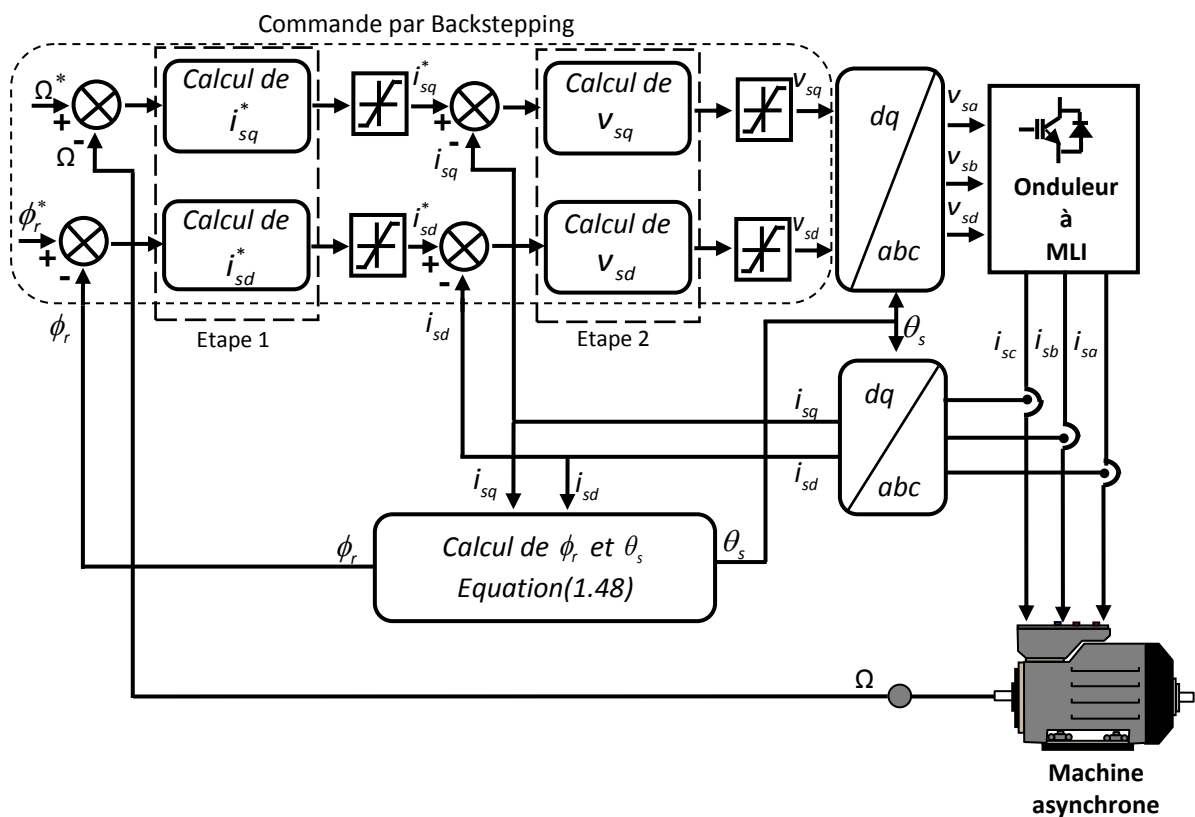


Figure (4-1) Schéma bloc de la commande par Backstepping avec pilotage vectoriel indirect.

▪ *Etape 1 : Boucle de régulation de vitesse et de flux rotorique*

Afin de concevoir une loi de commande de type Backstepping avec action intégrale permettant d'assurer le suivi en vitesse et en flux pour la machine, on définit les erreurs de poursuite en vitesse e_Ω et en flux rotorique e_{ϕ_r} comme suit :

$$\begin{cases} e_\Omega = \Omega^* - \Omega + \beta'_\Omega \int (\Omega^* - \Omega) dt \\ e_{\phi_r} = \phi_r^* - \phi_r + \beta'_{\phi_r} \int (\phi_r^* - \phi_r) dt \end{cases} \quad (4.30)$$

Les paramètres β'_Ω et β'_{ϕ_r} sont deux constantes positives.

Les dynamiques de e_Ω et e_{ϕ_r} sont données par :

$$\begin{cases} \dot{e}_\Omega = \dot{\Omega}^* - a_6(\phi_r i_{sq}) + a_7 \Omega + a_8 C_r + \beta'_\Omega (\Omega^* - \Omega) \\ \dot{e}_{\phi_r} = \dot{\phi}_r^* - a_4 i_{sd} + a_5 \phi_r + \beta'_{\phi_r} (\phi_r^* - \phi_r) \end{cases} \quad (4.31)$$

La première fonction de Lyapunov est choisi tel que :

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_\Omega^2 + e_{\phi_r}^2) \quad (4.32)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_\Omega \dot{e}_\Omega + e_{\phi_r} \dot{e}_{\phi_r} \\ \dot{V}_1 &= e_\Omega \left[\dot{\Omega}^* - a_6(\phi_r i_{sq}) + a_7 \Omega + a_8 C_r + \beta'_\Omega (\Omega^* - \Omega) \right] + e_{\phi_r} \left[\dot{\phi}_r^* - a_4 i_{sd} + a_5 \phi_r + \beta'_{\phi_r} (\phi_r^* - \phi_r) \right] \end{aligned} \quad (4.33)$$

Pour ($\dot{V}_1 < 0$) en choisissant les références des composantes du courant (les commandes virtuelles) qui représentent les fonctions stabilisantes comme suit :

$$\begin{cases} i_{sq}^* = \frac{1}{a_6 \phi_r} \left[\dot{\Omega}^* + a_7 \Omega + a_8 C_r + C_\Omega e_\Omega + \beta'_\Omega (\Omega^* - \Omega) \right] \\ i_{sd}^* = \frac{1}{a_4} \left[\dot{\phi}_r^* + a_5 \phi_r + C_{\phi_r} e_{\phi_r} + \beta'_{\phi_r} (\phi_r^* - \phi_r) \right] \end{cases} \quad (4.34)$$

Où C_Ω et C_{ϕ_r} des constantes positives.

En remplaçant (4.34) dans (4.31), donc Les dynamiques des erreurs deviennent :

$$\begin{cases} \dot{e}_\Omega = -C_\Omega e_\Omega \\ \dot{e}_{\phi_r} = -C_{\phi_r} e_{\phi_r} \end{cases} \quad (4.35)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_1 = -C_\Omega e_\Omega^2 - C_{\phi_r} e_{\phi_r}^2 \quad (4.36)$$

La fonction de Lyapunov est semi définie négative ($\dot{V}_1 < 0$), alors les commandes virtuelles i_{sq}^* et i_{sd}^* dans (4.34) conduisent à un système en boucle fermée asymptotiquement stable.

▪ *Etape 2 : Boucle de régulation des courants*

Une fois les entrées virtuelles i_{sq}^* et i_{sd}^* calculées, on définit les erreurs concernant les composantes du courant statorique et leurs références. de la manière suivante :

$$\begin{cases} e_{i_{sq}} = i_{sq}^* - i_{sq} + \beta'_{i_{sq}} \int (i_{sq}^* - i_{sq}) dt \\ e_{i_{sd}} = i_{sd}^* - i_{sd} + \beta'_{i_{sd}} \int (i_{sd}^* - i_{sd}) dt \end{cases} \quad (4.37)$$

Et $\beta'_{i_{sq}}$, $\beta'_{i_{sd}}$ sont deux constantes positives.

Les dynamiques de $e_{i_{sq}}$ et $e_{i_{sd}}$ sont données par :

$$\begin{cases} \dot{e}_{i_{sq}} = \dot{i}_{sq}^* + \omega_s i_{sd} - a_1 i_{sq} + a_3 \omega \phi_r - b v_{sq} + \beta'_{i_{sq}} (i_{sq}^* - i_{sq}) \\ \dot{e}_{i_{sd}} = \dot{i}_{sd}^* - a_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - a_2 \phi_r - b v_{sd} + \beta'_{i_{sd}} (i_{sd}^* - i_{sd}) \end{cases} \quad (4.38)$$

La première fonction de Lyapunov est choisie tel que :

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_{i_{sq}}^2 + e_{i_{sd}}^2) \quad (4.39)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_{i_{sq}} \dot{e}_{i_{sq}} + e_{i_{sd}} \dot{e}_{i_{sd}} \\ \dot{V}_1 &= e_{i_{sq}} \left[\dot{i}_{sq}^* + \omega_s i_{sd} - a_1 i_{sq} + a_3 \omega \phi_r - b v_{sq} + \beta'_{i_{sq}} (i_{sq}^* - i_{sq}) \right] \\ &\quad + e_{i_{sd}} \left[\dot{i}_{sd}^* - a_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - a_2 \phi_r - b v_{sd} + \beta'_{i_{sd}} (i_{sd}^* - i_{sd}) \right] \end{aligned} \quad (4.40)$$

Pour satisfaire la condition $\dot{V}_2 < 0$, il faut choisir v_{sq} et v_{sd} comme entrées commande.

$$\begin{cases} v_{sq} = \frac{1}{b} \left[\dot{i}_{sq}^* + \omega_s i_{sd} - a_1 i_{sq} + a_3 \omega \phi_r + C_{i_{sq}} e_{i_{sq}} + \beta'_{i_{sq}} (i_{sq}^* - i_{sq}) \right] \\ v_{sd} = \frac{1}{b} \left[\dot{i}_{sd}^* - a_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - a_2 \phi_r + C_{i_{sd}} e_{i_{sd}} + \beta'_{i_{sd}} (i_{sd}^* - i_{sd}) \right] \end{cases} \quad (4.41)$$

Où $C_{i_{sq}}$ et $C_{i_{sd}}$ sont des constantes positives.

En remplaçant (4.41) dans (4.38), Les dynamiques de $e_{i_{sq}}$ et $e_{i_{sd}}$ deviennent :

$$\begin{cases} \dot{e}_{i_{sq}} = -C_{i_{sq}} e_{i_{sq}} \\ \dot{e}_{i_{sd}} = -C_{i_{sd}} e_{i_{sd}} \end{cases} \quad (4.42)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov des boucles des courants devient :

$$\dot{V}_2 = -C_{i_{sq}} e_{i_{sq}}^2 - C_{i_{sd}} e_{i_{sd}}^2 \quad (4.43)$$

La fonction de Lyapunov est semi définie négative ($\dot{V}_2 < 0$), alors les commandes réelles v_{sq} et v_{sd} dans (4.41) conduisent à un système en boucle fermée asymptotiquement stable.

C. Résultats de simulations

Pour montrer les performances de la commande par Backstepping avec pilotage vectoriel, la machine asynchrone est soumise à des tests de robustesse pour des conditions de fonctionnement variables : variation de vitesse, de paramètres de la machine et de charge.

Pour obtenir de bons résultats, on doit choisir des valeurs pour les gains du réglage par backstepping avec l'action intégrale d'une manière qui nous réalise la convergence de plusieurs grandeurs en même temps, donc pour notre simulation on a choisi:

C_{Ω}	C_{ϕ_r}	$C_{i_{sd}}$	$C_{i_{sq}}$	β'_{Ω}	β'_{ϕ_r}	$\beta'_{i_{sd}}$	$\beta'_{i_{sq}}$
1000	100	3000	3000	0.4	04	0.5	0.5

Tableau (4-1) Les gains du réglage par backstepping avec action intégrale pour la commande de la MAS menée de pilotage vectoriel.

La figure (4-2) représente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la machine pour les deux benchmarks.

On note une bonne poursuite de la vitesse vers sa référence malgré la variation de la charge. Le découplage entre le flux et le couple est maintenu (l'orientation du flux est vérifiée mais n'est pas parfaite). Les courants et le couple électromagnétique présentent des variations suivant les changements du régime et ils sont bien limités avec une réduction des oscillations.

La figure (4-3) représente les tests de robustesse du réglage par backstepping sur le modèle non linéaire avec pilotage vectoriel de la machine asynchrone.

Les résultats de simulation observés lors de la variation de 30% sur la valeur nominale des résistances statorique et rotorique dû à l'échauffement de la machine, montrent une similitude concernant la vitesse et le couple au cas nominal, mais le découplage est légèrement affecté à cause de l'absence du réglage du flux. Cette approche présente l'inconvénient d'être très sensible aux variations paramétriques.

▪ Essais avec paramètres nominaux

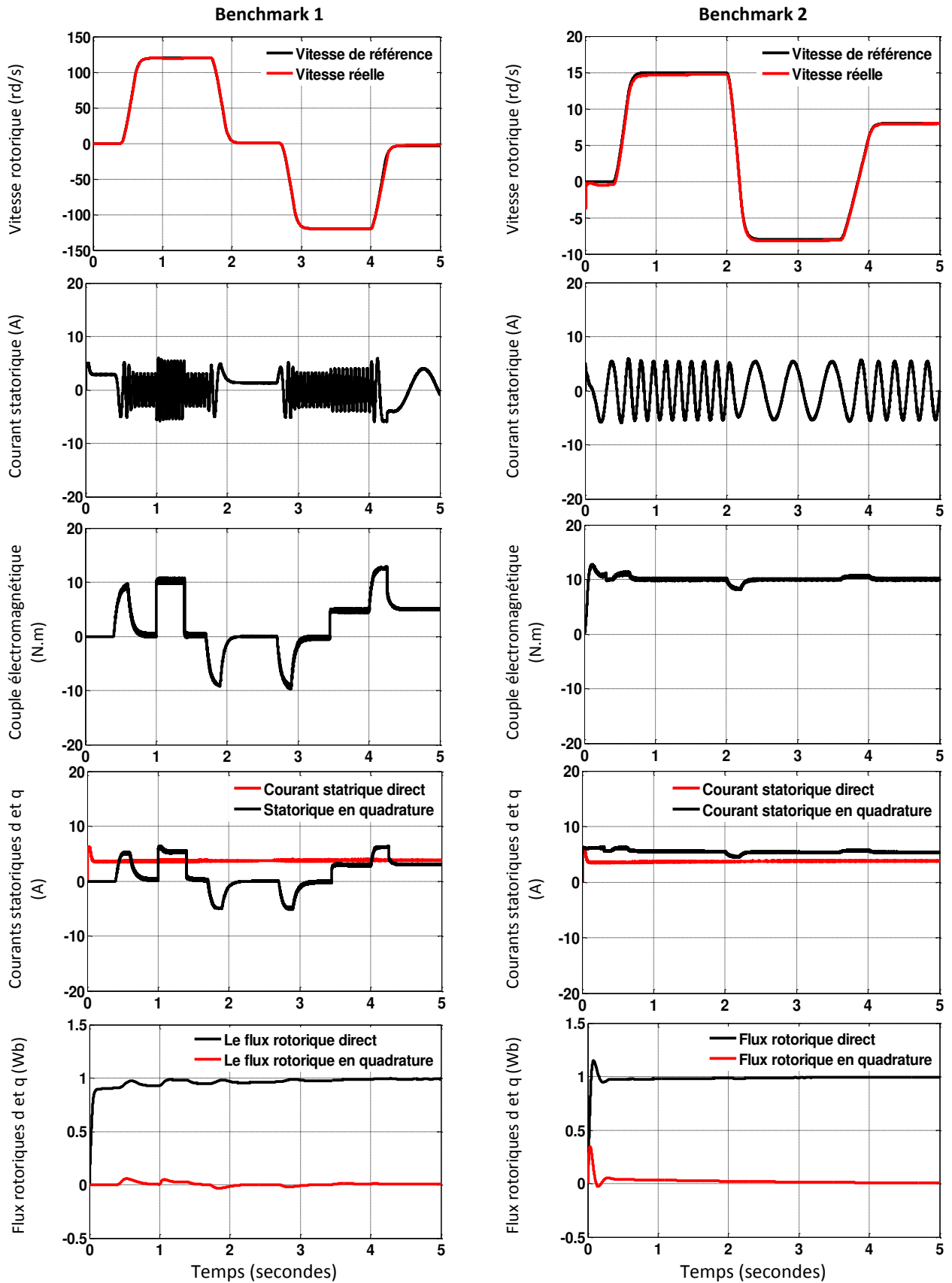


Figure (4-2) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par backstepping avec action intégrale et pilotage vectoriel- Essai avec paramètres nominaux.

▪ Essais avec variation des résistances

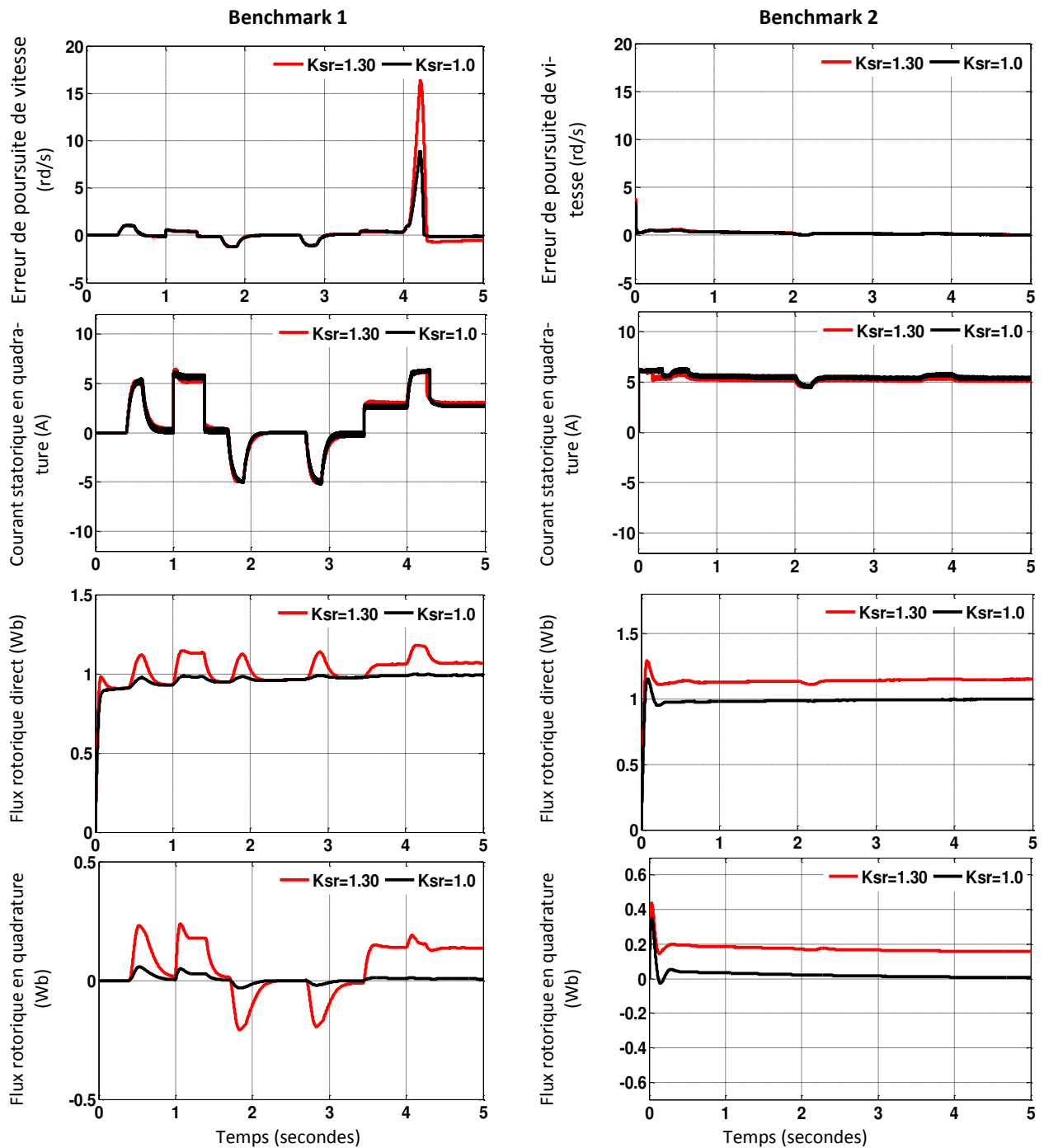


Figure (4-3) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par backstepping avec action intégrale et pilotage vectoriel- Essai avec variation de 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r .

Les indices de performance (annexe B) dans le tableau (4-2) montrent l'influence du couple de charge et la variation des résistances statorique et rotorique sur l'erreur de poursuite de vitesse pour le Benchmark 1 et le benchmark 2.

Donc à travers ce tableau, nous constatons une dégradation des performances de la commande par backstepping avec action intégrale lorsque les résistances augmentent, par rapport au réglage par mode glissant avec action intégrale voir le tableau (3-8).

Profil	Variations des résistances $K_{sr} = R_s / R_{sn} = R_r / R_{rn}$	IAE(rad / s)	ISE(rad ² / s)
Benchmark 1	$K_{sr} = 1.00$	2.2718	6.5417
	$K_{sr} = 1.30$	3.6348	24.3039
Benchmark 2	$K_{sr} = 1.00$	1.0687	0.3826
	$K_{sr} = 1.30$	1.1704	0.4710

Tableau (4-2) Indices de performance de la commande par backstepping avec action intégrale et pilotage vectoriel sur le Benchmark 1 et Benchmark 2 avec l'influence de la variation des résistances.

4.3 Réglage par Backstepping de la machine asynchrone avec régulation du flux rotorique en quadrature

Le schéma bloc de commande par Backstepping avec régulation du flux rotorique en quadrature de la machine asynchrone est présenté sur la figure suivante :

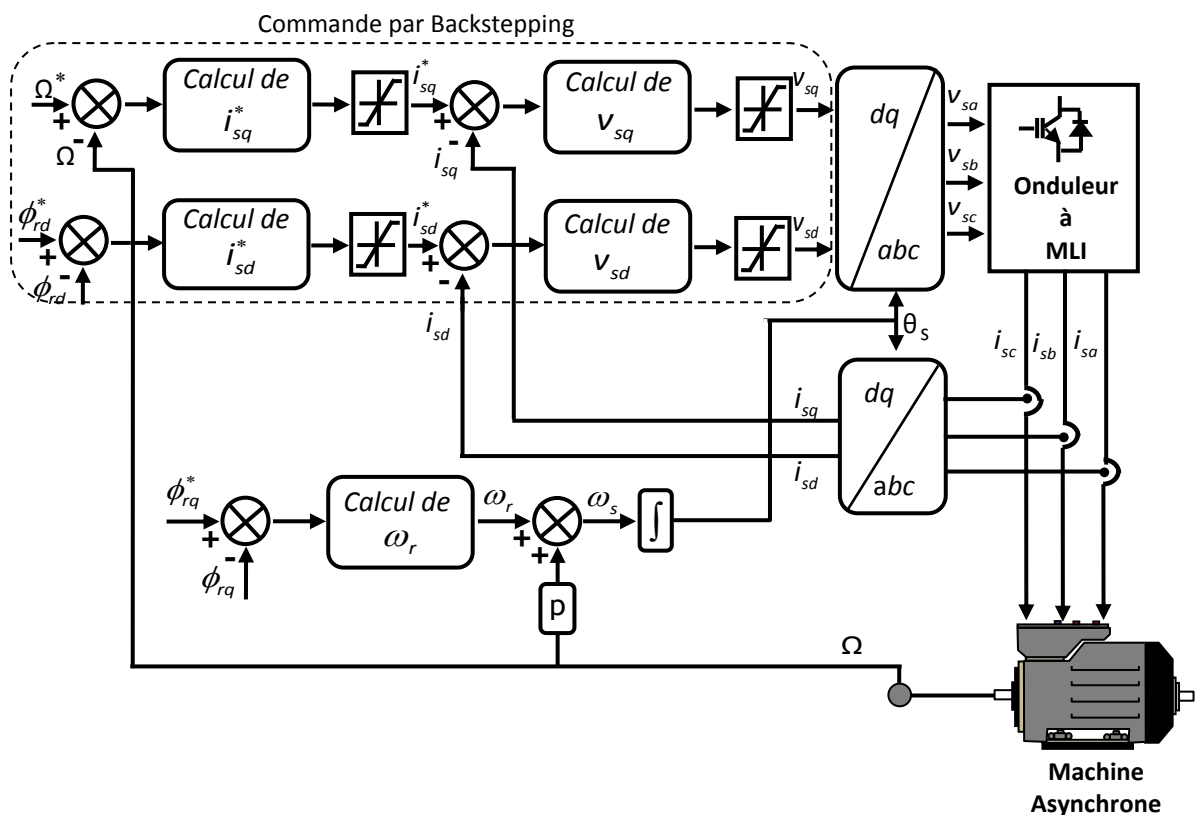


Figure (4-4) Schéma bloc de la commande par Backstepping avec régulation du flux rotorique en quadrature de la machine asynchrone.

A. Synthèse des lois de commande

D'après le modèle de la machine asynchrone (3.56) trois étapes sont nécessaires, la première concernant le réglage de la vitesse Ω et du flux rotorique ϕ_{rd} . La deuxième étape pour l'asservissement des courants statoriques i_{sq} et i_{sd} , et la troisième sert à la synthèse de la pulsation de glissement ω_r .

▪ *Etape 1 : Boucle de régulation de vitesse et du flux rotorique direct*

Pour la régulation de vitesse et du flux rotorique direct on définit les erreurs de poursuite comme suit :

$$\begin{cases} e_{\Omega} = \Omega^* - \Omega \\ e_{\phi_{rd}} = \phi_{rd}^* - \phi_{rd} \end{cases} \quad (4.44)$$

En dérivant l'équation (4.44) terme à terme, nous obtenons les dynamiques de e_{Ω} et $e_{\phi_{rd}}$:

$$\begin{cases} \dot{e}_{\Omega} = \dot{\Omega}^* - a_6 (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) + a_7 \Omega + a_8 C_r \\ \dot{e}_{\phi_{rd}} = \dot{\phi}_{rd}^* - a_4 i_{sd} + a_5 \phi_{rd} - \omega_r \phi_{rq} \end{cases} \quad (4.45)$$

Dans le but de stabiliser e_{Ω} et $e_{\phi_{rd}}$ à l'origine, nous choisissons i_{sq}^* et i_{sd}^* en tant que commandes virtuelles. Donc les fonctions stabilisantes sont choisies comme suit :

$$\begin{cases} i_{sq}^* = \frac{1}{a_6 \phi_{rd}} (\dot{\Omega}^* + a_6 i_{sd} \phi_{rq} + a_7 \Omega + a_8 C_r + C_{\Omega} e_{\Omega}) \\ i_{sd}^* = \frac{1}{a_4} (\dot{\phi}_{rd}^* + a_5 \phi_{rd} - \omega_r \phi_{rq} + C_{\phi_{rd}} e_{\phi_{rd}}) \end{cases} \quad (4.46)$$

Où C_{Ω} et $C_{\phi_{rd}}$ sont des constantes positives.

En remplaçant (4.46) dans (4.45), les dérivées des erreurs deviennent :

$$\begin{cases} \dot{e}_{\Omega} = -C_{\Omega} e_{\Omega} \\ \dot{e}_{\phi_{rd}} = -C_{\phi_{rd}} e_{\phi_{rd}} \end{cases} \quad (4.47)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est :

$$\dot{V}_1 = -C_{\Omega} e_{\Omega}^2 - C_{\phi_{rd}} e_{\phi_{rd}}^2 < 0 \quad (4.48)$$

Donc en remplaçant les commandes virtuelles i_{sq}^* et i_{sd}^* dans (4.46) conduit à un système en boucle fermée asymptotiquement stable.

Puisque i_{sq}^* et i_{sd}^* ne sont pas des commandes réelles du système à régler, les variables erreurs $e_{i_{sq}}$ et $e_{i_{sd}}$ sont choisies comme nouvelles boucles de réglage pour faire apparaître les commandes réelles v_{sq} et v_{sd} .

- *Etape 2 : Boucle de régulation des courants*

Les erreurs des composantes du courant statorique et leurs références sont données par:

$$\begin{cases} e_{i_{sq}} = i_{sq}^* - i_{sq} \\ e_{i_{sd}} = i_{sd}^* - i_{sd} \end{cases} \quad (4.49)$$

Les dérivées des variables erreurs $e_{i_{sq}}$ et $e_{i_{sd}}$ sont :

$$\begin{cases} \dot{e}_{i_{sq}} = i_{sq}^* + \omega_s i_{sd} - a_1 i_{sq} + a_3 \omega \phi_{rd} - a_2 \phi_{rq} - b v_{sq} \\ \dot{e}_{i_{sd}} = i_{sd}^* - a_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - a_2 \phi_{rd} - a_3 \omega \phi_{rq} - b v_{sd} \end{cases} \quad (4.50)$$

Pour stabiliser $e_{i_{sq}}$ et $e_{i_{sd}}$ à l'origine, il faut choisir v_{sq} et v_{sd} comme suit :

$$\begin{cases} v_{sq} = \frac{1}{b} (i_{sq}^* + \omega_s i_{sd} - a_1 i_{sq} + a_3 \omega \phi_{rd} - a_2 \phi_{rq} + C_{i_{sq}} e_{i_{sq}}) \\ v_{sd} = \frac{1}{b} (i_{sd}^* - a_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - a_2 \phi_{rd} - a_3 \omega \phi_{rq} + C_{i_{sd}} e_{i_{sd}}) \end{cases} \quad (4.51)$$

Où $C_{i_{sq}}$ et $C_{i_{sd}}$ sont des constantes positives.

En remplaçant (4.51) dans (4.50), Les dynamiques de $e_{i_{sq}}$ et $e_{i_{sd}}$ deviennent :

$$\begin{cases} \dot{e}_{i_{sq}} = -C_{i_{sq}} e_{i_{sq}} \\ \dot{e}_{i_{sd}} = -C_{i_{sd}} e_{i_{sd}} \end{cases} \quad (4.52)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov des boucles des courants est :

$$\dot{V}_2 = -C_{i_{sq}} e_{i_{sq}}^2 - C_{i_{sd}} e_{i_{sd}}^2 \quad (4.53)$$

La fonction de Lyapunov est semi définie négative ($\dot{V}_2 < 0$), alors les commandes réelles v_{sq} et v_{sd} dans (4.51) conduisent à un système en boucle fermée asymptotiquement stables.

- *Etape 3 : Boucle de régulation du flux quadratique*

On définit l'erreur de poursuite en flux quadratique par :

$$e_{\phi_{rq}} = \phi_{rq}^* - \phi_{rq} \quad (4.54)$$

La dynamique de $e_{\phi_{rq}}$ est :

$$\dot{e}_{\phi_{rq}} = \dot{\phi}_{rq}^* - a_4 i_{sq} + \omega_r \phi_{rd} + a_5 \phi_{rq} \quad (4.55)$$

Nous choisissons ω_r en tant qu'entrée commande. La fonction stabilisante est choisie comme suit :

$$\omega_r = \frac{1}{\phi_{rd}} \left(-\dot{\phi}_{rq}^* + a_4 i_{sq} - a_5 \phi_{rq} - C_{\phi_{rq}} e_{\phi_{rq}} \right) \quad (4.56)$$

Où $C_{\phi_{rq}}$ est une constante positive.

En remplaçant (4.56) dans (4.55), la dérivée d'erreur devient :

$$\dot{e}_{\phi_{rq}} = -C_{\phi_{rq}} e_{\phi_{rq}} \quad (4.57)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est :

$$\dot{V}_3 = -C_{\phi_{rq}} e_{\phi_{rq}}^2 < 0 \quad (4.58)$$

Donc la commande d'entrée ω_r dans (4.56) est asymptotiquement stable. Considérons la fonction de Lyapunov globale suivante :

$$\begin{aligned} V_T &= V_1 + V_2 + V_3 \\ V_T &= \frac{1}{2} \left[(e_{\Omega}^2 + e_{\phi_{rd}}^2) + (e_{i_{sq}}^2 + e_{i_{sd}}^2) + e_{\phi_{rq}}^2 \right] \end{aligned} \quad (4.59)$$

En considérant les équations (IV.48), (IV.53) et (IV.58), la dérivée de (4.59) est donnée par :

$$\dot{V}_T = -C_{\Omega} e_{\Omega}^2 - C_{\phi_{rd}} e_{\phi_{rd}}^2 - C_{i_{sq}} e_{i_{sq}}^2 - C_{i_{sd}} e_{i_{sd}}^2 - C_{\phi_{rq}} e_{\phi_{rq}}^2 < 0 \quad (4.60)$$

Donc les erreurs de poursuite du flux, de la vitesse et de courants convergent vers zéro.

B. Résultats de simulations

Pour illustrer les performances du réglage par backstepping avec régulation du flux rotorique en quadrature de la machine, nous l'avons testé par simulation numérique. Les paramètres du réglage sont dans le tableau suivant :

C_{Ω_r}	$C_{\phi_{rd}}$	$C_{i_{sd}}$	$C_{i_{sq}}$	$C_{\phi_{rq}}$
10	10	180	180	200

Tableau (4-3) Paramètres du réglage par Backstepping avec régulation du flux rotorique en quadrature.

■ Essais avec paramètres nominaux

La figure (4-5) illustre les résultats du réglage de vitesse par backstepping avec régulation du flux rotorique en quadrature de la machine asynchrone.

Nous remarquons que le réglage avec régulation du flux rotorique en quadrature de la machine donne de bonnes performances vis-à-vis de la poursuite de la consigne sans dépassement et rejette totalement la perturbation. La commande avec régulation du flux rotorique en quadrature permet de bien limiter le courant et le couple électromagnétique même au démarrage avec une réduction des oscillations dans ces derniers. Nous constatons que le découplage est plus amélioré dans ce cas que dans le premier.

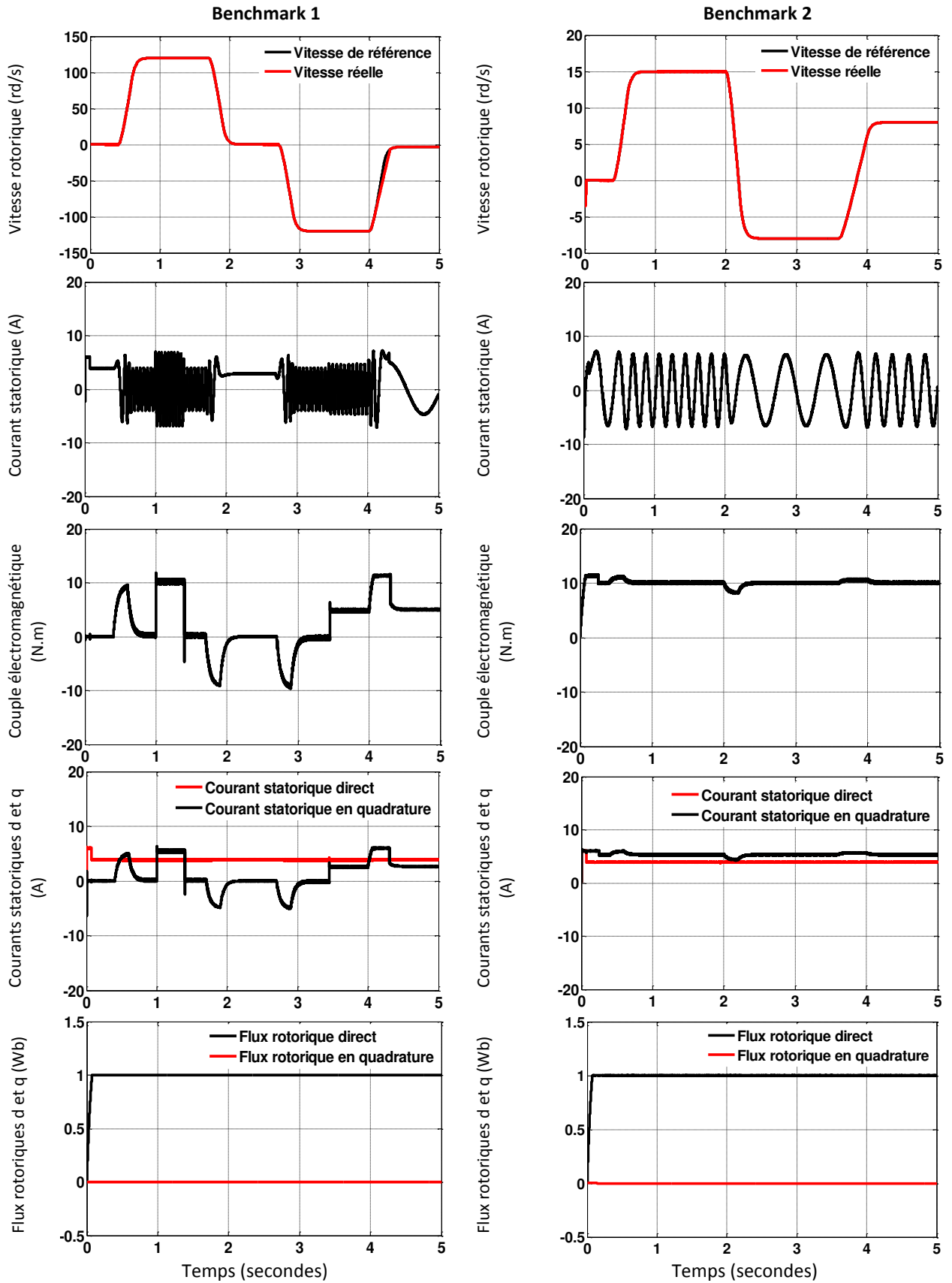


Figure (4-5) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par Backstepping avec régulation du flux rotorique en quadrature - Essai avec paramètres nominaux.

▪ Essais avec variation des résistances

Afin de tester la robustesse de la commande par Backstepping avec régulation du flux rotorique en quadrature de la machine, nous avons étudié l'influence des variations paramétriques sur les performances du réglage de vitesse. Nous considérons une augmentation de 30% sur les résistances statorique et rotorique, figure (4-6).

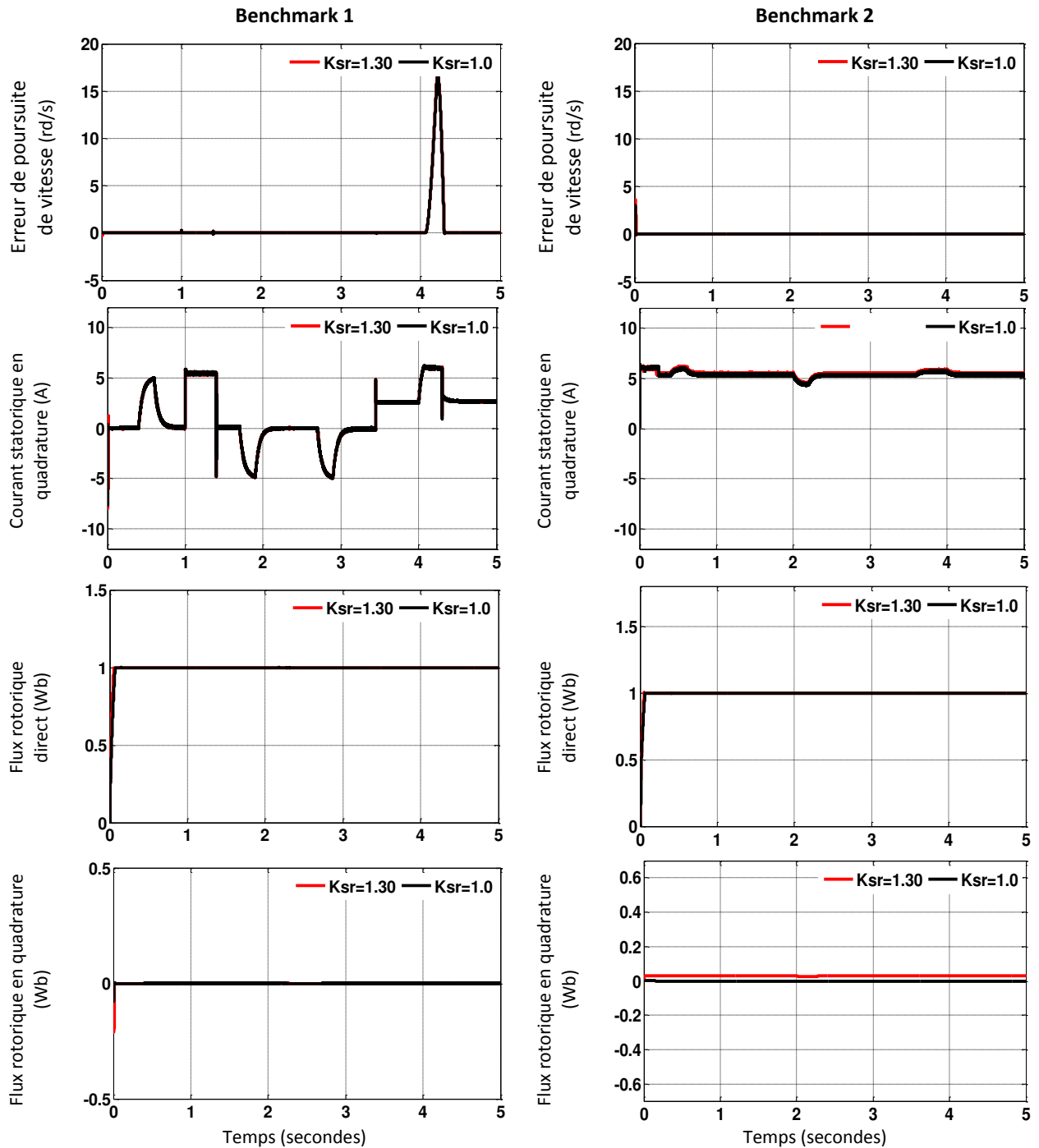


Figure (4-6) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par backstepping avec régulation du flux rotorique en quadrature - Essai avec variation de 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r .

Les résultats des figures (4-6) montrent que, malgré le changement de valeur des résistances la réponse de la vitesse et du couple électromagnétique sont meilleurs pour la commande par backstepping avec régulation du flux rotorique en quadrature pour les deux profils.

Ce réglage permet de bien maintenir le découplage, parce que l'orientation du flux rotorique est assurée par un régulateur de flux par backstepping. Donc les essais effectués montrent que ce type de commande est plus performant que la commande basé sur le modèle avec pilotage vectoriel de la machine.

Les indices de performance (annexe B) dans le tableau (4-4) montrent l'influence du couple de charge et la variation des résistances statorique et rotorique sur l'erreur de poursuite de vitesse pour le Benchmark 1 et le benchmark 2. Ce tableau montre que les performances de poursuite se détériorent légèrement. Le temps de réponse des variables à régler est relativement rapide pour ce réglage.

Profil	Variations des résistances $K_{sr} = R_s / R_{sn} = R_r / R_{rn}$	IAE(rad / s)	ISE(rad ² / s)
Benchmark 1	$K_{sr} = 1.00$	1.9268	23.0060
	$K_{sr} = 1.15$	1.9497	23.4317
	$K_{sr} = 1.30$	2.0636	24.6297
Benchmark 2	$K_{sr} = 1.00$	0.0716	0.0915
	$K_{sr} = 1.15$	0.0904	0.1169
	$K_{sr} = 1.00$	0.1021	0.1421

Tableau (4-4) Indices de performance de la commande par backstepping avec régulation du flux rotorique en quadrature.

4.4 Commande par le Backstepping adaptatif de la machine asynchrone

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique est très sensible aux variations de la résistance rotorique, ainsi toute imprécision sur sa valeur se traduit par la perte du découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique. La commande classique qui consiste en la synthèse d'un régulateur classique ne peut pas résoudre les problèmes de régulation dans un environnement caractérisé par l'évolution en permanence des paramètres déterminant la dynamique de ce dernier. Ces commandes nous garantissent seulement la poursuite et le rejet de perturbation [Hua-99].

Il est donc nécessaire d'utiliser une commande adaptative pour résoudre ce type de contraintes par des lois d'adaptation qui détermine la dynamique d'estimation des paramètres inconnus et de garantir leur convergence vers leurs valeurs respectives.

4.4.1 Le Principe de la commande par Backstepping adaptatif

La conception avec le Backstepping adaptatif est i résulte de la fusion de la synthèse adaptative par Lyapunov et la technique récursive du Backstepping non adaptatif. Cependant, la combinaison directe de ces deux méthodes conduit, en général, à des régulateurs d'ordre trop élevé. Elle est basée sur trois parties principales. La version adaptative du backstepping offre une méthode itérative et systématique, qui permet, pour des systèmes non linéaires de tout ordre, de construire récursivement les trois parties indispensables à une commande adaptative basée sur Lyapunov [Tan-00]-[Kec-12] :

- La loi de commande : permet de répondre aux spécifications désirées, quant au comportement du système à commander [Bou-16].
- La loi d'adaptation : détermine la dynamique d'estimation des paramètres inconnus. Elle doit garantir leur convergence vers leurs valeurs respectives, sans affecter le bon fonctionnement, surtout la stabilité, de l'ensemble [Ben-00]-[Hua-99].
- La fonction de Lyapunov : permet le choix adéquat des deux précédentes lois et garantir la convergence et la stabilité de la structure adaptative, en tout temps. La construction de ce triplet s'effectue simultanément. Les trois opérations sont entrelacées, ce qui permet de tenir compte des différents effets non linéaire et incertains des paramètres du système [Ben-00]-[Hor-16].

4.4.2 Application du Backstepping adaptatif pour un système du troisième ordre

Pour illustrer les étapes de design du régulateur de backstepping adaptatif, considérant d'abord le système suivant du troisième degré dont on suppose que les paramètres inconnus apparu linéairement dans l'équation du système [Ben-00] :

$$\dot{x}_1 = A_1^T \theta + B_1 x_2 \quad (4.61)$$

$$\dot{x}_2 = A_2^T \theta + B_2 x_3 \quad (4.62)$$

$$\dot{x}_3 = A_3^T \Phi + B_3 u \quad (4.63)$$

$$y = x_1 \quad (4.64)$$

Où le vecteur des paramètres Φ dans l'équation (4.63) n'est pas connu. L'objectif est de faire suivre à la trajectoire de référence y^* , la sortie $y = x_1$. Pour ce faire, on procède récursivement, comme dans le cas non adaptatif (section 4.1).

Le sous-système (4.61) et (4.62) est identique au sous-système (4.1) et (4.2). Sa commande virtuelle α_2 , la valeur désirée de x_3 peut être réalisée de la même façon que dans le cas non adaptatif. Celle-ci est donnée par l'équation (4.18). La différence, par rapport au cas non adaptatif, réside dans la troisième étape de la procédure, à cause de la présence du terme inconnu Φ dans (4.63). Par conséquent, seulement l'étape 3 de la procédure du design sera présentée. Les deux premières restent inchangées.

- *Etape 3 :*

On conserve la même approche récursive, où l'on considère tout le système (4.61), (4.62) et (4.63). La fonction de Lyapunov est choisie telle que :

$$V_3(e_1, e_2, e_3) = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (4.65)$$

Où la nouvelle variable de l'erreur e_3 est définie par :

$$e_3 = x_3 - \alpha_2 \quad (4.66)$$

Les équations du système à commander, dans l'espace (e_1, e_2, e_3) s'écrivent :

$$\dot{e}_1 = A_1^T \theta - \dot{\alpha}_0 + B_1 (e_2 + \alpha_1) \quad (4.67)$$

$$\dot{e}_2 = A_2^T \theta - \dot{\alpha}_1 + B_2 (e_3 + \alpha_2) \quad (4.68)$$

$$\dot{e}_3 = A_3^T \Phi - \dot{\alpha}_2 + B_3 u \quad (4.69)$$

La dérivée de (4.65), le long de (4.67), (4.68) et (4.69), se met sous la forme :

$$\dot{V}_2 = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 + B_2 e_2 e_3 \quad (4.70)$$

La dérivée, le long de la solution de (4.22), (4.23) et (4.24), devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_2 + e_3 \dot{e}_3 \\ &= -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 + e_3 (A_3^T \Phi - \dot{\alpha}_2 + B_3 u + B_2 e_2) \end{aligned} \quad (4.71)$$

Si le vecteur Φ était connu, la vraie commande serait :

$$u = \frac{1}{B_3} (-A_3^T \Phi + \dot{\alpha}_2 - B_2 e_2 - C_3 e_3) \quad (4.72)$$

Où $C_3 > 0$, aurait permis de rendre \dot{V}_3 semi définie négative, ce qui aurait stabilisé à l'origine le système d'erreurs global. Étant donné que Φ est inconnu, une approche adaptative s'impose. Le vecteur Φ est alors remplacé par son estimé $\hat{\Phi}$. Le contrôleur (4.72) s'écrit, dans ces conditions :

$$u = \frac{1}{B_3} (-A_3^T \hat{\Phi} + \dot{\alpha}_2 - B_2 e_2 - C_3 e_3) \quad (4.73)$$

Et la dérivée de \dot{V}_3 prend la forme :

$$\dot{V}_3 = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 - C_3 e_3^2 + e_3 A_3^T \tilde{\Phi} \quad (4.74)$$

Où $\tilde{\Phi}$ est l'erreur d'estimation $\Phi - \hat{\Phi}$.

La présence du terme d'erreur $\tilde{\Phi}$ dans l'expression de la dérivée ne permet pas la détermination de son signe. La stabilité du système ne peut être affirmée. Afin de surmonter cet obstacle, on augmente la fonction de Lyapunov (4.65) d'un terme quadratique en $\tilde{\Phi}$.

$$V_3^t(e_1, e_2, e_3, \tilde{\Phi}) = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} \tilde{\Phi}^T \Gamma^{-1} \tilde{\Phi} \quad (4.75)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}_3^t = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 - C_3 e_3^2 + e_3 A_3^T \tilde{\Phi} + \tilde{\Phi}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\Phi}} \quad (4.76)$$

$$\dot{V}_3^t = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 - C_3 e_3^2 + \tilde{\Phi}^T \Gamma^{-1} (\Gamma A_3 e_3 + \dot{\tilde{\Phi}}) \quad (4.77)$$

$$\dot{V}_3^t = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 - C_3 e_3^2 + \tilde{\Phi}^T \Gamma^{-1} (\tau + \dot{\tilde{\Phi}}) \quad (4.78)$$

Où $\tau = \Gamma A_3 \cdot e_3$ signe de la dérivée reste toujours indéfini, mais un choix judicieux de la loi de mise à jour de l'estimé, permet d'annuler le terme incertain. Avec le choix :

$$\dot{\hat{\Phi}} = \tau \tag{4.79}$$

La dérivée \dot{V}_3^T devient :

$$\dot{V}_3^T = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 - C_3 e_3^2 \leq 0 \tag{4.80}$$

La négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov implique la stabilité asymptotique à l'origine du système d'erreur de régulation et la convergence vers zéro de l'erreur d'estimation. Le système obtenu en boucle fermée est décrit par :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -C_1 & 1 & 0 \\ -1 & -C_2 & 1 \\ 0 & -1 & -C_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ A_3^T \end{bmatrix} (\Phi - \hat{\Phi}) \tag{4.81}$$

Avec comme loi d'adaptation :

$$\dot{\hat{\Phi}} = \Gamma A_3^T e_3 \tag{4.82}$$

4.4.3 Réglage de vitesse de la machine asynchrone par la commande Backstepping adaptative avec pilotage vectoriel

La commande globale de la structure Backstepping adaptatif est montrée dans le schéma bloc de la figure (4-7)

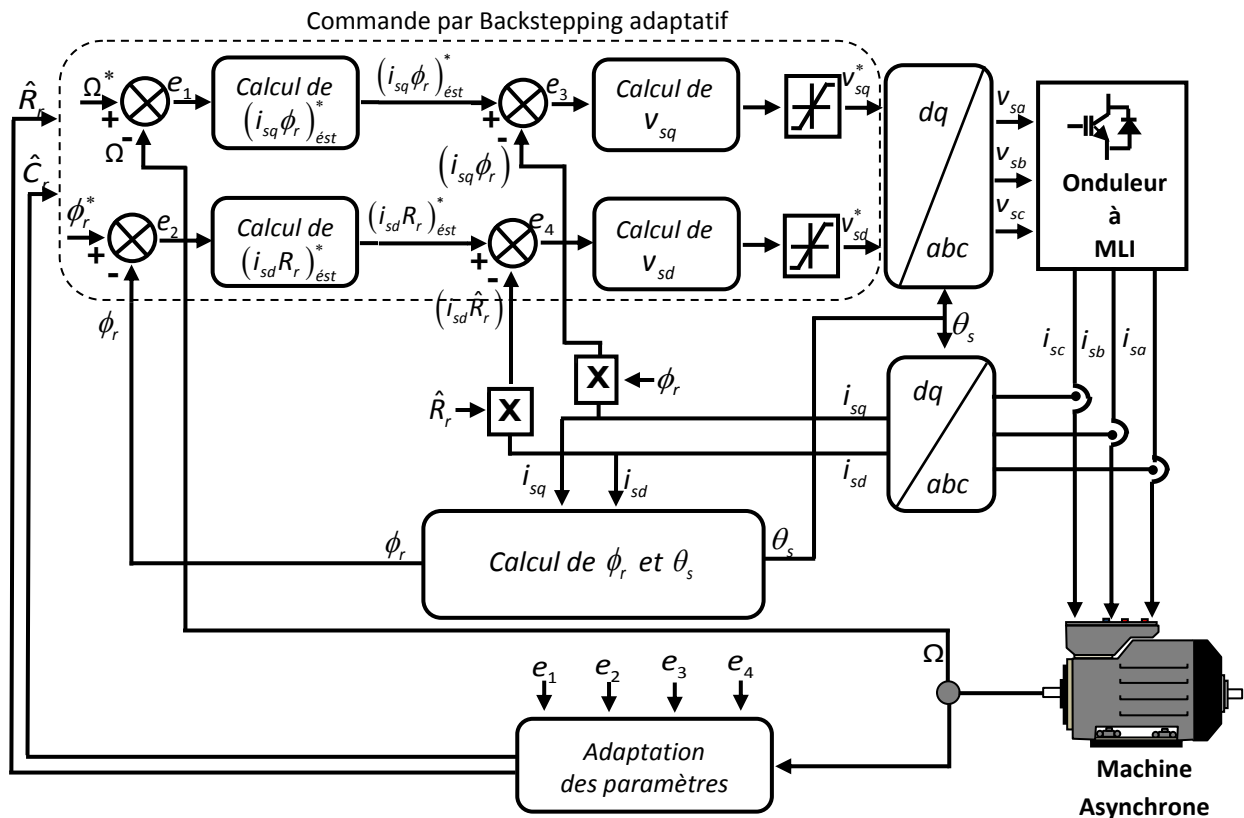


Figure (4-7) Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte par Backstepping adaptatif.

A. Synthèse des lois de commande

Le modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère (d, q) , lié au champ tournant, pour l'application du Backstepping adaptatif est réécrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd} = a_1 i_{sd} + R_r a_2 i_{sd} + \omega_s i_{sq} + R_r a_3 \phi_r + b v_{sd} \\ \dot{i}_{sq} = -\omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} + R_r a_2 i_{sq} - a_4 \omega \phi_r + b v_{sq} \\ \dot{\phi}_r = R_r a_5 i_{sd} - R_r a_6 \phi_r \\ \dot{\Omega} = a_7 (\phi_r i_{sq}) - a_8 \Omega - a_9 C_r \end{cases} \quad (4.83)$$

Les paramètres $a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7, a_8, a_9, \sigma$ et b sont définis par:

$$a_1 = -b R_s, \quad a_2 = -b \frac{L_m^2}{L_r^2}, \quad a_3 = b \frac{L_m}{L_r^2}, \quad a_4 = b \frac{L_m}{L_r}, \quad a_5 = \frac{L_m}{L_r}, \quad a_6 = \frac{1}{L_r}, \quad a_7 = \frac{\rho L_m}{J L_r}, \quad a_8 = \frac{f_v}{J}, \quad a_9 = \frac{1}{J},$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s}$$

▪ Etape 1 :

Notre but est de commander la machine pour atteindre la vitesse Ω désirée, pour un flux magnétique ϕ_r désiré ce qui va se traduire par le calcul des erreurs de vitesse, et du flux rotorique à partir du modèle mathématique de la machine asynchrone représenté par le système d'équation (4.83).

$$\begin{cases} e_1 = \Omega^* - \Omega \\ e_2 = \phi_r^* - \phi_r \end{cases} \quad (4.84)$$

Les dérivées de e_Ω et e_{ϕ_r} sont comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\Omega}^* - a_7 (\phi_r i_{sq}) + a_8 \Omega + a_9 C_r \\ \dot{e}_2 = \dot{\phi}_r^* - R_r a_5 i_{sd} + R_r a_6 \phi_r \end{cases} \quad (4.85)$$

Étant donné que notre objectif exige que les deux erreurs e_Ω et e_{ϕ_r} convergent vers zéro, nous pourrions les satisfaire par le choix de $i_{sq} \cdot \phi_r$ et $i_{sd} \cdot R_r$ en tant que « commandes virtuelles » dans les équations (4.85), ce choix nous permet d'éviter la singularité possible dans notre processus.

Si tous les paramètres de la machine sont connus, on peut définir les fonctions stabilisantes suivantes :

$$\begin{cases} (i_{sq} \phi_r)^* = \frac{1}{a_7} (\dot{\Omega}^* + a_8 \Omega + a_9 C_r + C_1 e_1) \\ (i_{sd} R_r)^* = \frac{1}{a_5} (\dot{\phi}_r^* + R_r a_6 \phi_r + C_2 e_2) \end{cases} \quad (4.86)$$

Où C_1 et C_2 sont des constantes positives qui déterminent la dynamique en boucle fermée.

On définit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad (4.87)$$

On tenant compte des deux fonctions stabilisantes (4.86), on trouve :

$$\dot{V}_1 = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 \quad (4.88)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est semi définie négative ($\dot{V}_1 < 0$) quel que soit $C_1 > 0$ et $C_2 > 0$.

Ce qui signifie que l'erreur de vitesse e_1 ainsi que celle du flux rotorique e_2 convergent vers leurs références. Le couple de charge et la résistance rotorique sont inconnus, ils doivent être estimés adaptativement, alors nous avons donc besoin d'utiliser leurs estimations, ce qui conduit à :

$$\begin{cases} (i_{sq}\phi_r)_{\text{est}}^* = \frac{1}{a_7}(\dot{\Omega}^* + a_8\Omega + a_9\hat{C}_r + C_1 e_1) \\ (i_{sd}R_r)_{\text{est}}^* = \frac{1}{a_5}(\dot{\phi}_r^* + \hat{R}_r a_6 \phi_r + C_2 e_2) \end{cases} \quad (4.89)$$

▪ *Etape 2 :*

Maintenant, nous passons à l'étape suivante. Ainsi, nous définissons à nouveau les erreurs impliquant les variables de (4.89).

$$\begin{cases} e_3 = (i_{sq}\phi_r)_{\text{est}}^* - (i_{sq}\phi_r) \\ e_4 = (i_{sd}R_r)_{\text{est}}^* - (i_{sd}\hat{R}_r) \end{cases} \quad (4.90)$$

Ensuite, par substitution de $(i_{sq}\phi_r)$ et $(i_{sd}\hat{R}_r)$ de l'équation (4.90) dans (4.85), on trouve :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -C_1 e_1 + a_7 e_3 - a_9 \tilde{C}_r \\ \dot{e}_2 = -C_2 e_2 + a_5 e_4 - a_6 \phi_r \tilde{R}_r \end{cases} \quad (4.91)$$

Avec :

$$\begin{cases} \tilde{C}_r = \hat{C}_r - C_r \\ \tilde{R}_r = \hat{R}_r - R_r \end{cases} \quad (4.92)$$

En outre, les équations de la dynamique des erreurs (4.90), sont données par :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = \psi_1 - b\phi_r v_{sq} - \psi_2 \tilde{C}_r \\ \dot{e}_4 = \psi_3 - b\hat{R}_r v_{sd} - \psi_4 \tilde{R}_r \end{cases} \quad (4.93)$$

Où :

$$\begin{aligned} \psi_1 = & \frac{\ddot{\Omega}^*}{a_7} + \frac{C_1}{a_7}(-C_1 e_1 + a_7 e_3) + \frac{a_9}{a_7} \dot{\hat{C}}_r + a_4 \omega \phi_r^2 + \omega_s i_{sd} \phi_r - \frac{a_8^2}{a_7} \Omega \\ & + \phi_r i_{sq} (a_8 - a_1) - \frac{a_8 a_9}{a_7} \hat{C}_r + \hat{R}_r [(a_6 - a_2) \phi_r i_{sq} - a_5 i_{sd} i_{sq}] \end{aligned} \quad (4.94)$$

$$\psi_2 = \begin{pmatrix} a_9 \\ a_7 \end{pmatrix} C_1 \quad (4.95)$$

$$\begin{aligned} \psi_3 = & \frac{\ddot{\phi}^*}{a_5} + \frac{C_2}{a_5} (-C_2 e_2 + a_5 e_4) + \dot{\hat{R}}_r \left(\frac{\phi_r}{a_5} - i_{sd} \right) - \hat{R}_r (a_1 i_{sd} + \omega_s i_{sq}) \\ & + \hat{R}_r^2 \left[i_{sd} \left(\frac{a_5}{a_5} + a_2 \right) - \phi_r \left(\frac{a_6}{a_5} + a_3 \right) \right] \end{aligned} \quad (4.96)$$

$$\psi_4 = \begin{pmatrix} a_6 \\ a_5 \end{pmatrix} C_2 \phi_r \quad (4.97)$$

La fonction de Lyapunov candidate contenant les variables d'états et les erreurs sur les valeurs à estimer est donnée par :

$$V_T = \frac{1}{2} \left(e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2 + \frac{1}{\lambda_1} \tilde{R}_r^2 + \frac{1}{\lambda_2} \tilde{C}_r^2 \right) \quad (4.98)$$

Où λ_1 et λ_2 sont des gains d'adaptation qui doivent être positives.

La dérivée de l'équation précédente est :

$$\dot{V}_T = \left(e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 + \frac{1}{\lambda_1} \tilde{R}_r \dot{\tilde{R}}_r + \frac{1}{\lambda_2} \tilde{C}_r \dot{\tilde{C}}_r \right) \quad (4.99)$$

En remplaçant les systèmes (4.91) et (4.93) dans (4.99) on obtient l'équation :

$$\begin{aligned} \dot{V}_T = & e_1 (-C_1 e_1 + a_7 e_3 - a_9 \tilde{C}_r) \\ & + e_2 (-C_2 e_2 + a_5 e_4 - a_6 \phi_r \tilde{R}_r) \\ & + e_3 (\psi_1 - b \phi_r v_{sq} - \psi_2 \tilde{C}_r) \\ & + e_4 (\psi_3 - b \hat{R}_r v_{sd} - \psi_4 \tilde{R}_r) + \frac{1}{\lambda_1} \tilde{R}_r \dot{\tilde{R}}_r + \frac{1}{\lambda_2} \tilde{C}_r \dot{\tilde{C}}_r \end{aligned} \quad (4.100)$$

Donc l'équation (4.100) devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_T = & -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 - C_3 e_3^2 - C_4 e_4^2 \\ & + e_3 (\psi_1 - b \phi_r v_{sq} + a_7 e_3) \\ & + e_4 (\psi_3 - b \hat{R}_r v_{sd} + a_5 e_2) \\ & + \tilde{R}_r \left(\frac{1}{\lambda_1} \dot{\tilde{R}}_r - a_6 \phi_r e_2 - \psi_4 e_4 \right) \\ & + \tilde{C}_r \left(\frac{1}{\lambda_2} \dot{\tilde{C}}_r - a_9 e_1 - \psi_2 e_3 \right) \end{aligned} \quad (4.101)$$

Pour assurer la condition $V_T < 0$, nous devons choisir les tensions de commande v_{sq} et v_{sd} ainsi que les lois d'adaptation du \hat{C}_r et de \hat{R}_r suivantes :

$$\begin{aligned} v_{sq} &= \frac{1}{b\hat{\phi}_r} (\psi_1 + a_7 e_3 + C_3 e_3) \\ v_{sd} &= \frac{1}{b\hat{R}_r} (\psi_3 + a_5 e_2 + C_4 e_4) \\ \dot{\hat{R}}_r &= \lambda_1 (a_6 \hat{\phi}_r e_2 + \psi_4 e_4) \\ \dot{\hat{C}}_r &= \lambda_2 (a_9 e_1 + \psi_2 e_3) \end{aligned} \quad (4.102)$$

Ce qui conduit à :

$$\dot{V}_T = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 - C_3 e_3^2 - C_4 e_4^2 < 0 \quad (4.103)$$

B. Résultats de simulations

Pour évaluer les performances de la commande par backstepping adaptatif appliquée à la machine asynchrone, nous avons simulé le fonctionnement de cette technique pour les valeurs des paramètres suivants :

C_1	C_2	C_3	C_4	λ_1	λ_2
700	10	1000	1500	$4e^{-6}$	$8e^{-6}$

Tableau (4-5) Paramètres du réglage de vitesse par backstepping adaptatif.

La figure (4-8) montre l'évolution des grandeurs électriques et mécanique de la machine asynchrone.

Les résultats montrent une bonne réponse de la machine en poursuite avec un temps de réponse très faible et une erreur de vitesse statique nulle.

La figure (4-9) représente l'évolution de l'erreur sur la vitesse, le courant statorique en quadrature et le flux rotorique.

Afin de tester la robustesse de la commande par Backstepping adaptatif appliquée à la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveau, nous avons effectuée des variations des paramètres de la machine, une augmentation de 30% sur les résistances statorique et rotorique.

La variation de la charge nous a permis aussi de conclure sur le rejet de la perturbation qui est satisfaisant. Le découplage par la commande par backstepping adaptatif n'est pas influencé lors de la variation de la consigne et la variation de la charge grâce à l'estimation de la résistance rotorique et le couple de charge.

▪ Essais avec paramètres nominaux

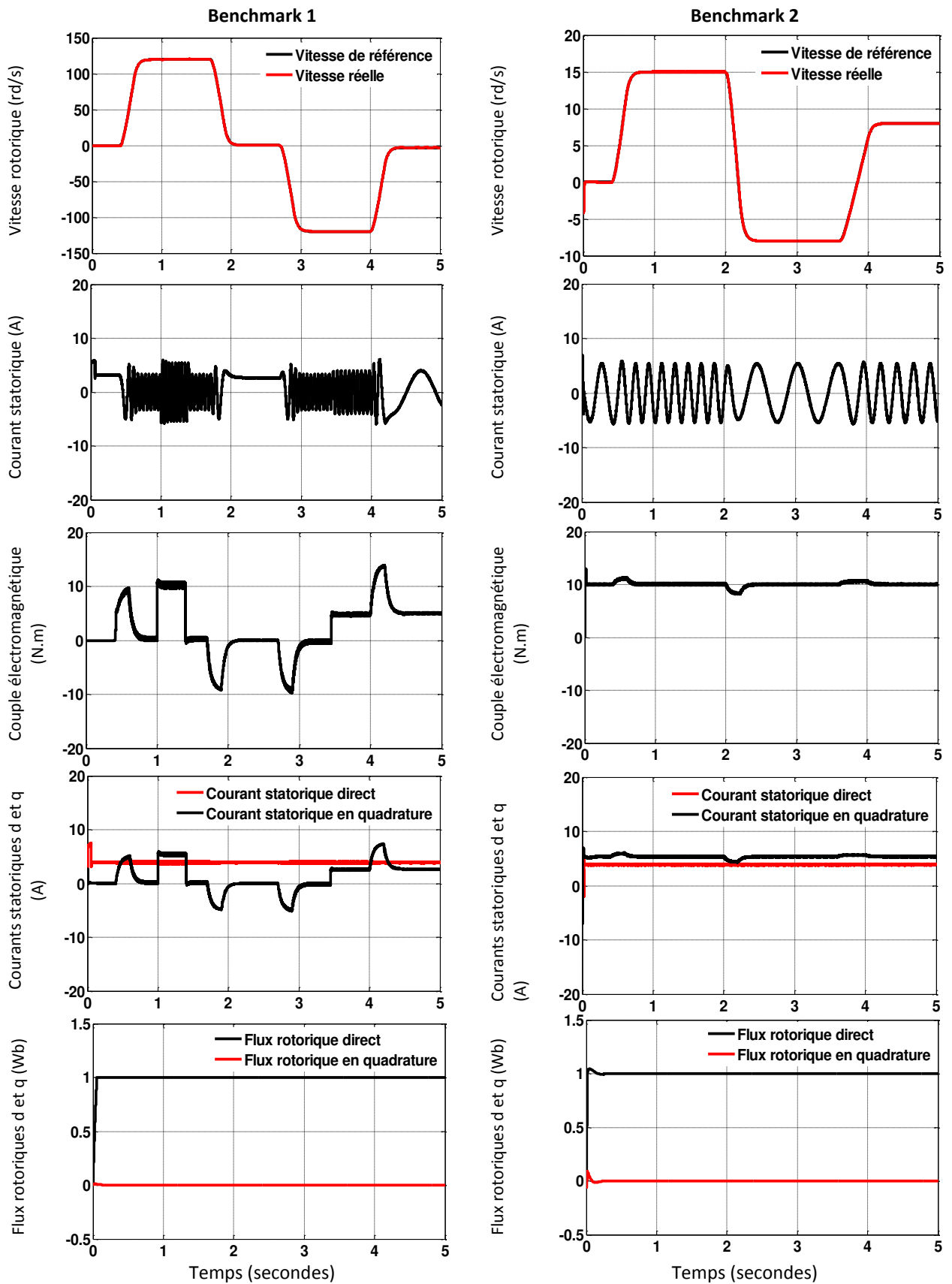


Figure (4-8) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par backstepping adaptatif avec modèle menu de commande vectorielle - Essai avec paramètres nominaux.

▪ Essais avec variation des résistances

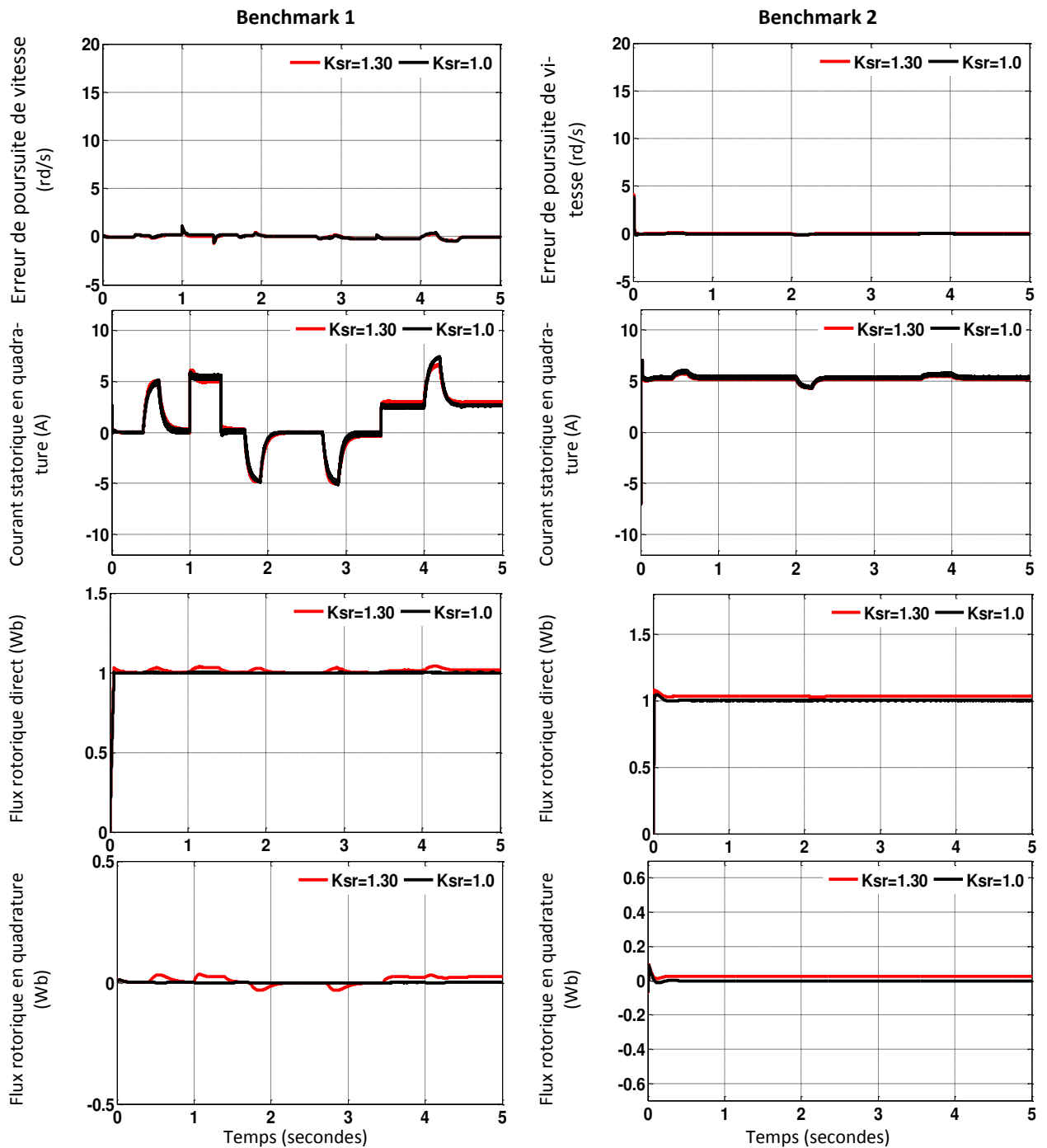


Figure (4-9) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande par backstepping adaptatif -Essai avec variation de 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r .

La commande par backstepping adaptatif a montré une supériorité par rapport à la commande par backstepping classique vis-à-vis de la robustesse et même au niveau des performances de réglage (annexe B) comme le montre le tableau ci-dessous :

Profil	Variations des résistances $K_{sr} = R_s / R_{sn} = R_r / R_{rn}$	IAE(rad / s)	ISE(rad ² / s)
Benchmark 1	$K_{sr} = 1.00$	0.6281	0.1459
	$K_{sr} = 1.30$	0.7097	0.1768
Benchmark 2	$K_{sr} = 1.00$	0.1437	0.1325
	$K_{sr} = 1.00$	0.2186	0.1548

Tableau (4-6) Indices de performance de la commande par backstepping adaptatif avec pilotage vectoriel de la machine asynchrone.

4.5 La commande hybride backstepping- mode glissant de la machine asynchrone

La commande par Backstepping est une méthodologie de commande qui donne plusieurs avantages, non seulement en termes de stabilité des systèmes non linéaires mais aussi en terme de performances. Pour la stratégie de commande par mode glissant assurant la robustesse du comportement systèmes non linéaires vis-à-vis des variations sur les paramètres et les perturbations externes [Mes-14].

La stratégie de commande par backstepping et par mode glissant, sont deux techniques qui utilisent la notion de fonction de Lyapunov. Nous allons exploiter ce point commun pour élaborer une nouvelle commande associant les deux techniques dans l'objectif d'assurer la stabilité et la robustesse en même temps de notre système.

4.5.1 Le Principe de la commande hybride

La commande par Backstepping est l'une des méthodes qui s'associe à la technique par mode de glissement avec une procédure très simple. La loi de commande est calculée en deux étapes. Dans la première étape, nous utiliserons la technique du Backstepping pour calculer les commandes virtuelles et les fonctions de stabilisation correspondantes. Dans la deuxième étape, nous utilisons la technique du mode glissant pour calculer les commandes réelles ce qui correspond à l'étape finale du Backstepping. L'introduction de la commande par mode glissant permet d'atténuer les effets perturbateurs [Bou-98]-[Bou-14]-[Hor-15].

4.5.2 Réglage par la commande hybride avec pilotage vectoriel de la machine asynchrone

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'application de la technique de réglage hybride backstepping-mode glissant à la MAS. Le modèle utilisé pour déterminer les expressions des commandes est décrit par un système d'équations non linéaires dans le référentiel lié au champ tournant (3.21).

A. Synthèse des lois de commande

- *Etape 1 : Boucle de régulation de vitesse et de flux rotorique*

Soit l'erreur de vitesse et de flux décrit comme suit :

$$\begin{cases} e_{\Omega} = \Omega^* - \Omega \\ e_{\phi_r} = \phi_r^* - \phi_r \end{cases} \quad (4.104)$$

On choisissant aussi une première fonction de Lyapunov par :

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_\Omega^2 + e_{\phi_r}^2) \quad (4.105)$$

La dérivée du système d'équation (4.104) est donné par :

$$\begin{cases} \dot{e}_\Omega = \dot{\Omega}^* - a_6 (\phi_r i_{sq}) + a_7 \Omega + a_8 C_r \\ \dot{e}_{\phi_r} = \dot{\phi}_r^* - a_4 i_{sd} + a_5 \phi_r \end{cases} \quad (4.106)$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov est donnée par l'équation ci-dessous :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_\Omega \dot{e}_\Omega + e_{\phi_r} \dot{e}_{\phi_r} \\ \dot{V}_1 &= e_\Omega [\dot{\Omega}^* - a_6 (\phi_r i_{sq}) + a_7 \Omega + a_8 C_r] + e_{\phi_r} [\dot{\phi}_r^* - a_4 i_{sd} + a_5 \phi_r] \end{aligned} \quad (4.107)$$

Pour que les erreurs tendent vers zéro, il faut que la dérivée de la fonction énergie soit semi définie négative, d'où l'expression de la commande virtuelle :

$$\begin{cases} i_{sq}^* = \frac{1}{a_6 \phi_r} [\dot{\Omega}^* + a_7 \Omega + a_8 C_r + C_\Omega e_\Omega] \\ i_{sd}^* = \frac{1}{a_4} [\dot{\phi}_r^* + a_5 \phi_r + C_{\phi_r} e_{\phi_r}] \end{cases} \quad (4.108)$$

Tel que C_Ω et C_{ϕ_r} sont des constantes positives.

En remplaçant (4.108) dans (4.106), les dérivées des erreurs deviennent :

$$\begin{cases} \dot{e}_\Omega = -C_\Omega e_\Omega \\ \dot{e}_{\phi_r} = -C_{\phi_r} e_{\phi_r} \end{cases} \quad (4.109)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_1 = -C_\Omega e_\Omega^2 - C_{\phi_r} e_{\phi_r}^2 \leq 0 \quad (4.110)$$

▪ *Etape 2 : Boucle de régulation des courants*

L'hybridation entre la technique backstepping et la technique mode glissant est effectuée par un changement de variable dans cette étape. On remplace les erreurs $e_{i_{sq}}$ et $e_{i_{sd}}$ par les surfaces de glissement $S(i_{sq})$ et $S(i_{sd})$.

$$\begin{cases} S(i_{sq}) = i_{sq}^* - i_{sq} \\ S(i_{sd}) = i_{sd}^* - i_{sd} \end{cases} \quad (4.111)$$

La dérivée de (4.111) est donnée sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{sq}) = i_{sq}^* + \omega_s i_{sd} - a_1 i_{sq} + a_3 \omega \phi_r - b v_{sq} \\ \dot{S}(i_{sd}) = i_{sd}^* - a_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - a_2 \phi_r - b v_{sd} \end{cases} \quad (4.112)$$

La fonction de Lyapunov augmentée devient :

$$V_2 = \frac{1}{2} \left[e_{\Omega}^2 + e_{\phi_r}^2 + S(i_{sq})^2 + S(i_{sd})^2 \right] \quad (4.113)$$

La dérivée de (4.113) est définie par :

$$\dot{V}_2 = -C_{\Omega} e_{\Omega}^2 - C_{\phi_r} e_{\phi_r}^2 + S(i_{sq}) \dot{S}(i_{sq}) + S(i_{sd}) \dot{S}(i_{sd}) \quad (4.114)$$

Pour stabiliser les surface de glissement $S(i_{sq})$ et $S(i_{sd})$ à l'origine, il faut que la dérivée de \dot{V}_2 soit semi définie négative, ce qui peut se traduire avec le critère de convergence des modes glissants par la relation suivante :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{sq}) = -q_1 \text{sign}(S(i_{sq})) - q_2 S(i_{sq}) \\ \dot{S}(i_{sd}) = -q_3 \text{sign}(S(i_{sd})) - q_4 S(i_{sd}) \end{cases} \quad (4.115)$$

Où q_1, q_2, q_3 et q_4 des constantes positives.

Donc d'après les relations (4.112) et (4.115), on obtient :

$$\begin{cases} i_{sq}^* + \omega_s i_{sd} - a_1 i_{sq} + a_3 \omega \phi_r - b v_{sq} = -q_1 \text{sign}(S(i_{sq})) - q_2 S(i_{sq}) \\ i_{sd}^* - a_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - a_2 \phi_r - b v_{sd} = -q_3 \text{sign}(S(i_{sd})) - q_4 S(i_{sd}) \end{cases} \quad (4.116)$$

Nous obtenons les commandes réelles v_{sq} et v_{sd} , celles-ci sont données comme suit :

$$\begin{aligned} v_{sq} &= \frac{\left(-q_1 \text{sign}(S(i_{sq})) - q_2 S(i_{sq})) \right) - \left(i_{sq}^* + \omega_s i_{sd} - a_1 i_{sq} + a_3 \omega \phi_r \right)}{b} \\ v_{sd} &= \frac{\left(-q_3 \text{sign}(S(i_{sd})) - q_4 S(i_{sd})) \right) - \left(i_{sd}^* - a_1 i_{sd} - \omega_s i_{sq} - a_2 \phi_r \right)}{b} \end{aligned} \quad (4.117)$$

B. Résultats de simulations

Pour évaluer les performances de la commande associant le backstepping au mode glissant appliquée à la machine asynchrone avec modèle non linéaire avec pilotage vectoriel alimentée par un onduleur à deux niveaux, nous avons simulé le fonctionnement de cette technique pour les valeurs des paramètres suivants :

C_{Ω}	C_{ϕ_r}	q_1	q_2	q_3	q_4
5000	500	100	8000	100	8000

Tableau (4-7) Paramètres du réglage de vitesse par commande hybride backstepping- mode glissant.

▪ Essais avec paramètres nominaux

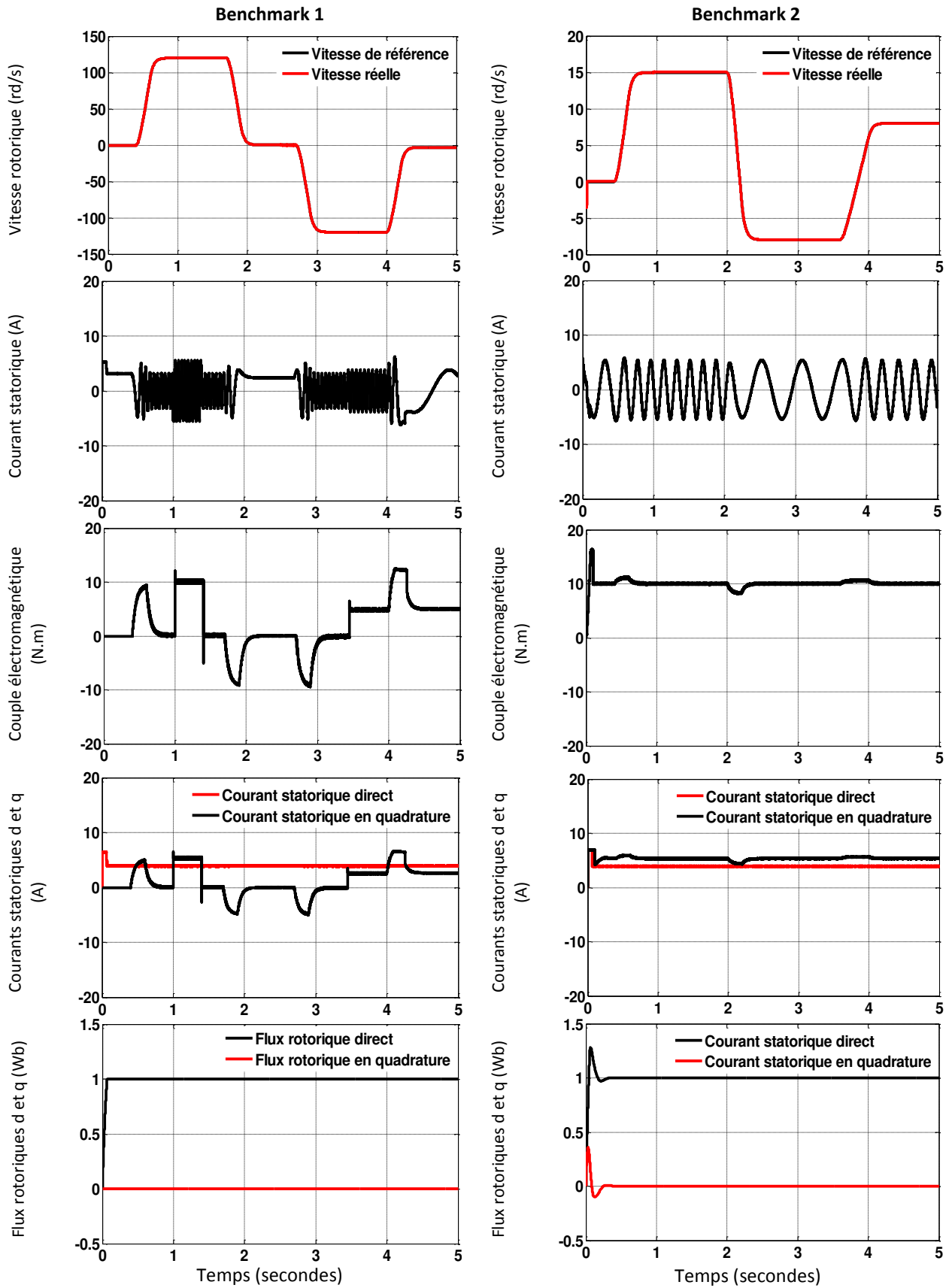


Figure (4-10) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande hybride backstepping- mode glissant avec pilotage vectoriel de la MAS - Essai avec paramètres nominaux.

La figure (4-10) présente les résultats de simulation obtenus avec les différents tests concernant la variation de vitesse et la variation de la charge de la commande hybride backstepping- mode glissant. D'après ces résultats, on peut remarquer une meilleure convergence de la vitesse et du flux vers leurs valeurs de références respectives. La commande hybride est robuste vis-à-vis de la variation de la charge et le découplage est toujours assuré.

▪ *Essais avec variation des résistances*

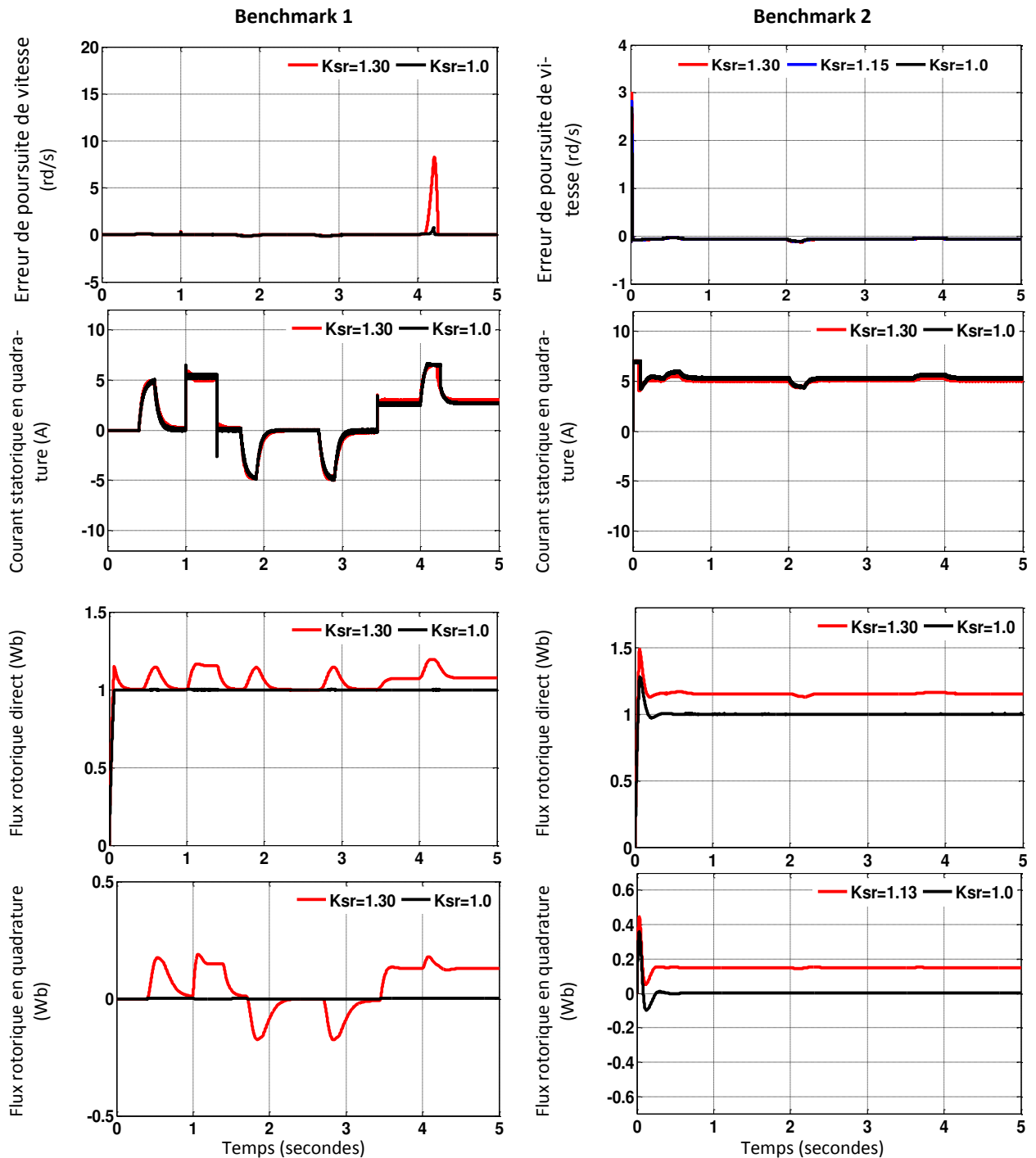


Figure (4-11) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande hybride backstepping- mode glissant avec pilotage vectoriel - Essai avec variation de 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r .

La figure (4-11) représente l'évolution de l'erreur sur la vitesse, le courant statorique en quadrature et le flux rotorique. Avec cette stratégie de commande, les résultats sont améliorés et obtenus avec une bonne robustesse par rapport à la commande par backstepping même au niveau des performances (annexe B), tableau (4-8).

Profil	Variations des résistances $K_{sr} = R_s / R_{sn} = R_r / R_{rn}$	IAE(rad / s)	ISE(rad ² / s)
Benchmark 1	$K_{sr} = 1.00$	0.1321	0.0208
	$K_{sr} = 1.30$	0.7734	4.0471
Benchmark 2	$K_{sr} = 1.00$	0.0536	0.0889
	$K_{sr} = 1.30$	0.0573	0.1184

Tableau (4-8) Indices de performance de la commande hybride backstepping- mode glissant avec pilotage vectoriel de la MAS.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les étapes principales du dimensionnement du régulateur non linéaire utilisant la technique du backstepping, qui est une méthode basée sur le critère de stabilité au sens de Lyapunov. La théorie de Lyapunov nous assure la stabilité asymptotique du système en boucle fermée vers l'origine. Par conséquent, l'erreur tend vers zéro et la poursuite de la consigne est réalisée. Nous avons constaté que la synthèse des lois de commande par cette technique récursives est systématique, et simple, tout en stabilisant notre système, les performances du régulateur Backstepping sont satisfaisantes à savoir la poursuite de la référence, le temps de réponse, le dépassement, et le rejet de la perturbation.

Pour faire face aux variations paramétriques, nous avons utilisé le backstepping adaptatif, basé sur le modèle non linéaire avec pilotage vectoriel de la machine asynchrone avec des paramètres incertains. Les incertitudes considérées, sont la résistance rotorique et le couple de charge, les lois d'adaptation des paramètres et la loi de control final sont obtenus systématiquement. La preuve de la stabilité du système réglé est obtenue en utilisant la théorie de Lyapunov. Le système proposé a présenté des performances satisfaisantes avec un minimum de temps de montée, un meilleur rejet des perturbations et ce mode de contrôle assure un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement.

Dans le but d'améliorer les performances et de bénéficier des avantages des deux commandes non linéaires backstepping et mode glissant, nous avons proposé une hybridation entre elles. Cette technique donne plusieurs avantages, non seulement une stabilité du système non linéaire, mais aussi des performances remarquables : bonne poursuite, erreurs nulles et robustesse.

Chapitre 5 Commande directe du couple de la machine asynchrone triphasée

La stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone est connue dans la littérature sous le nom de DTC (Direct Torque Control), a été introduite en 1985 par I. Takahashi et T. Noguchi [Tak-89]-[Tak-97] et de Depenbrock [Dep-88]. La commande directe du couple est une stratégie bien connue dans l'électrotechnique, dernièrement, elle est de plus en plus utilisée dans les applications industrielles, par rapport d'autres types de commande et plus particulièrement de la commande vectorielle. La DTC est beaucoup moins sensible aux variations paramétriques qui diminuent les performances du système à contrôler et elle permet d'obtenir des réponses dynamiques de couple très rapides.

La commande DTC exploite la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courant alternatif d'une manière découplée, lorsqu'elles sont alimentées par onduleur de tension sans l'utilisation d'une boucle de retour pour la régulation de courant, en atteignant des performances semblables à celles des commandes vectorielles [Duf-07]-[Kan-01]-[Kyo-07]-[Shy-10]. La DTC consiste à contrôler les grandeurs flux statorique et couple électromagnétique avec des régulateurs non linéaire de type hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation [Rac-02]. L'utilisation de ce type de régulateurs crée des oscillations au niveau des variables à contrôler. Dans ce cas il est nécessaire de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis [Idr-00]. Mais malheureusement on ne peut pas contrôler la fréquence de commutation des interrupteurs parce qu'elle varie en fonction du point de fonctionnement et de la largeur de la bande d'hystérésis.

La commande directe de couple présente des avantages, voici les plus importantes [Ben-08]-[Hof-98] :

- Une réponse dynamique de la machine très rapide, et sa mise en œuvre se démarque sensiblement des commandes par flux orienté ; elle ne nécessite pas de transformation de coordonnées (Park) dans des axes tournants, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Elle se positionne parmi les stratégies de contrôle simples à faible temps de calcul car il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI) et elle n'exige qu'un seul contrôleur de vitesse du type PI et un estimateur de flux.
- Le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple, étant donné que le découplage des grandeurs de contrôle est naturellement assuré par la commande directe.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- Les variations des paramètres de rotor de la machine n'affectent pas la commande dans sa version de base ; de plus, l'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator.

Et pour les inconvénients de la commande directe de couple [Hof-98]-[Ham-09]-[Mar-04]-[Bag-99]:

- L'existence de problèmes dans le fonctionnement à basse vitesse (influence de la variation de la résistance du stator), dégradent les performances de la commande DTC.
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.

- Le non contrôle des courants et de leur limitation.
- L'existence des oscillations de couple et de flux.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

Des nouvelles améliorations du contrôle direct ont été proposées pour remédier à ces problèmes de la DTC, ces méthodes sont aussi basées sur le même principe de régulation instantanée du couple et du flux statorique et la détermination directe des signaux de commande de l'onduleur.

La première prévoit l'utilisation d'une modulation vectorielle « SVM : Space Vector Modulation » proposée par [Hab-92]-[Kum-04]. Elle utilise une modulation de largeur d'impulsion et demande une puissance de calcul accrue, mais les oscillations de couple et de flux sont réduites.

La deuxième commande conserve l'aspect direct de la commande [Yen-01]. Elle est basée sur un décalage zonal de la DTC classique par un changement au niveau de la table de commutation.

La troisième est une méthode hybride, combinant la commande DTC classique avec des commande non linéaires, où les blocs d'hystérésis sont remplacés par des contrôleurs de type mode glissant, puis par backstepping. L'association de la commande DTC à celle par le mode de glissement puis à celle par le backstepping permet de réduire les ondulations de couple et de flux. Sa principale caractéristique est la suppression des régulateurs à hystérésis et de la table de commutation, ce qui élimine les problèmes qui y étaient associés [Amm-17]- [Bou-10]-[Has-15]-[Qin-06]-[Shi-01].

Dans ce chapitre, nous présentons le principe général de la commande direct du couple, Nous développons ensuite, l'estimation des deux grandeurs de contrôle qui sont le flux et le couple électromagnétique de la machine asynchrone. Afin d'améliorer la DTC, nous aborderons d'autres structures qui consistent à l'association de la commande DTC avec le mode de glissant puis au backstepping.

5.1 La commande directe du couple (DTC) classique de la machine asynchrone

5.1.1 Le principe général de la DTC

La DTC est basée sur le modèle instantané du processus, elle consiste à déterminer directement la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension pour réguler à la fois le couple électromagnétique et le flux statorique après la détermination des composantes du vecteur flux statorique [Cas-02], soit par estimation en intégrant directement les tensions statoriques soit par l'observation. Par la suite, le couple électromagnétique est estimé à partir des courants statoriques mesurés [Cas-02]-[Hoa-99]. Ce choix est basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont le rôle est de commander l'état du système, à savoir l'amplitude de flux statorique et le couple électromagnétique. Il s'agit de maintenir ces deux grandeurs dans des plages d'erreurs définies ; les deux sorties des régulateurs sont combinées avec l'information sur la position θ_s correspond à une discrétisation de l'angle du vecteur flux statorique, et identifie le secteur angulaire dans lequel se trouve ce vecteur, déterminent la table de commutation (ou de vérité) servant à contrôler l'onduleur. Ce dernier (onduleur à deux niveaux) permet, le cas échéant, d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur [Tou-08].

La commande directe du couple classique d'une machine asynchrone triphasée peut être schématisée par la figure suivante :

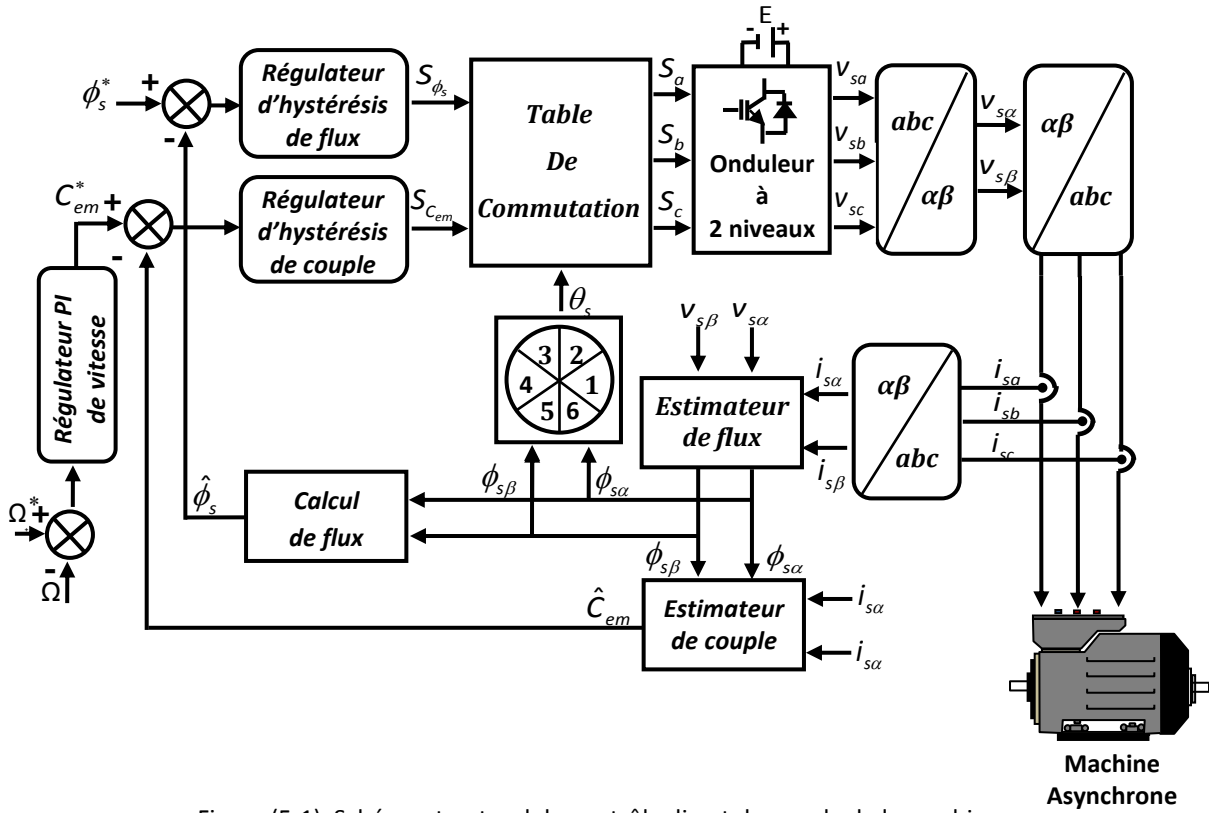


Figure (5-1) Schéma structurel du contrôle direct de couple de la machine asynchrone avec régulateur PI de la vitesse.

5.1.2 Les estimateurs

A. Estimation du flux statorique

L'estimation de l'amplitude flux statorique se fait à partir de ses composantes diphasées d'axes (α, β) , qui s'écrit comme suit :

$$\hat{\phi}_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \tag{5.1}$$

Où :

$$\begin{aligned} \phi_{s\alpha} &= \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} &= \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{aligned} \tag{5.2}$$

B. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique C_{em} peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant statorique donnée par [Kab-03], le couple peut se mettre sous la forme suivante :

$$\hat{C}_{em} = p(\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \tag{5.3}$$

5.2 Amélioration des performances de La DTC de la machine asynchrone

5.2.1 Effet de la variation de résistance statorique sur la commande DTC

Dans les conditions de fonctionnement à vitesse assez élevée de la machine asynchrone, il n’y pas d’influence du terme résistif sur les performances de la DTC, mais cela n’est plus vrai pour les basses vitesses, car une valeur incorrecte de la résistance statorique (mauvaise identification, variation de la température), entraîne certes une erreur d’estimation du module du flux statorique et de couple électromagnétique, mais aussi une erreur dans la détermination de la position du vecteur flux. Cela peut entraîner de graves dysfonctionnements dans le choix du vecteur tension à appliquer [Cas-01].

Les équations (5.1) et (5.3) des estimateurs de flux statorique et du couple dépendent de la variation de la résistance statorique durant le fonctionnement, ce qui entraîne une difficulté à obtenir des signaux corrects de flux pour connaître son module et savoir dans quel secteur de commutation l’on se trouve et quels sont les interrupteurs à commuter, donc la commande DTC perdra ses performances et peut devenir instable [Haq-01].

5.2.2 Estimateur pour la compensation des variations de la résistance statorique

Dans cette partie un estimateur a été élaboré pour estimer la variation de la résistance statorique de la machine, pendant le fonctionnement. Chaque variation de R_s sera compensée par un estimateur PI , le schéma bloc du compensateur de la résistance statorique PI est représenté dans la figure (5 -2). Un filtre passe-bas est utilisé pour éliminer les hautes fréquences de l’écart entre le flux de référence et le flux actuel, la sortie du régulateur PI est la variation de la résistance statorique, cette variation ΔR_s est ajoutée constamment à la résistance statorique estimée précédemment R_{s0} , ensuite $(R_{s0} + \Delta R_s)$ va transmettre à un filtre passe-bas afin d’obtenir la résistance statorique estimée [Tan-02].

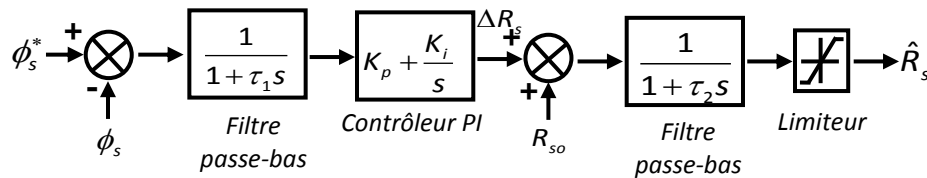


Figure (5-2) Estimateur PI de la résistance statorique.

La figure (5-3) montre l’estimation la résistance statorique du moteur pour des tests opérés sur le Benchmark 1, avec les valeurs nominales, puis pour des variations de +30%. L’estimation de la résistance statorique de la machine converge de manière précise. La grandeur estimée atteint sa valeur réelle R_{sn} en moins de 0.05s après la mise sous tension.

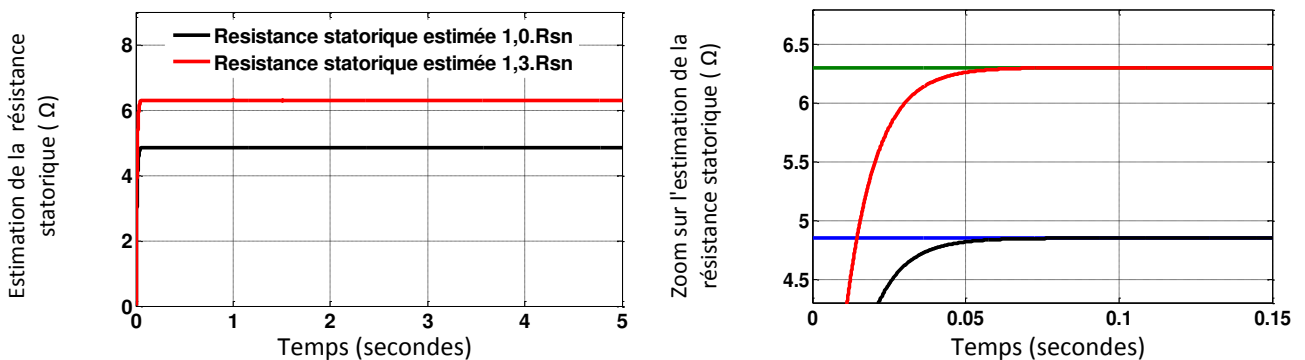


Figure (5-3) Estimation de la résistance statorique - Benchmark 1.

5.2.3 Correction du phénomène d’ondulation du flux statorique

On a vu de ce qui précède que la DTC classique présente des ondulations dans le flux et le couple. Pour cela, on présente dans ce qui suit quelques stratégies de commande qui minimisent ces ondulations et qui permettent de maîtriser la fréquence de commutation de l’onduleur. Ces stratégies consistent à éliminer la table de commutation et les régulateurs à hystérésis.

5.3 Contrôle direct du couple associée au mode glissant

Nous appliquons, dans cette section une stratégie alternative qui consiste à l’association de la de commande directe du couple classique à la commande par mode glissant. Son objectif est de contrôler le module du flux statorique afin de rendre possible le contrôle du couple de la machine asynchrone.

L’idée de base de la commande proposée est de forcer l’état du système, via une commande discontinue, à évoluer en temps fini sur une surface de glissement suivant l’erreur de poursuite du couple et du module de flux statorique. Les sorties de cette régulation seront les tensions de référence.

Pour cette méthode, les correcteurs d’hystérésis ont été remplacés par des correcteurs à mode glissant, afin de surmonter le problème de d’ondulations.

La figure (5-4) représente le schéma synoptique d’une commande directe du couple associé à une commande non-linéaire basée sur les modes glissants. Les tables de vérité et les régulateurs à hystérésis ont été éliminés.

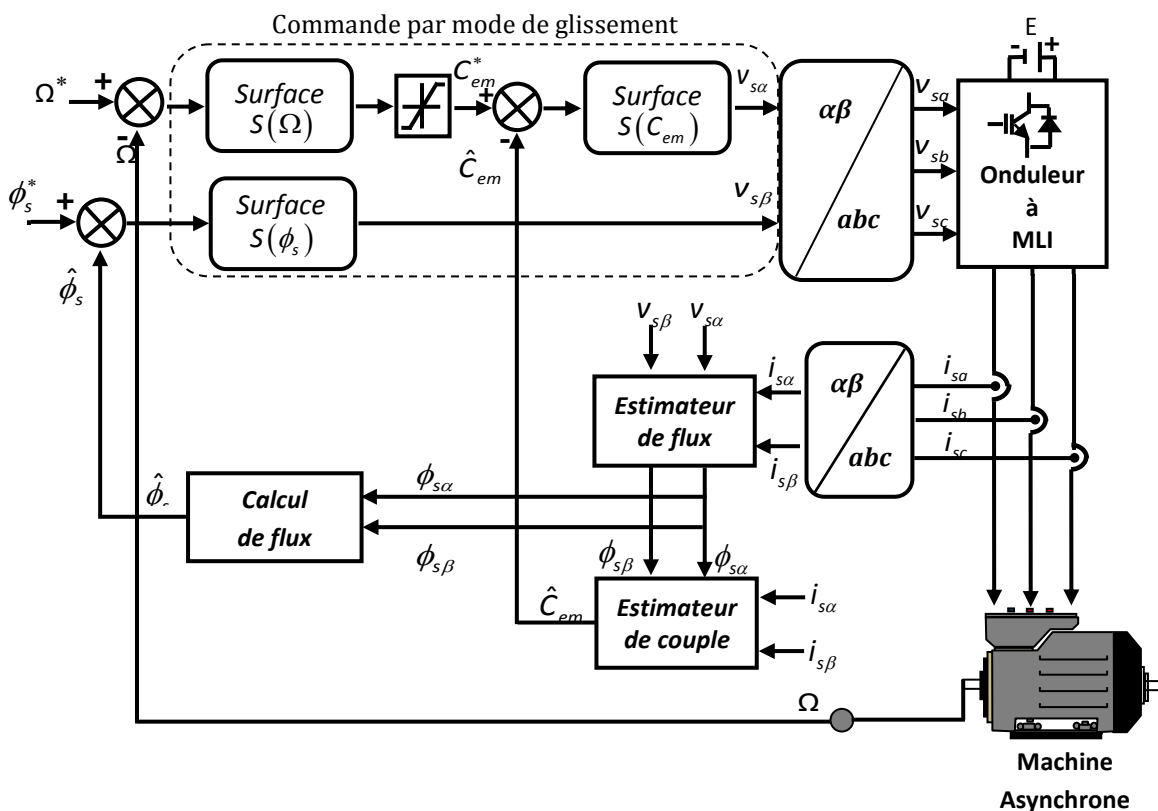


Figure (5-4) Schéma de principe de la commande directe du couple associée au mode glissant appliquée à la machine asynchrone.

A. Synthèse des lois de commande

Les équations dynamiques du MAS dans le référentiel (d, q) sont :

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = a_1 i_{s\alpha} - p\Omega i_{s\beta} + a_2 \phi_{s\alpha} + a_3 p\Omega \phi_{s\beta} + b v_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = a_1 i_{s\beta} + p\Omega i_{s\alpha} + a_2 \phi_{s\beta} - a_3 p\Omega \phi_{s\alpha} + b v_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{s\alpha} = v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \\ \dot{\phi}_{s\beta} = v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \\ \dot{\Omega} = a_3 C_{em} - a_5 \Omega - a_3 C_r \end{cases} \quad (5.4)$$

Avec :

$$C_{em} = a_4 (i_{s\beta} \phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \phi_{r\beta}) \quad (5.5)$$

Les paramètres a_1 , a_2 , a_3 , a_4 , a_5 , σ et b sont définis par:

$$a_1 = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right), \quad a_2 = b \left(\frac{R_r}{\sigma L_s L_r}\right), \quad a_3 = \frac{1}{J}, \quad a_4 = \frac{3}{2} p, \quad a_5 = \frac{f_v}{J}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s}$$

▪ Réglage de vitesse Ω

Notre objectif est le réglage de la vitesse, pour cela il faut choisir la surface suivante :

$$s(\Omega) = \Omega^* - \Omega \quad (5.6)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{s}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (5.7)$$

Par substitution, on trouve :

$$\dot{s}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - a_3 C_{em} + a_5 \Omega + a_3 C_r \quad (5.8)$$

Nous remplaçons le couple C_{em} par le couple de commande C_{em}^* , tels que :

$$C_{em}^* = C_{em,eq} + C_{em,n} \quad (5.9)$$

L'expression (5.8) devient :

$$\dot{s}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - a_3 C_{em}^* + a_5 \Omega + a_3 C_r \quad (5.10)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons $\dot{s}(\Omega)$ est nulle et la commande discontinue $C_{em,n}$ est aussi nulle.

D'où, nous déduisons la grandeur de commande équivalente $C_{em,eq}$:

$$C_{em,eq} = \frac{1}{a_3} (\dot{\Omega}^* + a_5 \cdot \Omega + a_3 \cdot C_r) \quad (5.11)$$

Durant le mode de convergence, il faut vérifier la condition (3.8), en remplaçant l'expression des commandes équivalentes (5.11) dans l'expression des dérivées des surfaces (5.10), nous obtenons :

$$\dot{S}(\Omega) = -a_3 \cdot C_{em,n} \quad (5.12)$$

Afin de vérifier la condition de stabilité (3.8), nous posons $C_{em,n}$ comme suit :

$$C_{em,n} = K_\Omega \text{sign}(S(\Omega)) \quad (5.13)$$

Le paramètre K_Ω doit être positif.

- *Réglage du couple et du flux statorique*

Dans le but de concevoir une loi de commande permettant d'assurer le suivi en couple et en flux statorique pour la machine, on définit les surfaces de glissement :

$$\begin{cases} S(C_{em}) = C_{em}^* - C_{em} \\ S(\phi_s) = \phi_s^* - \phi_s \end{cases} \quad (5.14)$$

Où C_{em}^* et ϕ_s^* sont les consignes du couple et du flux statorique.

Les régimes glissants $S(C_{em})$ et $S(\phi_s)$ sont atteints si le couple et le module du flux statorique convergent vers leurs valeurs de référence.

En dérivant les équations des deux surfaces de glissement, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}(C_{em}) = \dot{C}_{em}^* - \dot{C}_{em} \\ \dot{S}(\phi_s) = (\dot{\phi}_s^*)^2 - (\dot{\phi}_s)^2 \end{cases} \quad (5.15)$$

En tenant compte les expressions (5.1) et (5.5), l'expression (5.15) est réécrite sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{S}(C_{em}) = \dot{C}_{em}^* - a_4 (i_{s\beta} \phi_{r\alpha} + i_{s\alpha} \phi_{r\beta} - i_{s\alpha} \phi_{r\alpha} - i_{s\beta} \phi_{r\beta}) \\ \dot{S}(\phi_s) = 2(\dot{\phi}_s^*)^2 - 2(\phi_{s\alpha} \dot{\phi}_{s\alpha} + \phi_{s\beta} \dot{\phi}_{s\beta}) \end{cases} \quad (5.16)$$

En substituant le modèle de la machine (5.4), on trouve :

$$\begin{cases} \dot{S}(C_{em}) = \beta_1 + \beta_2 v_{s\alpha} + \beta_3 v_{s\beta} \\ \dot{S}(\phi_s) = \beta_4 + \beta_5 v_{s\alpha} + \beta_6 v_{s\beta} \end{cases} \quad (5.17)$$

Avec :

$$\begin{aligned}\beta_1 &= \frac{1}{a_3} (\ddot{\Omega}^* + a_5 \dot{\Omega} + a_9 \dot{C}_r) - a_1 a_4 C_{em} - a_4 p \Omega (i_{s\alpha} \phi_{s\alpha} + i_{s\beta} \phi_{s\beta}) + a_4 b p \Omega \phi_s^2 \\ \beta_2 &= a_4 (b \phi_{s\beta} - i_{s\beta}) \\ \beta_3 &= a_4 (i_{s\alpha} - b \phi_{s\alpha}) \\ \beta_4 &= 2R_s (i_{s\alpha} \phi_{s\alpha} + i_{s\beta} \phi_{s\beta}) \\ \beta_5 &= -2\phi_{s\alpha} \\ \beta_6 &= -2\phi_{s\beta}\end{aligned}$$

Afin de vérifier la condition de stabilité (3.8) et pour assurer la stabilité des contrôleurs mode glissant du couple et de flux, nous posons :

$$\begin{cases} \dot{S}(C_{em}) = -K_{C_{em}} \text{sign}(S(C_{em})) \\ \dot{S}(\phi_s) = -K_{\phi_s} \text{sign}(S(\phi_s)) \end{cases} \quad (5.18)$$

En tenant compte des expressions (5.17) et (5.18), on trouve le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \beta_2 v_{s\alpha} + \beta_3 v_{s\beta} = -\beta_1 - K_{C_{em}} \text{sign}(S(C_{em})) \\ \beta_5 v_{s\alpha} + \beta_6 v_{s\beta} = -\beta_4 - K_{\phi_s} \text{sign}(S(\phi_s)) \end{cases} \quad (5.19)$$

Pour trouver les lois de commandes $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ il faut résoudre le système (5.19), donc par substitution :

$$\begin{aligned}v_{s\alpha} &= \frac{\beta_6 (\beta_1 + K_{C_{em}} \text{sign}(S(C_{em}))) - \beta_3 (\beta_4 + K_{\phi_s} \text{sign}(S(\phi_s)))}{\beta_3 \beta_5 - \beta_2 \beta_6} \\ v_{s\beta} &= \frac{\beta_6 (\beta_1 + K_{C_{em}} \text{sign}(S(C_{em}))) - \beta_3 (\beta_4 + K_{\phi_s} \text{sign}(S(\phi_s)))}{\beta_2 \beta_6 - \beta_3 \beta_5}\end{aligned} \quad (5.20)$$

B. Résultats de simulation

Pour évaluer les performances de la commande directe du couple associée au mode glissant appliquée à la machine asynchrone, nous avons simulé le fonctionnement de cette technique pour les valeurs des paramètres suivants :

K_{Ω}	$K_{C_{em}}$	K_{ϕ_s}
200	200	200

Tableau (5-1) Paramètres du réglage de vitesse par la commande directe du couple associée au mode glissant.

La figure (5-5) présente les résultats de simulation obtenus avec les différents tests concernant la variation de vitesse et la variation de la charge de la commande directe du couple associée au mode glissant.

Nous pouvons remarquer que le test montre un rejet de la perturbation sans dépassement avec maintien de la vitesse de référence en un temps de réponse très satisfaisant, et la réponse de module de flux statorique n'a pas été affecté par la perturbation, l'évolution du flux statorique est pratiquement circulaire. Les courants de phases obtenus avec cette technique sont des sinusoides moins bruitées. Nous constatons que l'approche proposée permet de réduire considérablement les ondulations du couple et de flux.

▪ Essais avec paramètres nominaux

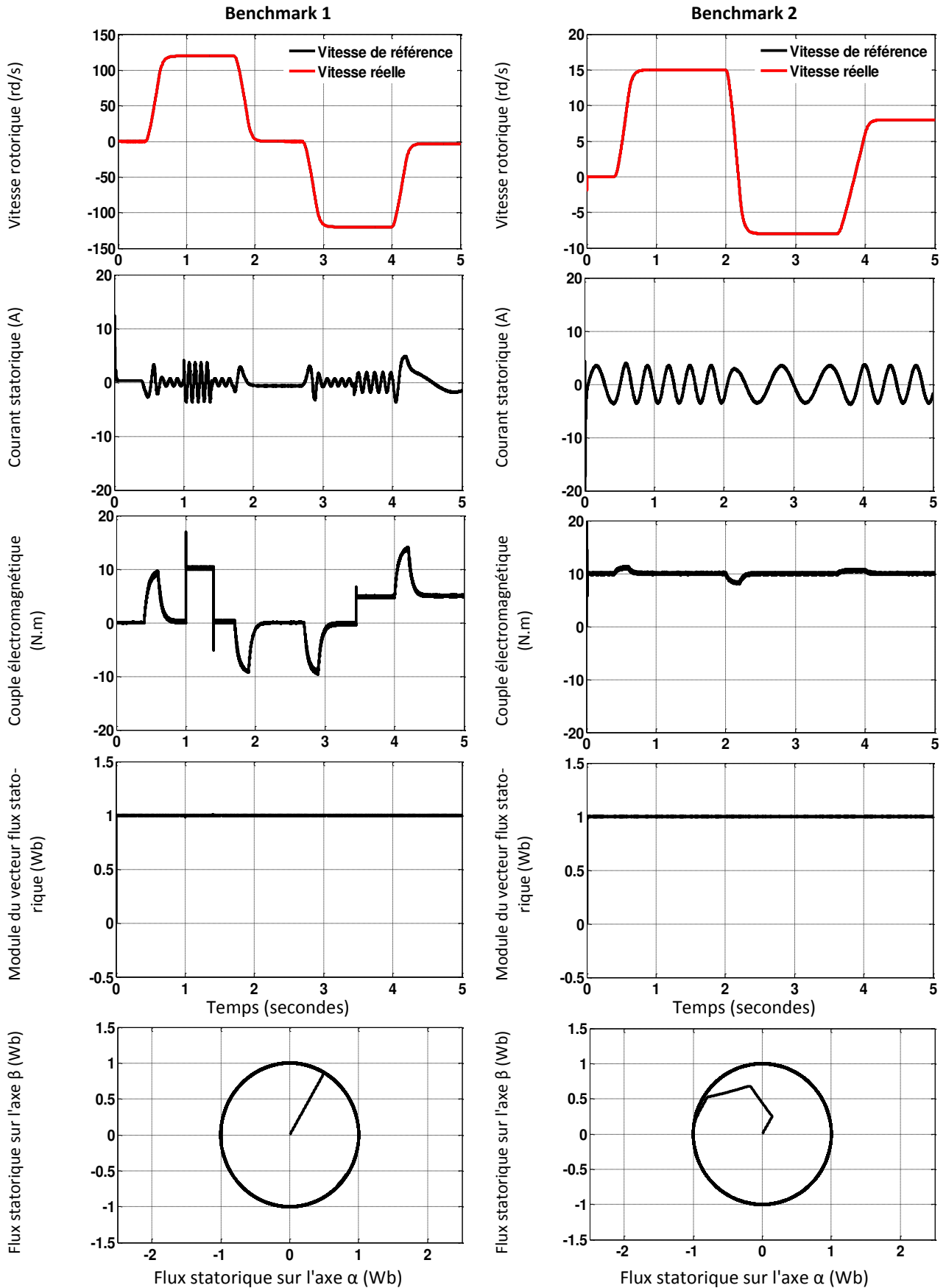


Figure (5-5) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la DTC associée au mode glissant.

Pour le fonctionnement avec variations des résistances, on suppose une variation de 30% sur les résistances statorique et rotorique. La figure (5-6) représente l'évolution de l'erreur sur la vitesse, l'évolution du couple, du flux statorique et du courant d'une phase statorique.

Avec cette stratégie de commande, des résultats améliorés obtenus avec une bonne robustesse vis-à-vis de la robustesse et même au niveau des performances de réglage comme le montre le tableau (5-2).

▪ Essais avec variations des résistances

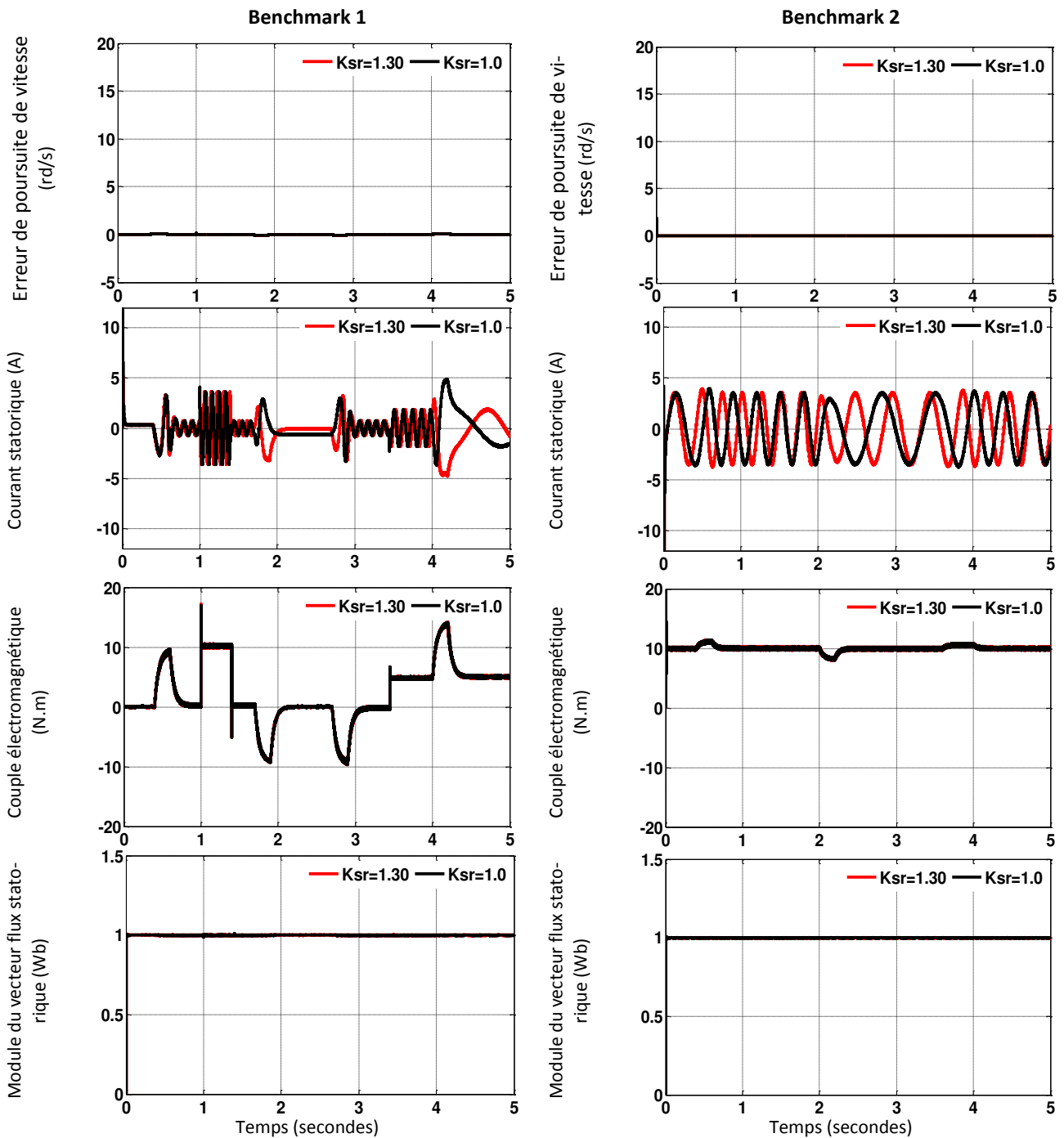


Figure (5-6) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande directe du couple associée au mode glissant - Essai avec variations de 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r .

Profil	Variations des résistances $K_{sr} = R_s / R_{sn} = R_r / R_{rn}$	IAE(rad / s)	ISE(rad ² / s)
Benchmark 1	$K_{sr} = 1.00$	0.0745	0.0036
	$K_{sr} = 1.30$	0.0757	0.0037
Benchmark 2	$K_{sr} = 1.00$	0.0288	0.0133
	$K_{sr} = 1.30$	0.0336	0.0138

Tableau (5-2) Indices de performance de la commande directe du couple associée au mode glissant

5.4 Contrôle direct du couple associée au backstepping

Dans cette partie, on a appliqué une commande directe du couple associée à la technique backstepping avec la MLI triangulo-sinusoidale. Les tables de vérité et les correcteurs d’hystérésis ont été éliminés. Cette méthode réduit d’une façon significative les oscillations du couple et du flux.

La figure (5-7) illustre le principe proposé pour la commande directe du couple associée au backstepping appliquée à la machine asynchrone.

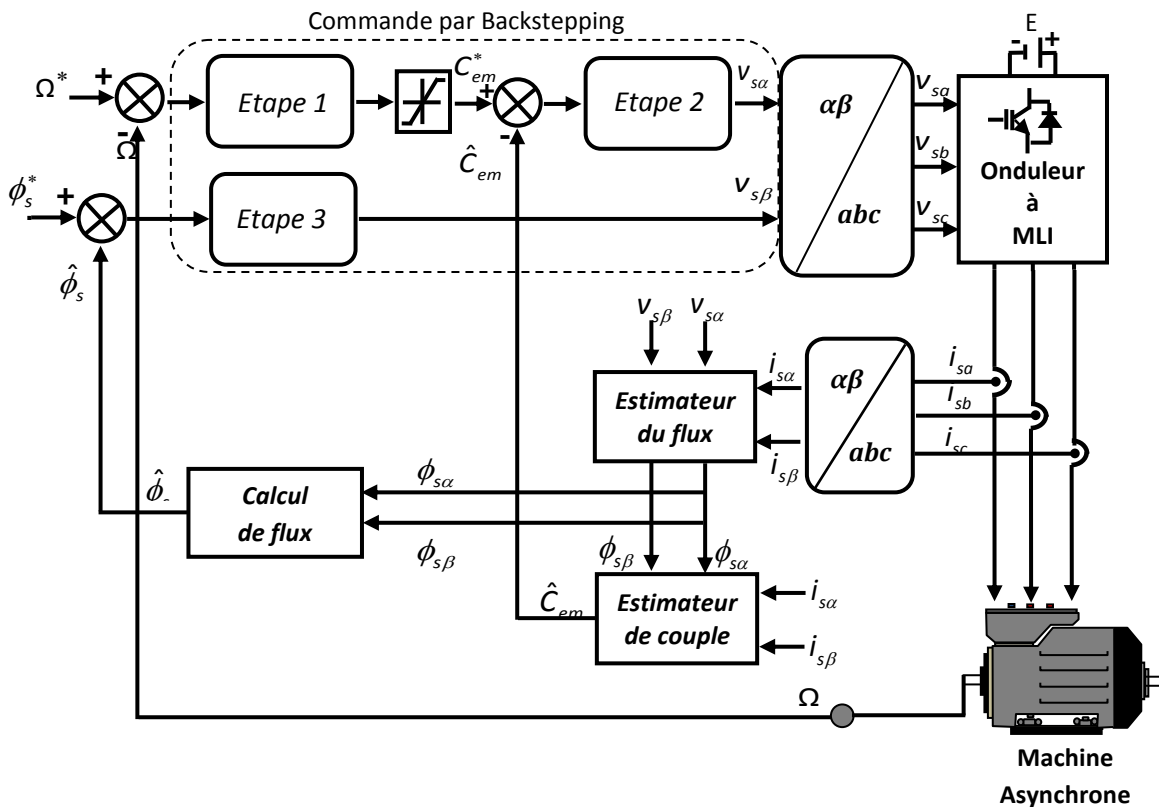


Figure (5-7) Schéma de principe de la commande directe du couple associée au backstepping appliquée à la machine asynchrone.

A. Synthèse des lois de commande

- Etape 1 : Boucle de régulation de vitesse Ω

Afin de concevoir une loi de commande de type Backstepping permettant d’assurer le suivi en vitesse, on définit les erreurs de poursuite en vitesse e_Ω comme suit :

$$e_{\Omega} = \dot{\Omega}^* - \Omega \quad (5.21)$$

La dynamique de e_{Ω} est donnée par :

$$\dot{e}_{\Omega} = \dot{\Omega}^* - a_3 C_{em} + a_5 \Omega + a_3 C_r \quad (5.22)$$

Afin de concevoir une loi de commande de type Backstepping permettant d'assurer le suivi en vitesse, on choisit la fonction de Lyapunov :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_{\Omega}^2 \quad (5.23)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_{\Omega} \dot{e}_{\Omega} \\ \dot{V}_1 &= e_{\Omega} (\dot{\Omega}^* - a_3 C_{em} + a_5 \Omega + a_3 C_r) \end{aligned} \quad (5.24)$$

Pour ($\dot{V}_1 < 0$) en choisissant la commande virtuelle C_{em}^* qui représentent les fonctions stabilisantes comme suit :

$$C_{em}^* = \frac{1}{a_3} (\dot{\Omega}^* + a_5 \Omega + a_3 C_r + C_{\Omega} e_{\Omega}) \quad (5.25)$$

Où C_{Ω} une constante positive.

En remplaçant (5.25) dans (5.22), La dynamique de l'erreur devient :

$$\dot{e}_{\Omega} = -C_{\Omega} e_{\Omega} \quad (5.26)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_1 = -C_{\Omega} e_{\Omega}^2 \quad (5.27)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est semi définie négative ($\dot{V}_1 < 0$), alors la commande virtuelle C_{em}^* dans (5.25) conduit à un système en boucle fermée asymptotiquement stable.

▪ Etape 2 : Boucle de régulation du couple

Une fois la commande virtuelle C_{em}^* calculée, on définit l'erreur concernant la composante du couple électromagnétique et sa référence, de la manière suivante :

$$e_{C_{em}} = C_{em}^* - C_{em} \quad (5.28)$$

La dynamique de $e_{C_{em}}$ est donnée par :

$$\dot{e}_{C_{em}} = \beta_1 + \beta_2 v_{s\alpha} + \beta_3 v_{s\beta} \quad (5.29)$$

Avec :

$$\begin{aligned}\beta_1 &= \frac{1}{a_3} (\ddot{\Omega}^* + a_5 \dot{\Omega} + a_9 \dot{C}_r) - a_1 a_4 C_{em} - a_4 p \Omega (i_{s\alpha} \phi_{s\alpha} + i_{s\beta} \phi_{s\beta}) + a_4 b p \Omega \phi_s^2 \\ \beta_2 &= a_4 (b \phi_{s\beta} - i_{s\beta}) \\ \beta_3 &= a_4 (i_{s\alpha} - b \phi_{s\alpha})\end{aligned}$$

La deuxième fonction de Lyapunov est choisie tel que :

$$V_2 = \frac{1}{2} e_{C_{em}}^2 \quad (5.30)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &= e_{C_{em}} \dot{e}_{C_{em}} \\ \dot{V}_2 &= e_{C_{em}} (\beta_1 + \beta_2 v_{s\alpha} + \beta_3 v_{s\beta})\end{aligned} \quad (5.31)$$

Pour satisfaire la condition $\dot{V}_2 < 0$, il faut choisir $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ comme commandes d'entrées.

$$\beta_2 v_{s\alpha} + \beta_3 v_{s\beta} = -\beta_1 - C_{em} e_{C_{em}} \quad (5.32)$$

Où C_{em} une constante positive.

En remplaçant (5.32) dans (5.31), la dérivée de la fonction de Lyapunov des boucles des courants devient :

$$\dot{V}_2 = -C_{em} e_{C_{em}}^2 \leq 0 \quad (5.33)$$

La fonction de Lyapunov est est définie semi négative ($\dot{V}_2 < 0$), alors les commandes réelles $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ dans (5.32) conduisent à un système en boucle fermée asymptotiquement stable.

Etape 3 : Boucle de régulation de flux

On définit l'erreur concernant la composante du flux et sa référence de la manière suivante :

$$e_{\phi_s} = (\phi_s^*)^2 - (\phi_s)^2 \quad (5.34)$$

La dynamique de e_{ϕ_s} est donnée par :

$$\dot{e}_{\phi_s} = 2\dot{\phi}_s^* - 2(\phi_{s\alpha} \dot{\phi}_{s\alpha} + \phi_{s\beta} \dot{\phi}_{s\beta}) \quad (5.35)$$

En substituant dans le modèle de la machine (5.4), on trouve :

$$\dot{e}_{\phi_s} = \beta_4 + \beta_5 v_{s\alpha} + \beta_6 v_{s\beta} \quad (5.36)$$

Avec :

$$\begin{aligned}\beta_4 &= 2R_s (i_{s\alpha} \phi_{s\alpha} + i_{s\beta} \phi_{s\beta}) \\ \beta_5 &= -2\phi_{s\alpha} \\ \beta_6 &= -2\phi_{s\beta}\end{aligned}$$

La troisième fonction de Lyapunov est choisie tel que :

$$V_3 = \frac{1}{2} e_{\phi_s}^2 \quad (5.37)$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= e_{\phi_s} \dot{e}_{\phi_s} \\ \dot{V}_3 &= e_{\phi_s} (\beta_4 + \beta_5 v_{s\alpha} + \beta_6 v_{s\beta}) \end{aligned} \quad (5.38)$$

Pour satisfaire la condition $\dot{V}_3 < 0$, il faut choisir $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ comme commandes d'entrées, tel que :

$$\beta_5 v_{s\alpha} + \beta_6 v_{s\beta} = -\beta_4 - C_{\phi_s} e_{\phi_s} \quad (5.39)$$

Où C_{ϕ_s} une constante positive.

En remplaçant (5.39) dans (5.38), la dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_3 = -C_{\phi_s} e_{\phi_s}^2 \leq 0 \quad (5.40)$$

La fonction de Lyapunov est négative ($\dot{V}_3 < 0$), alors les commandes réelles $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ dans (5.39) conduisent à un système en boucle fermée asymptotiquement stable.

Pour trouver les lois de commandes $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ il faut résoudre le système suivant :

$$\begin{cases} \beta_2 v_{s\alpha} + \beta_3 v_{s\beta} = -\beta_1 - C_{c_{em}} e_{c_{em}} \\ \beta_5 v_{s\alpha} + \beta_6 v_{s\beta} = -\beta_4 - C_{\phi_s} e_{\phi_s} \end{cases} \quad (5.41)$$

Par substitution, on obtient les lois de commande :

$$\begin{aligned} v_{s\alpha} &= \frac{\beta_6 (\beta_1 + C_{c_{em}} e_{c_{em}}) - \beta_3 (\beta_4 + C_{\phi_s} e_{\phi_s})}{\beta_3 \beta_5 - \beta_2 \beta_6} \\ v_{s\beta} &= \frac{\beta_6 (\beta_1 + C_{c_{em}} e_{c_{em}}) - \beta_3 (\beta_4 + C_{\phi_s} e_{\phi_s})}{\beta_2 \beta_6 - \beta_3 \beta_5} \end{aligned} \quad (5.42)$$

B. Résultats de simulations

Pour évaluer les performances de la commande directe du couple associée au backstepping, des simulations numériques ont été effectuées avec les valeurs des paramètres suivants :

C_{Ω}	$C_{c_{em}}$	C_{ϕ_s}
500	500	500

Tableau (5-3) Paramètres du réglage de vitesse par la commande directe du couple associée au backstepping.

Les figures ci-dessous représentent la réponse de la vitesse, du couple électromagnétique, du flux statorique et du courant statorique.

▪ Essais avec paramètres nominaux

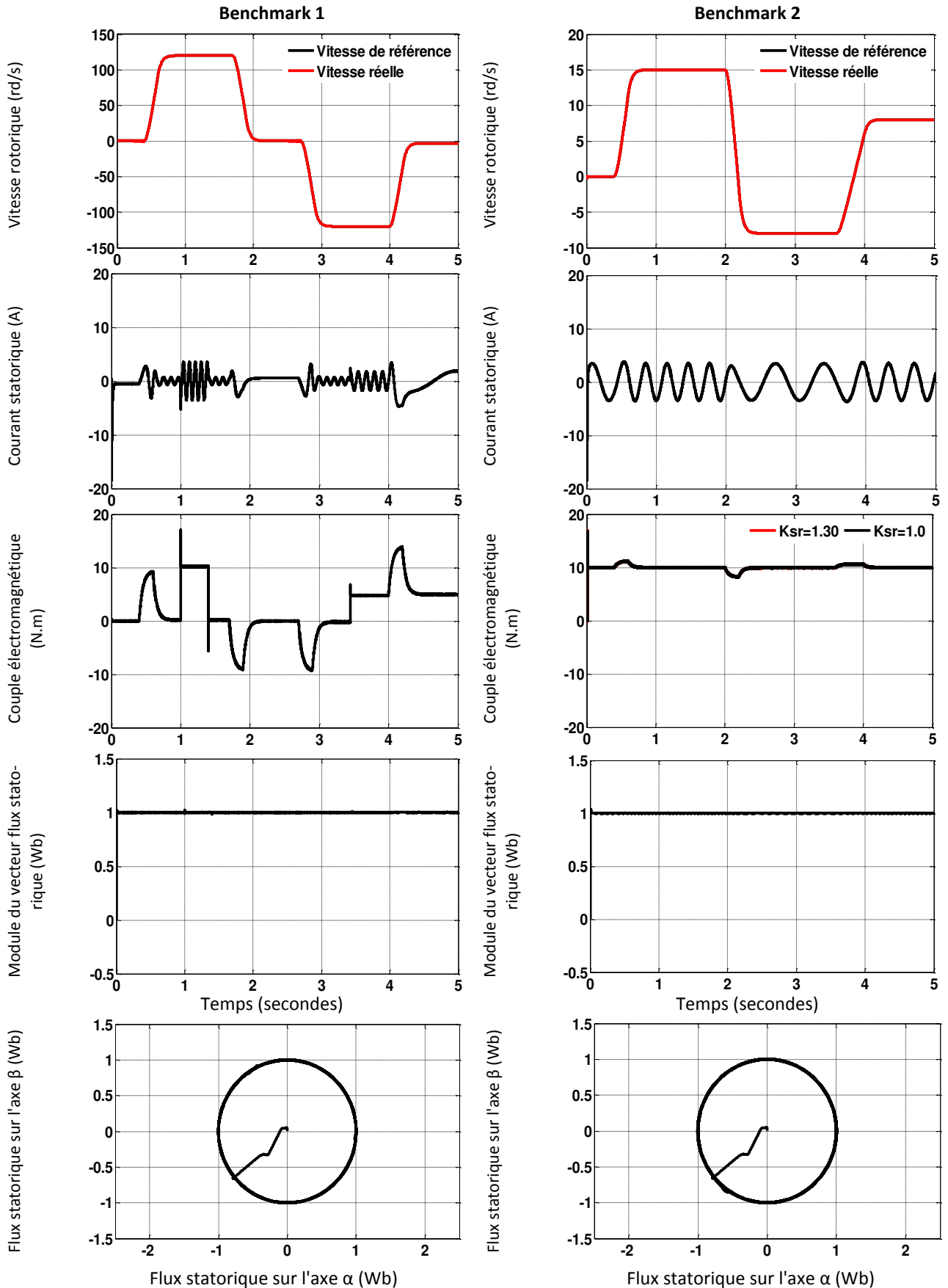


Figure (5-8) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la DTC associée au backstepping.

Nous constatons que les résultats de cette stratégie sont identiques aux résultats de l'approche précédente, alors la simulation montre de meilleures performances. La vitesse de rotation obtenue suit parfaitement sa référence avec un bon rejet des perturbations. On observe une meilleure réponse du couple électromagnétique et le courant statorique à une forme sinusoïdale. L'établissement du flux est très rapide et il n'y a pas d'influence du terme résistif et la trajectoire de vecteur flux statorique est circulaire.

▪ *Essais avec variations des résistances*

La figure (5-9) présente respectivement l'évolution de l'erreur sur la vitesse, le courant d'une phase statorique, le couple électromagnétique et le flux statorique avec une variation de 30% sur R_s et R_r .

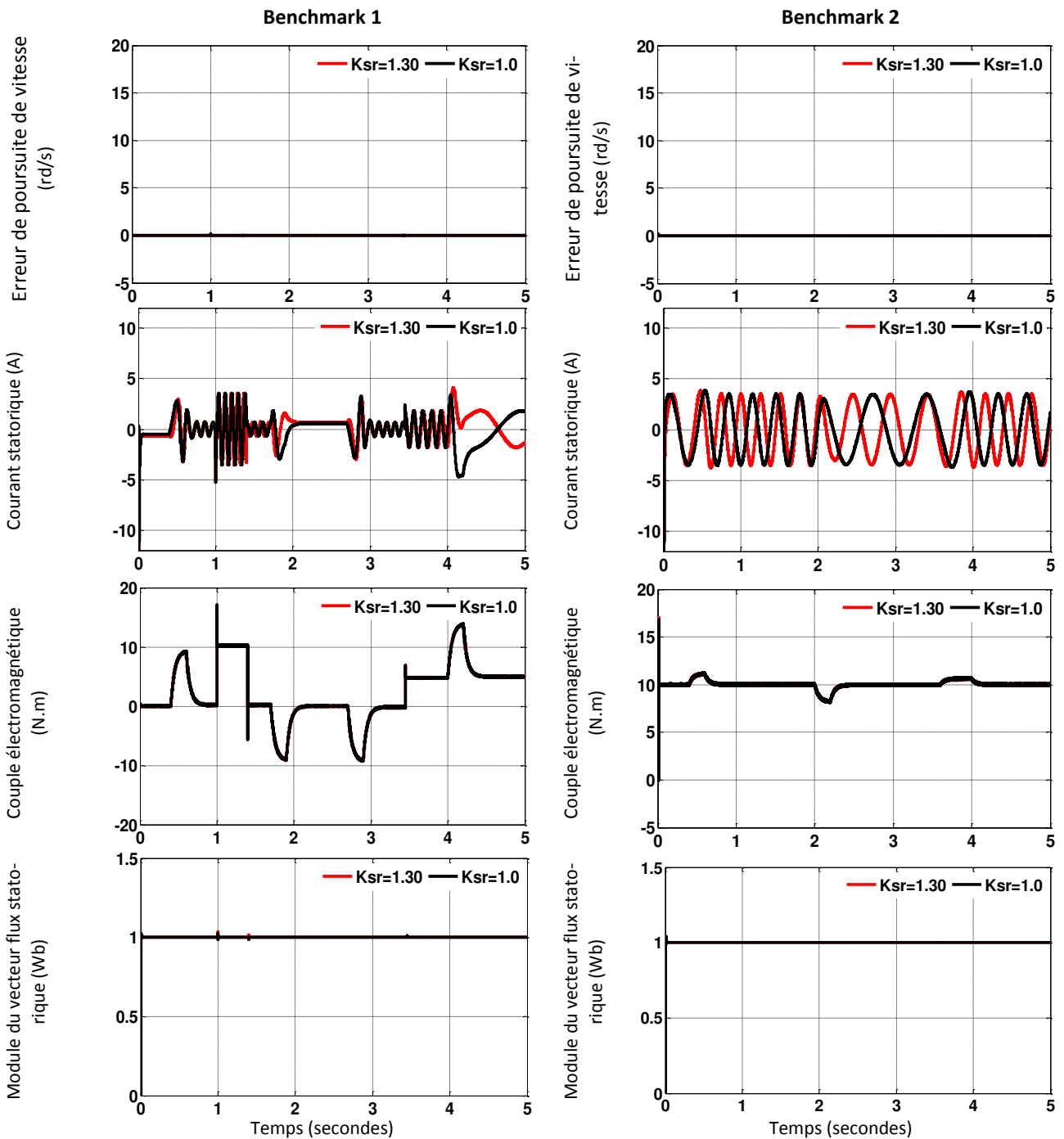


Figure (5-9) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande directe du couple associée au backstepping - Essai avec variations de 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r .

On peut constater que la commande directe du couple associée au backstepping et la DTC associée au mode glissant parviennent à préserver les performances du système en présence de perturbation ou variation de consigne comme le montre le tableau ci-dessous.

Profil	Variations des résistances $K_{sr} = R_s / R_{sn} = R_r / R_{rn}$	IAE(rad / s)	ISE(rad ² / s)
Benchmark 1	$K_{sr} = 1.00$	0.0519	0.0018
	$K_{sr} = 1.30$	0.0556	0.0020
Benchmark 2	$K_{sr} = 1.00$	0.0557	0.0016
	$K_{sr} = 1.30$	0.0718	0.0020

Tableau (5-4) Indices de performance de la commande directe du couple associée au backstepping.

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans un premier temps la technique du contrôle direct du couple classique (DTC) pour la commande de la machine asynchrone. Cette technique est basée sur le choix du vecteur tension appliqué aux interrupteurs de l'onduleur. Ce choix se fait à partir de la table de TAKAHACHI qui dépend de l'état des comparateurs d'hystérésis (de couple 3 niveaux et de flux 2 niveaux) et de la position du vecteur de tension à partir des estimations de couple et du flux statorique par des mesures des courants et des tensions statoriques de la machine.

Ensuite, dans l'objectif d'annuler l'influence du terme résistif, nous avons présenté une méthode de compensation de variation de la résistance statorique.

Nous avons exposé l'ensemble des techniques non linéaires tel que la commande par mode glissant et la commande par backstepping associé à la DTC pour assurer un contrôle robuste contre les différentes incertitudes et les perturbations externes et afin d'améliorer certaines performances de la commande directe du couple classique appliquée à la machine asynchrone. Les résultats de simulation ont montré que cette association de commandes donne de meilleures performances. On remarque aussi des régimes transitoires rapides avec diminution du dépassement au démarrage ainsi qu'une atténuation des ondulations du couple, du flux et du courant.

Chapitre 6 Commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone triphasée

L'industrie montre souvent son intérêt pour la réduction du nombre de capteurs pour des raisons techniques ou économiques (difficulté voir impossibilité de mesure, fragilité, encombrement, coût de l'installation câblage supplémentaire, maintenance). La majeure partie des lois de commandes des machines asynchrones telles que les commandes linéaires et non linéaires nécessitent la mesure non seulement des tensions et courants statoriques mais aussi de la vitesse ou de la position.

La commande sans capteur mécanique a pour objectif de s'affranchir de la mesure directe de la vitesse ou de la position, celle-ci est alors remplacée par un algorithme de calcul, souvent surnommé « capteur logiciel », permettant de reconstituer la vitesse du moteur à partir des grandeurs électriques [Ala-09].

Ainsi, la commande sans capteur mécanique est devenue un sujet de préoccupation majeur pour les industriels et une thématique de recherche importante pour la communauté scientifique.

Dans le contexte de la commande sans capteur mécanique dédiée à la machine asynchrone, plusieurs méthodes ont été développées pour l'estimation de la vitesse du rotor. Elles peuvent être classées en deux catégories distinctes selon qu'elles exploitent ou pas le modèle mathématique de la machine asynchrone [Mec-14].

- La première catégorie concerne les approches basées sur un modèle de comportement de la machine. Elles sont désignées sous le nom de méthodes avec modèle. Elles s'appuient sur les techniques d'estimation ou d'observation issues de l'automatique classique.
- La seconde catégorie regroupe d'autres techniques, qualifiées de méthodes sans modèle, parmi lesquelles on peut distinguer (des approches fondées sur l'analyse des harmoniques et des approches basés sur les techniques de l'intelligence artificielle) [Alr-04].

Le présent chapitre est consacré à l'application de quelques méthodes de la première catégorie, c.à.d. l'estimation et l'observation du flux rotorique et de la vitesse de la machine asynchrone commandée par la DTC associée au mode glissant.

Dans un premier temps, nous présentons la conception détaillée de l'observateur de Luenberger et de la technique MRAS modifiée au niveau des lois d'adaptations avec un régulateur basé sur l'algorithme Super Twisting. Ensuite, ces deux techniques sont testées en simulation afin d'évaluer leurs performances et la robustesse en particulier lorsque la machine fonctionne à basse vitesse. A la fin du chapitre nous allons associer un observateur à modes glissants pour estimer le flux rotorique à la technique MRAS afin d'estimer la vitesse. Des résultats de simulation sont présentés pour valider et prouver l'efficacité de cette hybridation.

6.1 Principe de l'observateur

Un observateur est un modèle mathématique qui permet de reconstituer les états (grandeurs physiques) interne d'un système donné à partir uniquement des données accessibles, c'est à dire les entrées imposées et les sorties mesurées [Ben-08]. L'observation se fait en deux phases :

- La première est une étape d'estimation qui se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système.
- La seconde est une étape de correction qui se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par une matrice de gain G . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Son choix est donc important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états. La structure de l'observateur est alors décrite par le schéma fonctionnel de la figure (6-1).

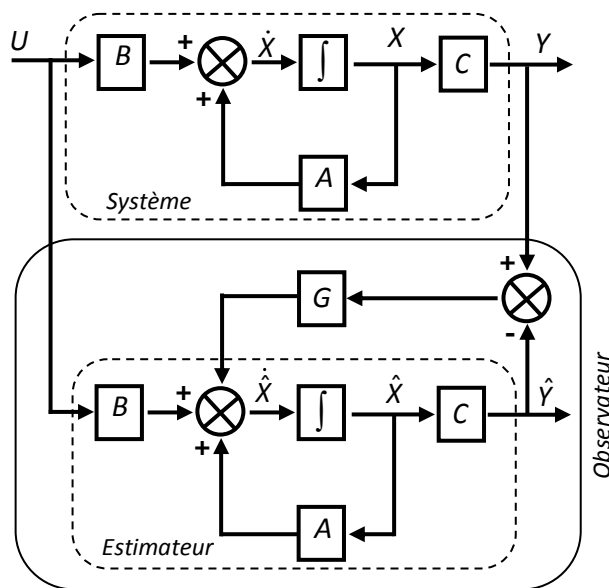


Figure (6-1) Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.

L'objectif de l'observateur d'état est d'assurer la reconstitution des grandeurs non mesurables pour la commande. Lorsque les grandeurs (vitesse, flux) de la machine asynchrone ne sont pas mesurées, elles seront considérées comme variables estimées dans le système d'équation de l'observateur basé sur le modèle de la machine. Pour réaliser notre observateur, nous devons choisir les grandeurs à observer. Dans notre application de la commande directe du couple associée au mode glissant, nous pouvons considérons que [Can- 00] :

- Paramètres du modèle : connus et invariants.
- Courants statoriques : mesurés.
- Pulsation et tensions statoriques : fournies par la commande.
- Flux rotorique : à observer.
- Vitesse rotorique : à observer.

6.2 Observateur de Luenberger

Le plus connu et utilisé des reconstituteurs d'état est l'observateur déterministe de Luenberger. Cet observateur permet la reconstitution des états d'un système observable, lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré, à partir de la mesure des entrées et des sorties. Cet observateur peut être utilisé, par exemple pour reconstituer les flux rotoriques de la machine à partir des variables électriques du moteur asynchrone [Zei-00]. Nous présentons ci-dessous un bref rappel théorique sur cet observateur [Hua-94]-[Kub-93]-[Kub-94]-[Raj-96]-[Vas-90].

Soit le système défini par la forme suivante, que l'on considèrera observable [Mec-14] :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (6.1)$$

Avec :

X : étant le vecteur d'état de dimension (n) .

U : le vecteur d'entrée de dimension (p) .

Y : le vecteur de sortie de dimension (q) .

A : étant la matrice de transition du système (n, m) .

B : la matrice d'entrée (n, p) .

C : la matrice de sortie (q, n) .

L'observateur associé au système précédent, peut être défini de la manière suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + G(Y - \hat{Y}) \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (6.2)$$

Où :

$\Delta Y = (Y - \hat{Y})$: est l'erreur d'estimation.

G : la matrice-gain de l'observateur.

L'équation d'état du système (6.1) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\dot{\hat{X}} = (A - GC)\hat{X} + BU + GY \quad (6.3)$$

$$\dot{\hat{X}} = A_0\hat{X} + BU + GY \quad (6.4)$$

Ou encore :

La matrice d'état $A_0 = (A - GC)$, qui dépend de la matrice des gains, détermine la dynamique de l'observateur. Ainsi, grâce à un choix judicieux des gains de la matrice G , de manière à ce que les valeurs propres de la matrice A_0 soient à parties réelles strictement négatives, on peut fixer la dynamique de l'observateur et par conséquent modifier la vitesse de la convergence de l'erreur d'observation ΔY vers zéro plus ou moins rapidement [Pic-08]-[Zei-00].

6.2.1 Modélisation de l'observateur adaptatif de Luenberger

L'observateur de Luenberger a été initialement élaboré pour accomplir la reconstruction du flux rotorique et la vitesse en s'affranchissant du capteur mécanique. Cependant l'efficacité d'un tel observateur dépend de la connaissance exacte des paramètres de la machine, et particulièrement celle de la résistance statorique, donc chaque variation de R_s sera détectée par l'estimateur PI [Tou-08]. Dans ce cas, les composantes du flux rotorique, la vitesse et de la résistance du stator ne sont donc pas mesurées, mais considérées comme des paramètres inconnus.

Le comportement dynamique de la machine asynchrone peut être décrit par des équations d'état définies dans un repère (α, β) stationnaire lié au stator, en séparant les dynamiques mécaniques (équation de la vitesse) des dynamiques électriques et magnétiques.

Les équations d'état peuvent être réécrites comme suit :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (6.5)$$

Tel que :

$$\dot{X} = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]^T; \quad U = v_s = [v_{s\alpha} \quad v_{s\beta}]^T; \quad Y = i_s = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T$$

Les matrices B et C sont définies comme suit :

$$B = \begin{bmatrix} b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 & 0 \end{bmatrix}^T; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice A dépend de la vitesse et elle est constituée de quatre sous matrices dont chacune est antisymétrique. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice A_0 ce qui impose une certaine structure à la matrice G .

Nous avons :

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$A_{11} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \end{bmatrix}; \quad A_{12} = \begin{bmatrix} a_2 & a_3 p \Omega \\ -a_3 p \Omega & a_2 \end{bmatrix}; \quad A_{21} = \begin{bmatrix} a_4 & 0 \\ 0 & a_4 \end{bmatrix}; \quad A_{22} = \begin{bmatrix} a_5 & -p \Omega \\ p \Omega & a_5 \end{bmatrix},$$

Tel que :

$$a_1 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right); \quad a_2 = \frac{1-\sigma}{T_r L_m \sigma}; \quad a_3 = \frac{1-\sigma}{L_m \sigma}; \quad a_4 = \frac{L_m}{T_r}; \quad a_5 = -\frac{1}{T_r}; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}; \quad b = \frac{1}{\sigma L_s}$$

Pour la reconstruction du vecteur d'état, l'observateur n'utilise que les seules informations disponibles, soient les courants et les tensions mesurés aux bornes de la machine.

La paire (A,C) est uniformément localement observable. La structure de l'observateur adaptatif de Luenberger peut alors être décrite par le système suivant [Mec-14] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = \hat{A}\hat{X} + BU + G(i_s - \hat{i}_s) \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (6.6)$$

La matrice d'état est fonction de la valeur de la vitesse de rotation, elle est donnée par :

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 p \hat{\Omega} \\ 0 & a_1 & -a_3 p \hat{\Omega} & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p \hat{\Omega} \\ 0 & a_4 & p \hat{\Omega} & a_5 \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

Le schéma bloc de l'observateur adaptatif de Luenberger avec estimation de la vitesse est illustré par la figure (6-2) :

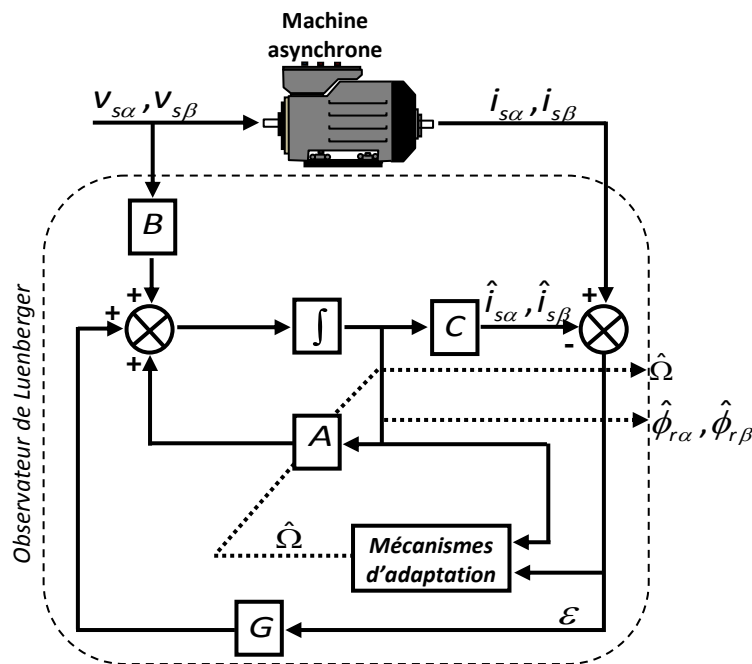


Figure (6-2) Schéma fonctionnel de l'observateur adaptatif de Luenberger.

La matrice G sera déterminée pour imposer la dynamique et la robustesse de l'observateur. La structure retenue est présentée sous la forme suivante [Kub-93]-[Kub-94] :

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \quad (6.8)$$

6.2.2 Synthèse des mécanismes d'adaptation

Dans cette partie, il s'agit de trouver une synthèse des mécanismes d'adaptation pour estimer la vitesse. L'algorithme d'adaptation de la vitesse sera déduit en se basant sur la théorie de la stabilité de Lyapunov en choisissant une fonction candidate adéquate [Kub-93], [Kub-94].

$$e = X - \hat{X} \quad (6.9)$$

La dynamique de l'erreur d'estimation de l'observateur adaptatif est obtenue par soustraction de (6.5) de (6.6), soit :

$$e = (\dot{X} - \dot{\hat{X}}) = (A + GC)(X - \hat{X}) + (A - \hat{A})\hat{X} = (A + GC)e - \Delta A \hat{X} \quad (6.10)$$

Avec :

$$\Delta A = A - \hat{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3 p \Delta \Omega \\ 0 & 0 & -a_3 p \Delta \Omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p \Delta \Omega \\ 0 & 0 & p \Delta \Omega & 0 \end{bmatrix}$$

Où :

$$\Delta \Omega = \Omega - \hat{\Omega}$$

Maintenant, considérons la fonction candidate de Lyapunov suivante, pour laquelle λ est une constante positive :

$$V = e^T e + \frac{(\Delta \Omega)^2}{\lambda} \quad (6.11)$$

Sa dérivée par rapport au temps est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= e \left[\frac{de^T}{dt} \right] + e^T \left[\frac{de}{dt} \right] + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta \Omega)^2 \\ \frac{dV}{dt} &= e^T \left[(A + GC)^T + (A + GC) \right] e - 2a_3 \Delta \Omega \left(e_{i_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha} \right) + \frac{2}{\lambda} \Delta \Omega \frac{d}{dt} \hat{\Omega} \end{aligned} \quad (6.12)$$

Avec :

$$e_{i_{s\alpha}} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \quad \text{et} \quad e_{i_{s\beta}} = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}$$

La condition suffisante pour garantir la stabilité asymptotique de l'observateur est que la dérivée par rapport au temps de la fonction énergie soit définie négative [Kub-93].

La loi d'adaptation de la vitesse est déduite en égalisant le deuxième terme et le troisième de l'équation (6.12) pour satisfaire la condition $\dot{V} < 0$ sachant que le premier terme est négatif.

Donc en imposant la condition suivante :

$$a_3 \Delta \Omega \left(e_{i_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha} \right) = \frac{1}{\lambda} \Delta \Omega \frac{d}{dt} \hat{\Omega} \quad (6.13)$$

La relation (6.13) permet de déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse de rotation, on obtient donc :

$$\hat{\Omega} = \lambda \alpha_3 \int_0^t \left(e_{i_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha} \right) dt \quad (6.14)$$

Cependant, cette loi d'adaptation est établie pour une vitesse constante et afin d'améliorer la réponse de l'algorithme d'adaptation [Kub-93]-[Kub-94]. On estime la vitesse par un régulateur *PI* décrit par cette relation :

$$\hat{\Omega} = K_p \left(e_{i_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha} \right) + K_i \int \left(e_{i_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha} \right) \quad (6.15)$$

Avec K_p et K_i sont des constantes positives.

La matrice du gain G ajustable de l'observateur (6.8), devra dès lors assurer la stabilité et la dynamique d'observation désirée. En désignant par k , un paramètre unique de réglage de cette dynamique de valeur comprise entre 1 et 3, le gain G sera transcrit comme ci-dessous [Kub-93]

Le calcul du gain G peut être réalisé de différentes manières : placement de pôles, solution stationnaire d'une équation de Riccati, etc... [Gho-05]. Les gains de cette matrice sont donnés en fonction des paramètres de la machine :

$$\begin{aligned} g_1 &= -(k-1) \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ g_2 &= (k_1 - 1) p \hat{\Omega} \\ g_3 &= (1-k^2) \left(\frac{\sigma L_s L_r}{L_m} \right) \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} \right) + (k-1) \left(\frac{\sigma L_s L_r}{L_m} \right) \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r} \right) \\ g_4 &= -(k-1) \left(\frac{\sigma L_s L_r}{L_m} \right) p \hat{\Omega} \end{aligned}$$

Le flux rotorique et sa position sont déterminée par les relations suivantes :

$$\hat{\phi}_r = \sqrt{\hat{\phi}_{r\alpha}^2 + \hat{\phi}_{r\beta}^2} \quad (6.16)$$

$$\hat{\theta}_s = \text{arctg} \left(\frac{\hat{\phi}_{r\beta}}{\hat{\phi}_{r\alpha}} \right) \quad (6.17)$$

6.3 Observateur de Luenberger modifié

Dans cette partie, nous proposons un nouvel observateur adaptatif de Luenberger utilisant une loi d'adaptation basée sur l'algorithme de super-twisting pour estimer la vitesse de la machine. Cette approche envisagée est le prolongement des techniques classiques de commande sans capteur avec modèle pour aboutir à une solution précise, efficace et robuste et pour améliorer la précision de l'estimation malgré la variation des résistances de la machine.

6.3.1 Principe et structure de l'observateur adaptatif de Luenberger modifié

Le principe de cette méthode consiste à modifier l'observateur adaptatif de Luenberger conventionnel étudié précédemment en substituant le mécanisme d'adaptation de la vitesse basé sur un régulateur *PI*, par un régulateur mode glissant d'ordre supérieur basé sur l'algorithme super-twisting. La nouvelle structure associe alors en cascade un observateur déterministe, délivrant les composantes estimées du flux rotorique et du courant statorique, avec un mécanisme d'adaptation pour l'estimation de la vitesse de rotation. La loi d'adaptation est alors réappliquée à l'entrée de l'observateur de flux et de courant pour ainsi faire converger rapidement l'erreur d'observation vers zéro. La figure (6-3) représente le schéma de l'observateur proposé.

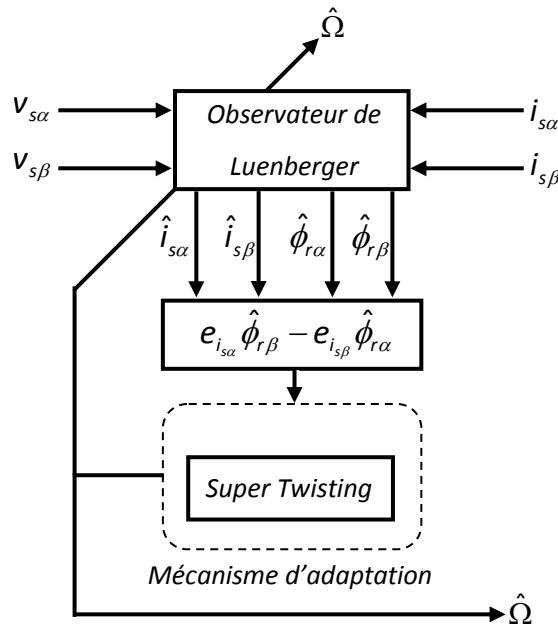


Figure (6-3) Schéma synoptique de l'observateur adaptatif de Luenberger proposé.

6.3.2 La structure de la loi d'adaptation avec l'algorithme de super twisting

Cette structure se décompose en un terme algébrique (non dynamique) et un terme intégral [Dig-10]. On peut donc considérer cet algorithme comme une généralisation non linéaire d'un *PI*.

Dans ce cadre, nous considérons la surface de glissement d'observation de vitesse suivante :

$$S = e_{i_{s\alpha}} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\phi}_{r\alpha} \tag{6.18}$$

Pour un degré relatif égal à un ($r = 1$), la loi d'adaptation de vitesse basée sur l'algorithme super-twisting est comme suit :

$$\hat{\Omega} = K'_p |S|^{0.5} \text{sign}(S) + \int K'_i \text{sign}(S) \tag{6.19}$$

Avec K'_p et K'_i sont des constantes positives.

Le schéma fonctionnel de la loi d'adaptation d'estimation de vitesse avec le super-twisting est illustré par la figure (6-4).

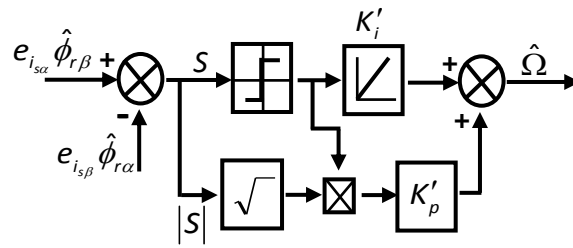


Figure (6-4) Schéma fonctionnel de la loi d'adaptation d'estimation de vitesse avec le super-twisting.

Remarque : la preuve de la convergence de l'observateur Luemberger modifié par l'insertion du super twisting dans son algorithme d'adaptation n'a pas été élaborée dans cette section.

6.3.3 Estimation de la résistance rotorique

Le développement élaboré dans la section (5.2.2), nous permet de déduire la valeur de la résistance statorique. En supposant que les enroulements du moteur soient pratiquement à la même température, et en négligeant l'effet de peau, les résistances varieront de manière proportionnelle, la valeur de la résistance rotorique peut alors être déterminée par la relation suivante [Kub-93]-[Kub-94] :

$$\hat{R}_r = \hat{R}_s \cdot \frac{R_m}{R_{sn}} \tag{6.20}$$

Avec :

R_m : la valeur nominale de la résistance statorique.

R_{sn} : la valeur nominale de la résistance rotorique.

Les valeurs estimées sont injectées dans l'algorithme de commande et de l'observateur, ce qui conduit à un contrôle robuste avec de bonnes performances.

La Figure (6-5) montre l'estimation des résistances statorique et rotorique de la machine pour des tests opérés sur le Benchmark 1. L'estimation des résistances statorique et rotorique de la machine convergent de manière précise avec des erreurs pratiquement nulles, ce qui démontre le bon comportement des mécanismes d'adaptation des paramètres.

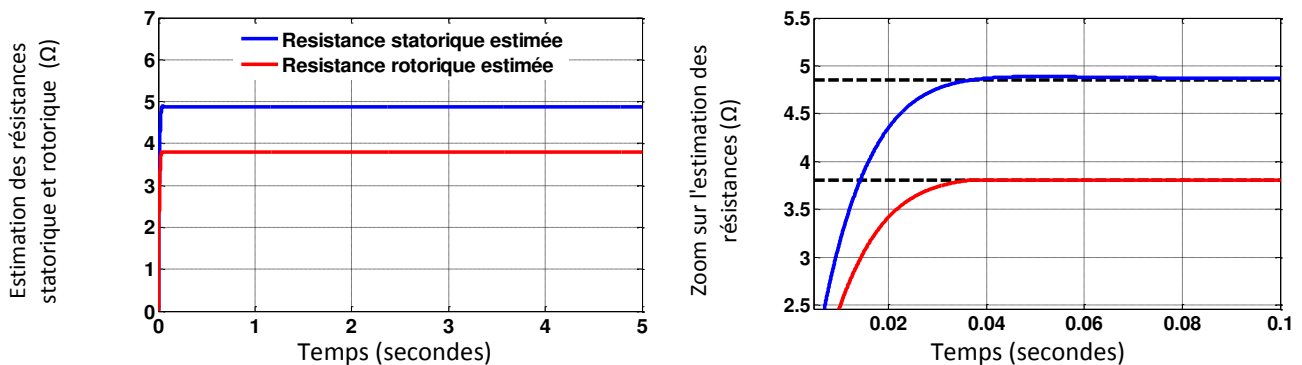


Figure (6-5) Estimation de la résistance statorique et rotorique - Benchmark 1.

6.4 Structure de la DTC associée à la commande par mode glissant sans capteur de vitesse avec l'observateur de Luenberger

La figure (6-6) montre la structure de la DTC associée à la commande par mode glissant sans capteur de vitesse, avec l'observateur de Luenberger. Les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants de ligne, les tensions statoriques $v_{s\alpha}^*$ et $v_{s\beta}^*$ sont déduites de l'algorithme de commande.

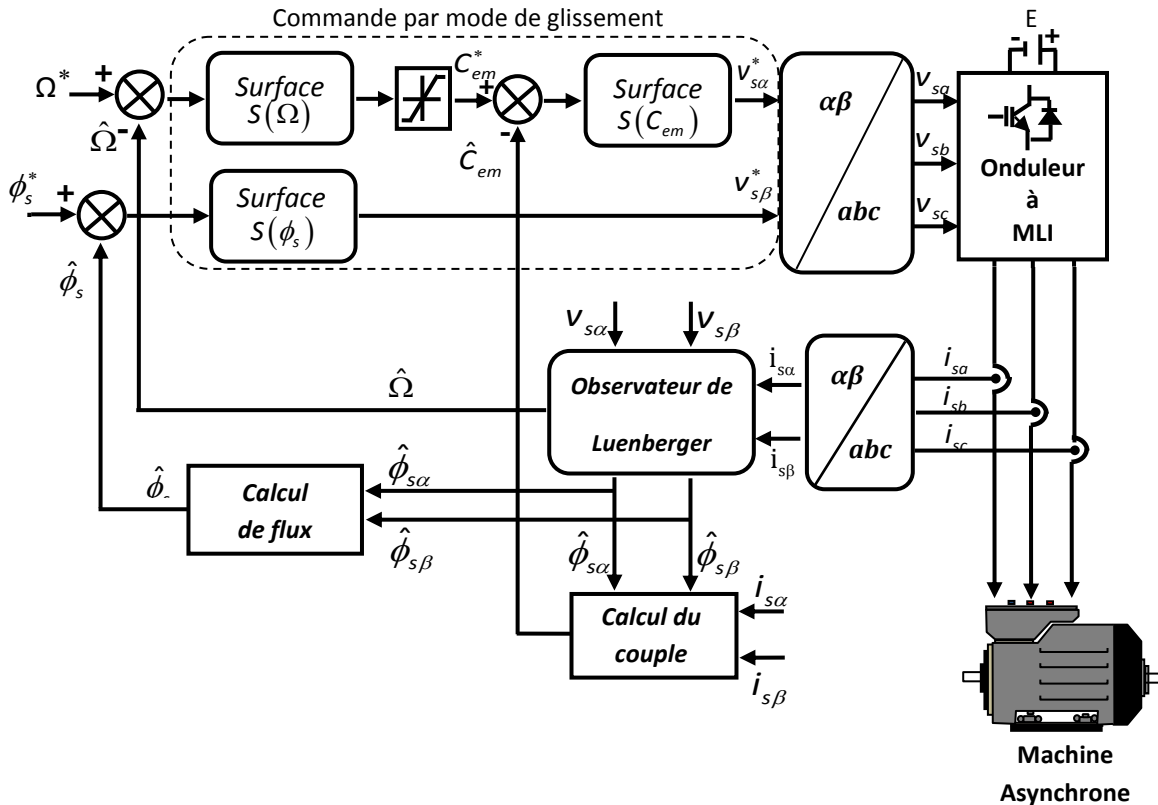


Figure (6-6) Schéma de principe de la commande directe du couple par mode glissant d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse avec l'observateur Luenberger.

A. Résultats de simulations de la commande directe du couple par modes glissants sans capteur de vitesse avec l'observateur Luenberger

Les résultats exposés ci-dessous ont été obtenus par des tests de simulation, effectués pour la commande directe du couple par modes glissants associée à l'observateur de Luenberger, sur les profils imposés par les benchmarks 1 et 2.

- *Essais avec paramètres nominaux*

Figure (6-7) représente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la machine pour les deux benchmarks.

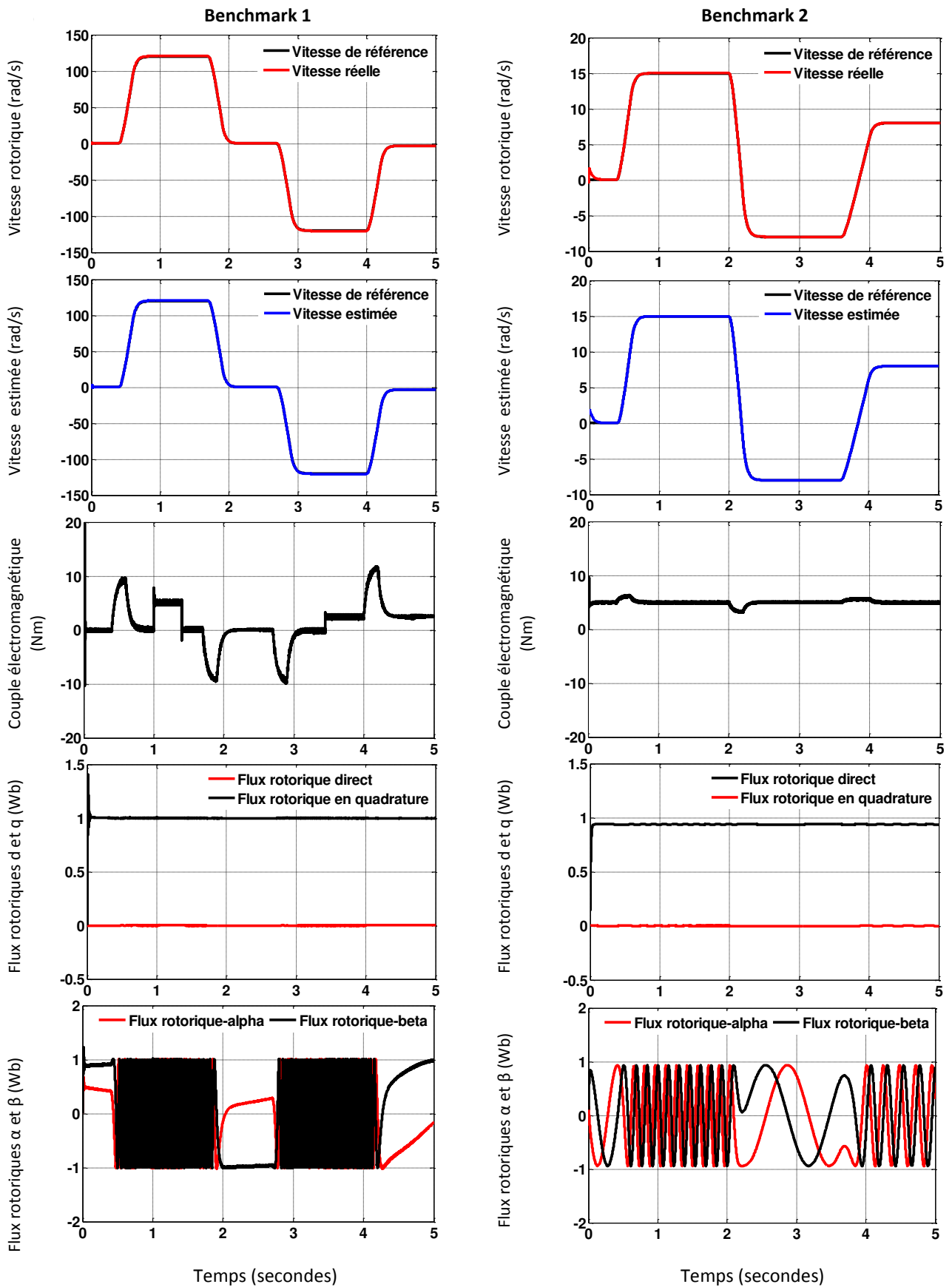


Figure (6-7) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande directe du couple par modes glissants sans capteur de vitesse avec l'observateur Luenberger - Essai avec paramètres nominaux.

- Essais avec variations des résistances

La figure (6-8) montre l'influence des variations des résistances sur l'erreur de poursuite et l'erreur d'estimation pour une variation de +30% des valeurs nominales de R_s et R_r .

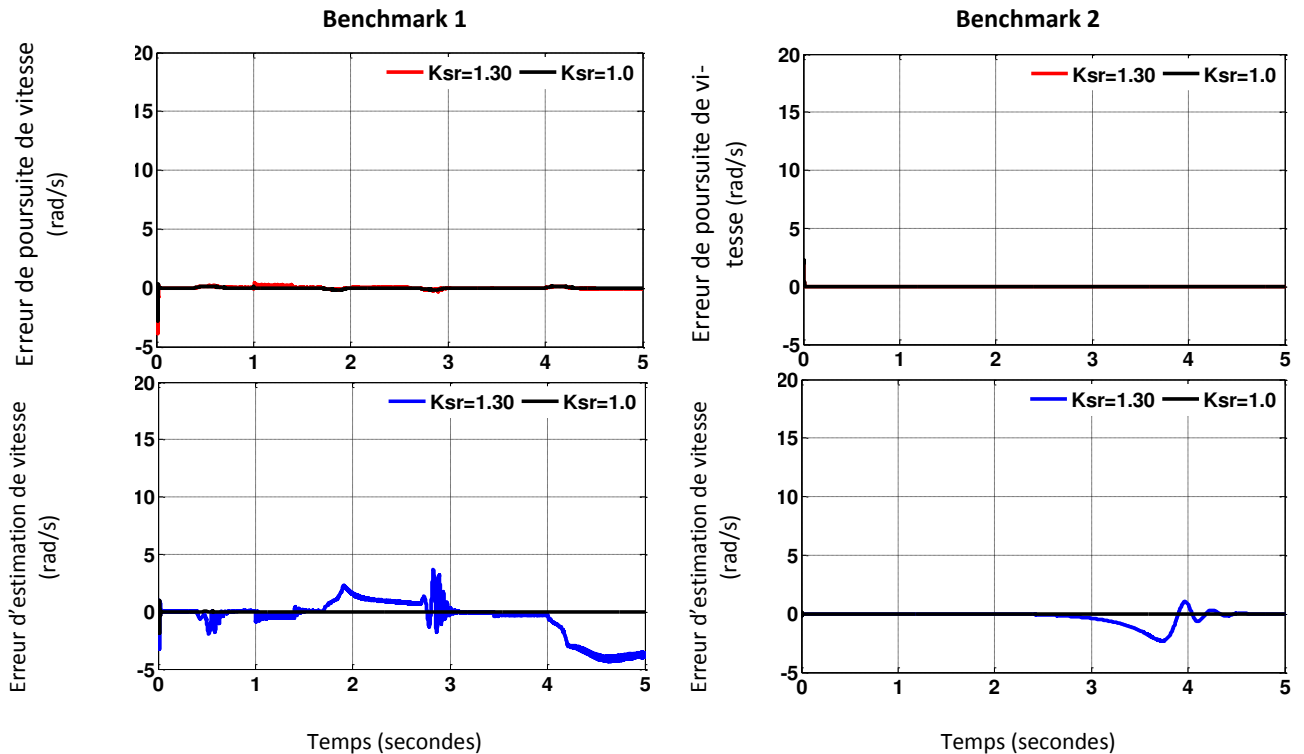


Figure (6-8) Performances sur le Benchmark 1 de l'estimateur Luenberger - Essais avec variations de +30% sur la valeur des résistances R_s et R_r .

Ces résultats prouvent que l'approche présentée pour la commande sans capteur avec adaptation de la résistance statorique R_s est insensible aux variations des résistances statorique et rotorique. On remarque aussi que l'observateur corrige bien le flux rotorique et la vitesse de rotation, puisque les grandeurs estimées suivent d'une façon acceptable les grandeurs réelles de la machine pour les différents profils, d'où une erreur de poursuite presque nulle entre les deux grandeurs, ce qui implique une observation satisfaisante.

Les figures précédentes présentent les résultats de simulation de la commande directe du couple associée au mode glissant sans capteur de vitesse avec l'observateur adaptatif. L'étude des résultats met clairement en évidence que la commande proposée présente des performances très satisfaisantes, la vitesse estimée suit l'évolution de la vitesse réelle avec un faible dépassement, ce qui fait que la technique d'observateur adaptatif est satisfaisante en basse vitesse.

On constate que la commande sans capteur par la technique de l'observateur adaptatif basée sur l'estimation de la résistance statorique et rotorique n'est pas sensible aux variations de la charge.

Les valeurs des indices de performances IAE et ISE (annexe B) pour les deux Benchmarks de la machine sont exposées dans le tableau (6-1). D'après ces valeurs on observe que le comportement en poursuite est satisfaisant, les performances de l'observateur adaptatif de Luenberger modifié sont légèrement meilleures pour les deux Benchmarks.

Profil	Variations des résistances $K_{sr} = R_s / R_{sn} = R_r / R_{rn}$	IAE(rad / s)	ISE(rad ² / s)
Benchmark 1	$K_{sr} = 1.00$	0.1562	0.0244
	$K_{sr} = 1.30$	0.2302	0.0378
Benchmark 2	$K_{sr} = 1.00$	0.2450	0.1302
	$K_{sr} = 1.30$	0.2539	0.1316

Tableau (6-1) Indices de performance de la commande directe du couple associée au mode glissant sans capteur mécanique avec l’observateur adaptatif de Luenberger modifié.

6.5 Observateur associant la technique du mode glissant et du MRAS

Pour cette deuxième méthode, le flux rotorique est estimé par l’usage d’un observateur non linéaire de type mode glissant. Le flux ainsi obtenu servira ensuite à déterminer la loi d’adaptation de la vitesse par un estimateur utilisant un Système Adaptatif à Modèle de Référence MRAS.

Le schéma en bloc de l’observateur associant les techniques, mode glissant et MRAS est illustre sur la figure (6-9).

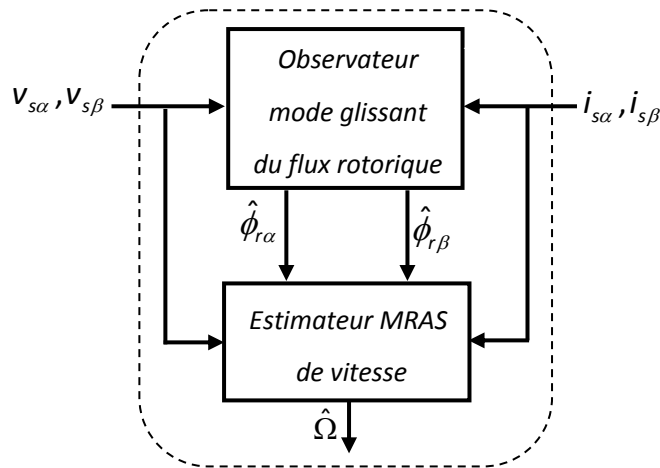


Figure (6-9) Schéma fonctionnel de l’observateur hybride mode glissant-MRAS.

6.5.1 Observateur par mode de glissement du flux rotorique

À cause des caractéristiques inhérentes aux systèmes non linéaires, l’estimation de l’état de ces systèmes continue à poser des problèmes difficiles. De ce fait, les chercheurs ont été orientés vers le développement d’observateurs d’état pour les systèmes non linéaires et/ou incertains. L’observateur par mode de glissement (Sliding mode observer) est dérivé de la théorie des systèmes à structure variable [Kar-99].

En effet, cette dernière s’adapte considérablement avec les systèmes non linéaires et incertains [Kar-99].

A. Structure générale d’un observateur par mode glissant

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x, u, t) \tag{6.21}$$

Considérons le vecteur y des grandeurs de sortie qui sont reliées linéairement avec les variables d’état :

$$y = C \cdot x \quad (6.22)$$

Si le système est observable, l'objectif de l'observateur est de donner la meilleure estimation des variables d'état à partir de celles mesurées sur la sortie y et l'entrée u . Nous définissons l'observateur par la structure suivante :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u, t) + Au_s \quad (6.23)$$

Avec :

\hat{x} : est de même dimension que $x(n)$.

\hat{f} : est le modèle d'estimation.

A : est la matrice des gains de dimension $(n \times r)$.

u_s : est un vecteur définit par :

$$u_s = [\text{sign}(s_1) \quad \text{sign}(s_2) \quad \dots \quad \text{sign}(s_r)]^t \quad (6.24)$$

Et :

$$[s_1 \quad s_2 \quad \dots \quad s_r]^t = S = \Gamma[y - C\hat{x}]$$

Γ : est une matrice carrée $(r \times r)$ à déterminer.

Nous définissons aussi le vecteur d'erreur $e = x - \hat{x}$ en soustrayant les équations (6-23) de (6-21), et nous obtenons :

$$\dot{e} = \Delta f - Au_s \quad (6.25)$$

Avec :

$$\Delta f = f(x, u, t) - f(\hat{x}, y, u, t)$$

Le vecteur surface $S = 0$ est attractif, si :

$$S_i \dot{S}_i < 0 \quad (6.26)$$

Durant le mode de glissement, le terme de commutation (6-24) est nul car le vecteur surface et sa dérivée sont nuls ($S \equiv \dot{S} \equiv 0$). La grandeur équivalente du terme de commutation est donnée comme suit :

$$\Gamma C(\Delta f - A\tilde{u}_s) = 0 \quad (6.27)$$

D'où :

$$\tilde{u}_s = (\Gamma C A)^{-1} \Gamma C \Delta f \quad (6.28)$$

La matrice ΓCA doit être inversible. Cela constitue la première exigence sur le choix de A et Γ . La dynamique de l'erreur est gouvernée par l'équation (6-29).

$$\dot{e} = (1 - A(\Gamma CA)^{-1}\Gamma C)\Delta f \quad (6.29)$$

Le choix des matrices Γ et A et le modèle \hat{f} est donc décisif pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro.

B. Observateur par mode glissant du flux rotorique

L'objectif de l'observateur est d'estimer les flux rotoriques $\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$ et les courants statoriques connaissant la mesure des courants et les tensions statoriques et la vitesse de rotation [Kar-99].

Le vecteur sortie utilisé pour l'estimation est donné par :

$$y = C \cdot x = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} x \quad (6.30)$$

Considérons maintenant le système du moteur asynchrone avec les variables $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$. Les variables à observer sont $\hat{i}_{s\alpha}$, $\hat{i}_{s\beta}$, $\hat{\phi}_{r\alpha}$ et $\hat{\phi}_{r\beta}$. Nous donnons ainsi le modèle du système à observer et le modèle d'observation.

Le système à observer est :

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = a_1 i_{s\alpha} + a_2 \phi_{r\alpha} + a_3 p \Omega \phi_{r\beta} + b v_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = a_1 i_{s\beta} - a_3 p \Omega \phi_{r\alpha} + a_2 \phi_{r\beta} + b v_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{r\alpha} = a_4 i_{s\alpha} - a_5 \phi_{r\alpha} + p \Omega \phi_{r\beta} \\ \dot{\phi}_{r\beta} = a_4 i_{s\beta} - p \Omega \phi_{r\alpha} - a_5 \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (6.31)$$

Le modèle de l'observateur est :

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} = a_1 \hat{i}_{s\alpha} + a_2 \hat{\phi}_{r\alpha} + a_3 p \Omega \hat{\phi}_{r\beta} + b v_{s\alpha} + A_1^1 u_s \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} = a_1 \hat{i}_{s\beta} - a_3 p \Omega \hat{\phi}_{r\alpha} + a_2 \hat{\phi}_{r\beta} + b v_{s\beta} + A_1^2 u_s \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha} = a_4 \hat{i}_{s\alpha} - a_5 \hat{\phi}_{r\alpha} + p \Omega \hat{\phi}_{r\beta} + A_2^1 u_s \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\beta} = a_4 \hat{i}_{s\beta} - p \Omega \hat{\phi}_{r\alpha} - a_5 \hat{\phi}_{r\beta} + A_2^2 u_s \end{cases} \quad (6.32)$$

Les paramètres a_1 , a_2 , a_3 , a_4 , a_5 , a_6 , σ et b sont définis par:

$$a_1 = -b(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r), \quad a_2 = \frac{L_m R_r}{(\sigma L_s L_r^2)}, \quad a_3 = \frac{L_m}{(\sigma L_s L_r)}, \quad a_4 = \frac{L_m R_r}{L_r}, \quad a_5 = \frac{R_r}{L_r},$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s}$$

Nous définissons la matrice des gains comme suit :

$$A_i^j = [A_{i1} \quad A_{i2}] \text{ pour } i=1,2 \text{ et } j=1,2 \text{ avec : } A_1 = \begin{bmatrix} A_1^1 \\ A_1^2 \end{bmatrix} \text{ et } A_2 = \begin{bmatrix} A_2^1 \\ A_2^2 \end{bmatrix}$$

Pour calculer l'erreur d'observation, nous soustrayons (6-32) de (6-31).

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_{s\alpha} = a_2 \bar{\phi}_{r\alpha} + a_3 p \Omega \bar{\phi}_{r\beta} - A_1^1 u_s \\ \dot{\bar{i}}_{s\beta} = -a_3 p \Omega \bar{\phi}_{r\alpha} + a_2 \bar{\phi}_{r\beta} - A_1^2 u_s \\ \dot{\bar{\phi}}_{r\alpha} = -a_5 \bar{\phi}_{r\alpha} + p \Omega \bar{\phi}_{r\beta} - A_2^1 u_s \\ \dot{\bar{\phi}}_{r\beta} = -p \Omega \bar{\phi}_{r\alpha} - a_5 \bar{\phi}_{r\beta} - A_2^2 u_s \end{cases} \quad (6.33)$$

Avec :

$$u_s = [\text{sign}(s1) \quad \text{sign}(s2)]^t \text{ et } S = \begin{bmatrix} s1 \\ s2 \end{bmatrix} = \Gamma(y - \hat{y})$$

Le vecteur d'erreur est : $e = [\bar{i}_s \quad \bar{\phi}_r]$.

Posons les représentations matricielles suivantes :

$$C = [I \quad 0]; \quad G_1 = \begin{bmatrix} a_2 & a_3 p \Omega \\ -a_3 p \Omega & a_2 \end{bmatrix}; \quad G_2 = \begin{bmatrix} -a_5 & p \Omega \\ -p \Omega & a_5 \end{bmatrix}$$

Le système (VI-33) devient :

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_s = G_1 \bar{\phi}_r - A_1 u_s \\ \dot{\bar{\phi}}_r = G_2 \bar{\phi}_r - A_2 u_s \end{cases} \quad (6.34)$$

La surface :

$$S = \Gamma(y - \hat{y}) = \Gamma \bar{y} \quad (6.35)$$

D'où :

$$S = \Gamma \bar{I}_s$$

La fonction de Lyapunov est :

$$V = \frac{1}{2} S^t S > 0 \quad (6.36)$$

La dérivée de cette fonction a pour valeur :

$$\dot{V} = S^t \Gamma \dot{\bar{I}}_s \quad (6.37)$$

Notons que $\frac{d\Gamma}{dt}$ doit être nulle. Après un calcul intermédiaire, nous obtenons :

$$\dot{V} = S^t \Gamma A_1 \bar{\phi}_r - S^t \Gamma A_1 u_s \quad (6.38)$$

En posant $\Gamma A_1 = \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix}$, il suffit de vérifier la condition (6-39) pour satisfaire la condition d'attractivité des surfaces.

$$\delta_1 |s_1| + \delta_2 |s_2| > S^t \Gamma A_1 \bar{\phi}_r \quad (6.39)$$

La détermination des gains se fait selon deux étapes :

- La première consiste à satisfaire la condition d'attractivité :

$$A_1 = \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (6.40)$$

- La deuxième consiste à imposer pour l'erreur une dynamique de convergence exponentielle.

Lorsque le régime de glissement est établi ($\dot{\bar{l}}_s = 0, \bar{l}_s = 0$), nous avons :

$$\tilde{u}_s = A_1^{-1} G_1 \bar{\phi}_r \quad (6.41)$$

Par substitution, l'erreur sur $\bar{\phi}_r$ devient : (problème de notation) manque les références !!!

$$\dot{\bar{\phi}}_r = -(-G_2 + A_2 A_1^{-1} G_1) \bar{\phi}_r \quad (6.42)$$

Pour que l'erreur converge exponentiellement, nous devons poser :

$$\dot{\bar{\phi}}_r = -Q \bar{\phi}_r \quad (6.43)$$

Avec :

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix}$$

q_1 et q_2 sont des constantes positives.

D'où :

$$A_2 = (Q + G_2) G_1^{-1} \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (6.44)$$

Afin de simplifier, nous posons :

$$\Gamma = G_1^{-1} \quad (6.45)$$

La condition $\frac{d\Gamma}{dt} = 0$ est vérifiée en considérant que la vitesse est suffisamment lente devant la dynamique de l'observateur. Il en résulte :

$$A_1 = G_1 \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \tag{6.46}$$

$$A_2 = (Q + G_2) \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \tag{6.47}$$

Par développement, nous obtenons :

$$\Gamma = \frac{1}{(a_2)^2 + (a_3 \rho \Omega)^2} \begin{bmatrix} a_2 & -a_3 \rho \Omega \\ a_3 \rho \Omega & a_2 \end{bmatrix} \tag{6.48}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} \delta_1 a_2 & \delta_1 a_3 \rho \Omega \\ \delta_2 a_3 \rho \Omega & \delta_2 a_2 \end{bmatrix} \tag{6.49}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} \delta_1 (q_1 - a_5) & \delta_1 \rho \Omega \\ \delta_2 \rho \Omega & \delta_2 (q_2 - a_5) \end{bmatrix} \tag{6.50}$$

Ainsi, la condition d'attractivité devient comme suit :

$$\delta_1 |s_1| + \delta_2 |s_2| > S^t \bar{\phi}_r \tag{6.51}$$

La dynamique de l'observateur doit être plus rapide que celle du système à observer. Cela exige un choix convenable des constantes δ_1, δ_2 et q_1, q_2 .

δ_1	δ_2	q_1	q_2
10^{-3}	10^{-3}	1000	1000

Tableau (6-2) Les paramètres d'observateur du flux rotorique par mode glissant.

Le schéma synoptique de l'observateur par mode glissant de flux rotorique est illustré dans la figure (6-10).

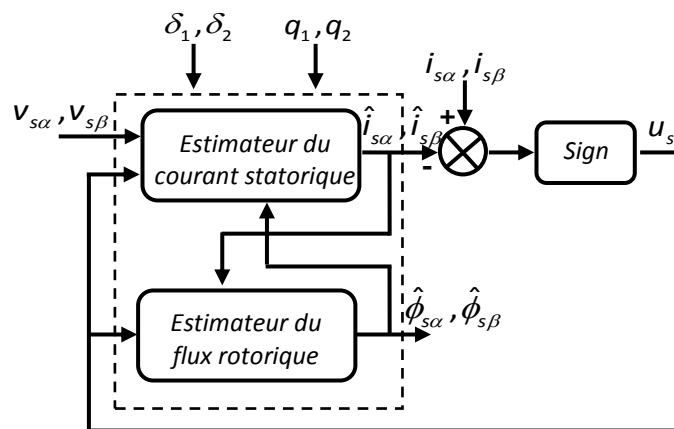


Figure (6-10) Schéma synoptique de l'observateur par mode glissant du flux rotorique.

6.5.2 Estimation de la vitesse par la technique MRAS

La technique MRAS (système adaptatif à modèle de référence) est développée pour minimiser l’erreur entre une grandeur réelle et une grandeur estimée.

Plusieurs méthodes à base de MRAS ont été présentées dans la littérature, telles que les approches basées sur les flux rotoriques [Agr-07]-[Cha-12]-[Gir-12]-[Sch-92]-[Shi-12], sur les forces électromotrices [Dyb-09]-[Ras-04]-[Tar-12], ou sur la puissance réactive instantanée [Key-10]-[Mai-07]-[Mai-08].

Cependant, la technique MRAS fondée sur les flux rotoriques pour l’estimation de la vitesse de la machine asynchrone, développée initialement par C. Schauder [Sch-92], est certainement la stratégie la plus populaire, ceci pour sa facilité de mise en œuvre et ses bonnes performances en termes de précision et de stabilité.

Elle est basée sur la comparaison des sorties de deux estimateurs de flux obtenues par des formulations différentes [Mec-14].

- Le premier estimateur est fondé sur les équations statoriques définissant un modèle en tension ; étant indépendant de la vitesse à estimer il est appelé le modèle de référence.
- Le deuxième, dit modèle ajustable ou adaptatif, est décrit par les équations rotoriques ; lié explicitement à la vitesse. Il définit un modèle en courant.

L’estimation des composantes du flux rotorique, pour les deux modèles, est basée uniquement sur la mesure des grandeurs statoriques tensions et courants généralement exprimées dans le référentiel stationnaire lié au stator.

L’erreur entre les deux modèles, pilote un mécanisme (algorithme) d’adaptation qui génère la vitesse estimée. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable.

La figure (6-11) met en évidence le principe du MRAS basé sur les flux rotoriques.

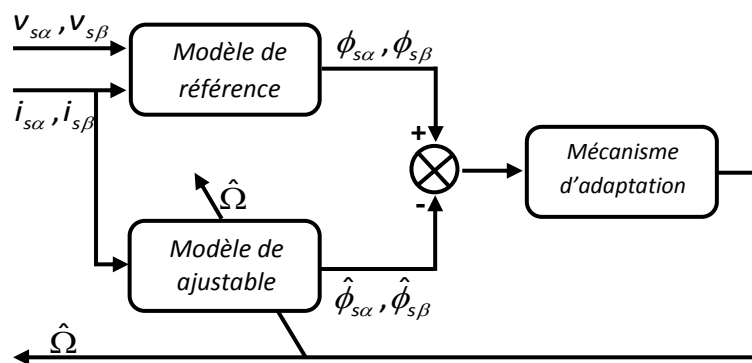


Figure (6-11) Principe de l’estimation de la vitesse par la technique du MRAS basé sur les flux rotoriques.

A. Equations du modèle de référence et du modèle ajustable

Le modèle de référence permet d’estimer les composantes $\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$ à partir de la mesure des tensions et des courants statoriques conformément à l’équation suivante :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left(v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left(v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (6.52)$$

Le modèle ajustable ne nécessite que la connaissance des composantes du courant et de la tension statoriques, il est défini par l'équation :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} - p\hat{\Omega} \hat{\phi}_{s\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} + p\hat{\Omega} \hat{\phi}_{s\alpha} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (6.53)$$

On remarque bien que le modèle de référence n'est pas lié à la pulsation rotorique, et donc à la vitesse. Par contre, le modèle ajustable contient l'information vitesse dans son expression.

B. Mécanisme d'adaptation

L'algorithme d'adaptation est choisi de façon à faire converger le modèle ajustable vers le modèle de référence en minimisant ainsi l'erreur et avoir la stabilité du modèle. Pour cela les paramètres de l'algorithme sont définis selon le critère dit d'hyper stabilité de Popov [Pop-73].

L'erreur entre les états des deux modèles peut être exprimée sous forme matricielle par :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (6.54)$$

Et à partir des équations, (6-52) et (6-53) sa dynamique est donnée par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -p\Omega \\ p\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} - (p\Omega - p\hat{\Omega}) \cdot \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (6.55)$$

L'équation (6-55) pouvant être également exprimée sous la forme condensée suivante :

$$\dot{\varepsilon} = A \cdot \varepsilon - w \quad (6.56)$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -p\Omega \\ p\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \text{ et } w = (p\Omega - p\hat{\Omega}) \cdot \hat{\phi}_r$$

Schauder propose une loi d'adaptation qui satisfait le critère de Popov. Elle est donnée par l'équation :

$$\hat{\Omega} = \frac{1}{p} \left[\partial_2(\varepsilon) + \int_0^t \partial_1(\varepsilon) dt \right] \quad (6.57)$$

Le critère de Popov exige la satisfaction de l'inégalité suivante :

$$\int_0^t \varepsilon^T W dt \geq -\gamma^2 \quad (6.58)$$

Où : γ est une constante positive.

En remplaçant ε et W par leurs valeurs, l'équation (6-58) devient [références]:

$$\int_0^t \left\{ \left[\varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{r\beta} - \varepsilon_\beta \hat{\phi}_{r\alpha} \right] \cdot \left[p\Omega - \partial_2(\varepsilon) + \int_0^t \partial_1(\varepsilon) dt \right] \right\} dt \geq -\gamma^2 \quad (6.59)$$

On peut résoudre l'équation (6-59) à l'aide de la relation suivante :

$$\int_0^t k \left(\frac{d}{dt} f(t) \right) f(t) dt \geq -\frac{1}{2} k f(0)^2 \quad (6.60)$$

L'utilisation de l'expression précédente permet d'obtenir les fonctions suivantes [références]:

$$\partial_1 = k_i \left(\varepsilon_\beta \hat{\phi}_{r\alpha} - \varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{r\beta} \right) = k_i \left(\phi_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} \right) \quad (6.61)$$

$$\partial_2 = k_p \left(\varepsilon_\beta \hat{\phi}_{r\alpha} - \varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{r\beta} \right) = k_p \left(\phi_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} \right) \quad (6.62)$$

En remplaçant les équations (6-61) et (6-62) dans l'équation (6-57), on obtient la vitesse estimée donnée par une loi d'adaptation. Elle est de type Proportionnel-Intégral et est obtenue pour assurer la convergence de $\hat{\Omega}$ vers Ω . Elle est exprimée par la relation suivante :

$$\hat{\Omega} = \frac{1}{p} \left[k_p \left(\phi_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} \right) + \int_0^t k_i \left(\phi_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} \right) dt \right] \quad (6.63)$$

Notre contribution consiste à remplacer Le deuxième estimateur "modèle ajustable" par un estimateur non linéaire par mode de glissement du flux rotorique $\hat{\phi}_{r\alpha}$ et $\hat{\phi}_{r\beta}$ développé dans la section (6.5.1), en raison de ses bonnes performances et de sa robustesse.

6.6 Structure de la DTC associée à la commande par mode glissant sans capteur de vitesse avec l'observateur hybride MRAS-mode glissant

Figure (6-12) montre la structure de la DTC associée au mode glissant sans capteur de vitesse, associé à l'observateur hybride MRAS-mode glissant.

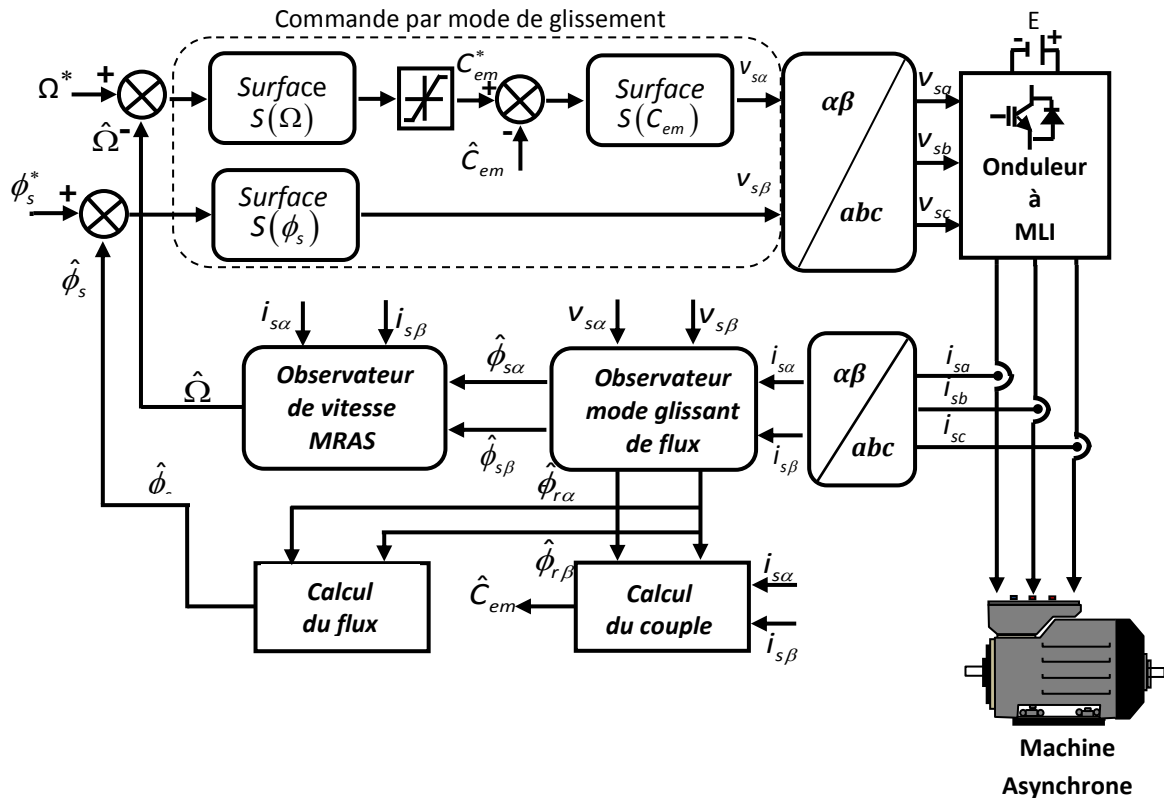


Figure (6-12) Schéma de principe de la commande directe du couple associée au mode glissant d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse avec l'observateur hybride MRAS-mode glissant.

A. Résultats de simulations de la commande directe du couple associée au mode glissant sans capteur de vitesse avec l'observateur hybride MRAS-Mode glissant

La structure de contrôle proposé a été testée sous différentes conditions de fonctionnement (les benchmarks 1 et 2), afin de valider les performances de l'observateur hybride MRAS-mode glissant proposé.

Figure (6-13) représente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la machine pour les deux benchmarks.

La figure (6-14) montre l'influence des variations des résistances sur l'erreur de poursuite et l'erreur d'estimation pour une variation de +30% des valeurs nominales de R_s et R_r .

Les figures (6-13) et (6-14) montre le comportement du système, à vitesse moyenne et à faible vitesse, pour les valeurs nominales des résistances statorique et rotorique. L'analyse des réponses de la machine montre un suivi de trajectoire parfait, des temps de réponses faibles en régime transitoires et un rejet des perturbationssatisfaisant. Mais on remarque un appel au courant immense au démarrage du contrôle. On remarque une excellente estimation de la vitesse et des flux, avec une bonne précision au passage par la vitesse nulle, avec une faible sensibilité aux perturbations exercés par la charge. Le test est effectué avec une augmentation des résistances de 30% par rapport à leur valeur nominale. Malgré cette variation, l'estimation reste précise, avec une réponse de la vitesse très peu affectée.

Les résultats de la simulation montrent que cette combinaison de commande et de techniques d'observations présente des performances très satisfaisantes.

Essais avec paramètres nominaux

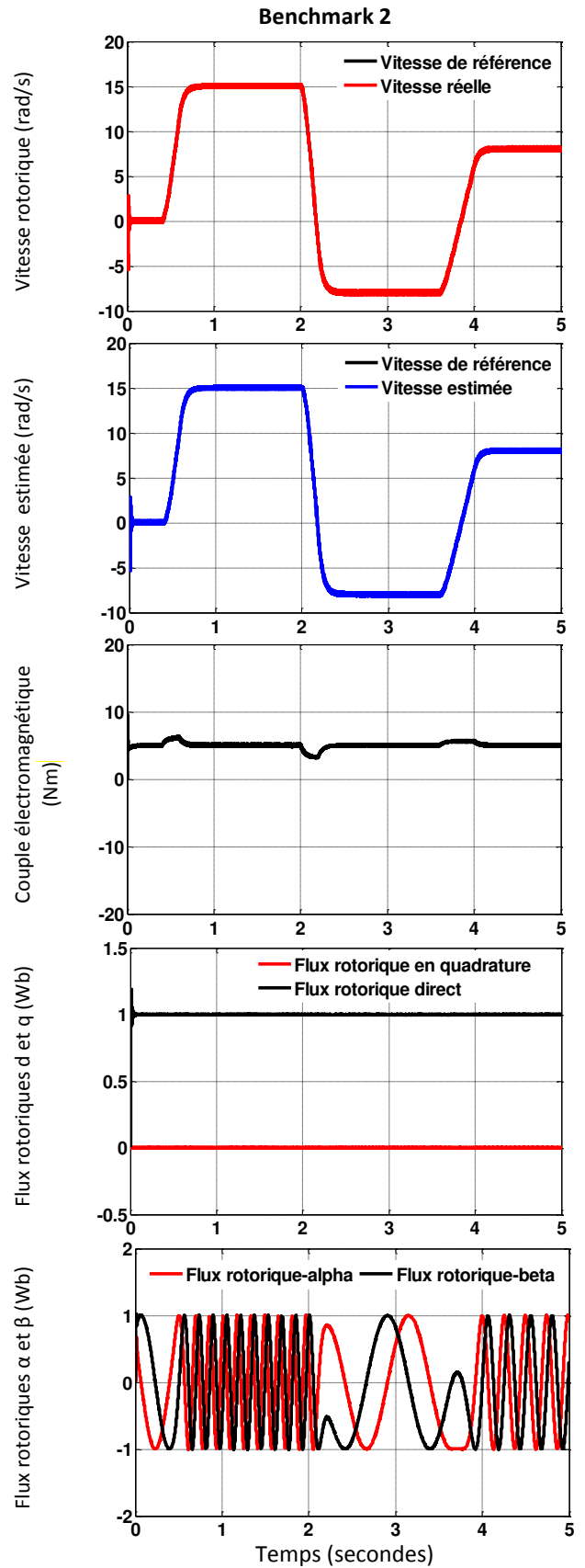
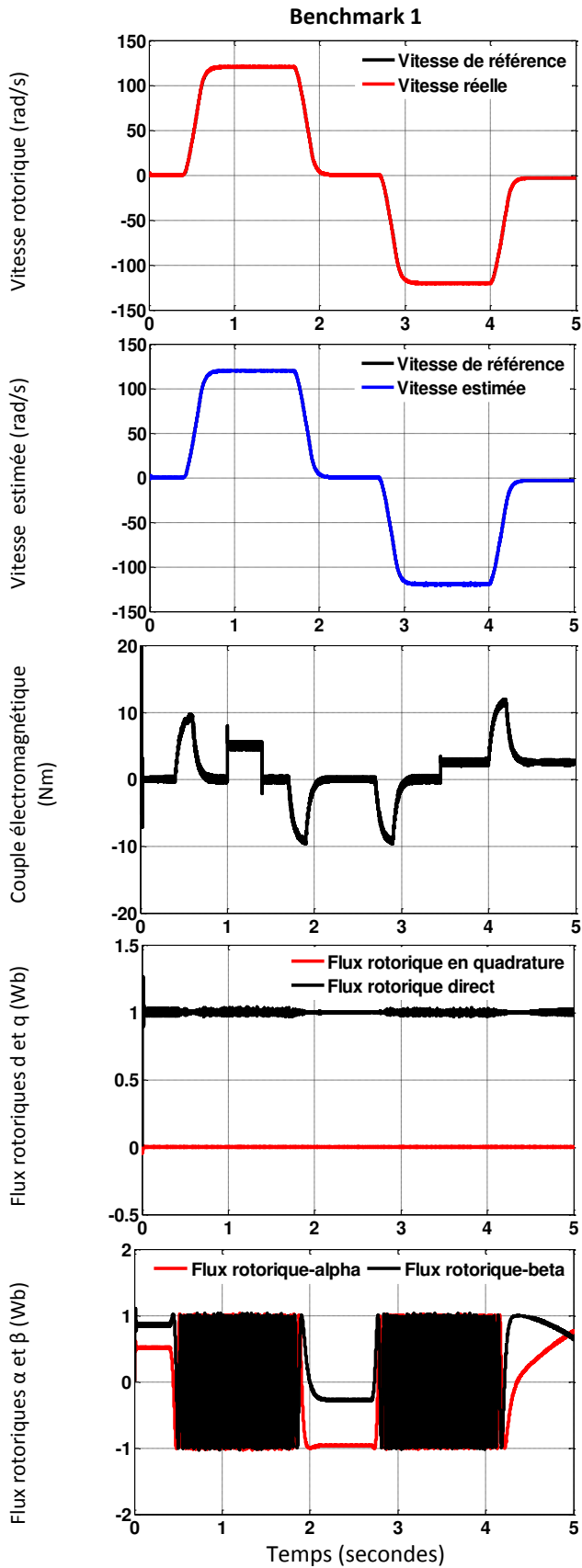


Figure (6-13) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la DTC associée au mode glissant sans capteur de vitesse avec l'observateur MRAS-mode glissant - Essai avec paramètres nominaux.

▪ Essais avec variations des résistances

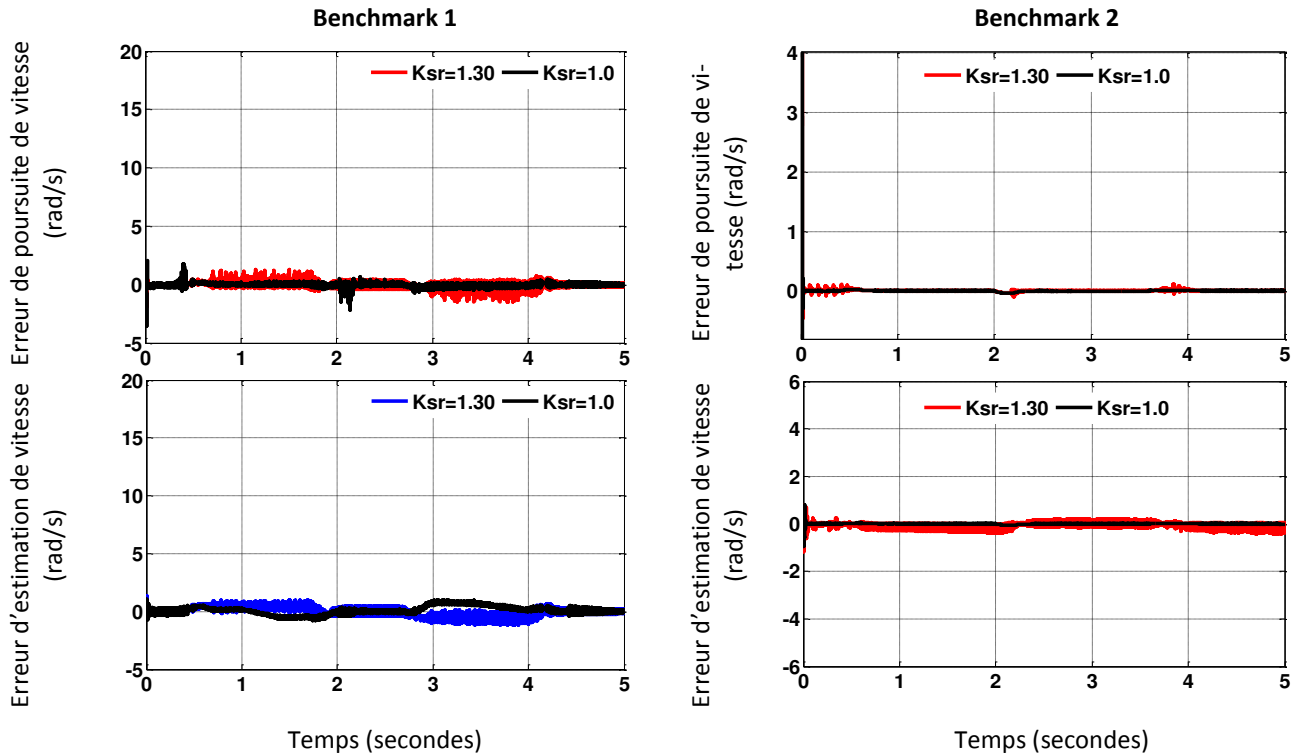


Figure (6-14) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de l'estimateur MRAS-mode glissant - Essais avec variations de +30% sur la valeur des résistances R_s et R_r .

Les valeurs des indices de performances IAE et ISE (annexe B) pour les deux Benchmarks de la machine sont exposées dans le tableau (6-3).

D'après ces valeurs, on observe que bien que le comportement en poursuite soit très satisfaisant, les performances de l'observateur MRAS-mode glissant sont légèrement meilleures que l'observateur adaptatif de Luenberger modifié pour les deux Benchmarks.

Profil	Variations des résistances $K_{sr} = R_s / R_{sn} = R_r / R_{rn}$	IAE(rad/s)	ISE(rad ² /s)
Benchmark 1	$K_{sr} = 1.00$	0.0304	0.7050
	$K_{sr} = 1.30$	0.0837	1.0214
Benchmark 2	$K_{sr} = 1.00$	0.2811	0.1647
	$K_{sr} = 1.30$	0.5946	0.2136

Tableau (6-3) Indices de performance de la commande directe du couple associée au mode glissant sans capteur mécanique avec observateur MRAS-mode glissant.

6.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé deux approches pour réaliser un système d'entraînement sans capteur de vitesse. Nous avons associé la commande directe du couple au mode glissant d'une machine asynchrone triphasé testées sous différentes conditions de fonctionnement suivant les profils des Benchmarks 1 et 2.

La première méthode proposée consiste à utiliser un observateur adaptatif du flux rotorique pour l'estimation de la vitesse rotorique. Cet observateur est basé sur un mécanisme d'adaptation comportant un contrôleur non linéaire basé sur l'algorithme du Super-Twisting. La deuxième méthode est une technique d'estimation hybride de sorte que le flux rotorique est estimé par l'usage d'un observateur non linéaire de type mode glissant. Ce flux servira ensuite à déterminer la loi d'adaptation de la vitesse par un estimateur utilisant un système adaptatif à modèle de référence (MRAS).

L'analyse des résultats obtenus montre la supériorité des deux approches. Cela permet d'obtenir une commande sans capteur avec un haut niveau de performance en termes de précision et de robustesse de l'estimation, sous différentes conditions de fonctionnement.

Chapitre 7 Validation expérimentale

Dans ce chapitre, nous présentons la validation expérimentale et la mise en oeuvre des algorithmes de commandes décrits dans le chapitre 3 et l'annexe A qui sont:

- La commande vectorielle indicerte par orientation de flux rotorique (IRFO) utilisant des correcteurs linéaires PI des courants statorique et un régulateur IP de vitesse.
- La commande vectorielle indicerte par orientation de flux rotorique (IRFO) utilisant des correcteurs linéaires PI des courants statorique et un régulateur non linéaire de type mode glissant pour la régulation de vitesse.

L'objectif étant de comparer le régulateur linéaire par rapport au régulateur non linéaire au niveau de la réponse en vitesse dans des conditions d'expérimentations réelles pour évaluer les techniques de commandes élaborées à base du modèle de la machine asynchrone avec pilotage vectoriel.

7.1 Outils de développement et plateforme expérimentale

Les algorithmes ont été programmés directement en langage C sans utiliser l'environnement Matlab/Simulink mais avec la librairie Real Time Library (RTlib) de dSPACE. Ceci dans le but d'optimiser le temps de calcul. Une plateforme d'essai expérimentale au niveau du LAT, «Laboratoire d'Automatique de Tlemcen» a été mise en place afin de permettre la validation et la mise en oeuvre des algorithmes de commande et d'observation.

Les essais expérimentaux ont été effectués sur une configuration équipée d'une machine asynchrone à rotor bobiné et d'une machine à courant continu servant comme charge variable.

Le banc d'essai de la commande de la machine asynchrone est illustré par la figure (A-1).



Figure (7-1) Banc d'essais MAS.

Le banc d'essai est composée de :

- Une machine triphasée asynchrone à bagues THRIG-ENCO de 1.5kW avec codeur incrémental 1024 pts/tr.
- Une machine à courant continu à excitation séparé / shunt ref. thrige-enco de 1.5kW.
- Un convertisseur d'électronique de puissance Semikron qui est composé d'un redresseur non commandé à diode et d'un onduleur à IGBT de 20 kVA.
- Une plate-forme dSPACE composée d'une solution mono carte DS1104.
- Un environnement de contrôle et d'acquisition dSPACE ControlDesk.
- Un autotransformateur TRT8A triphasé 0-450V, 8A, 6.235 kVA.
- Une interface de mesure des courants et des tensions, à base de modules LEM, conçue au laboratoire.

7.1.1 Partie mécanique

Cette partie est composée d'une machine triphasée asynchrone à bagues dont les caractéristiques sont données dans l'annexe C, d'un capteur de vitesse de type codeur incrémental 1024 pts/tr et d'une machine à courant continu couplé agissant comme charge. Voir figure (7-2).

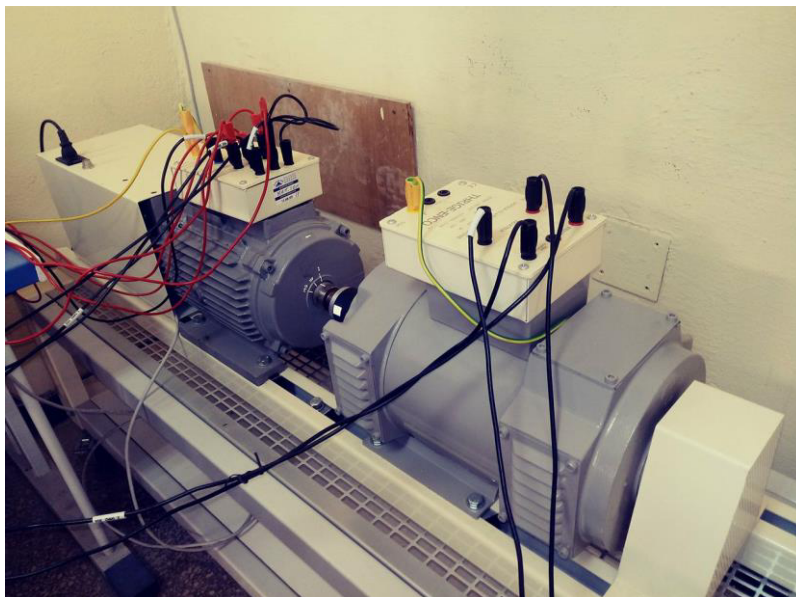


Figure (7-2) Partie mécanique.

7.1.2 Partie électronique de puissance

Le convertisseur statique utilisé dans l'essai expérimental est composé d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension. La tension continue alimentant l'onduleur provient de la tension triphasée générée par un autotransformateur permettant l'ajustement du niveau de tension sur le bus continu en sortie du pont redresseur à diodes. L'onduleur de tension comporte trois bras de pont, à IGBT et à diodes et un quatrième bras, souvent pour servir à la protection de la partie électronique de puissance des phases de freinage, voir figure (7-3).

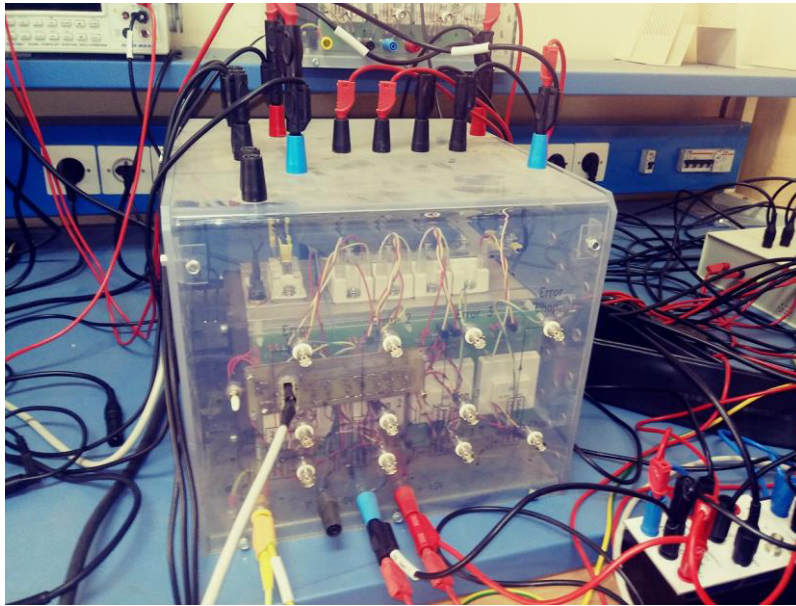


Figure (7-3) Onduleur de tension.

7.1.3 Partie mesure

La mesure de la position est effectuée à l'aide d'un codeur incrémental placé au bout de l'arbre de la machine asynchrone ayant une résolution de 1024 points par tour. La vitesse est déterminée à partir de la mesure de la position par une approximation numérique de la dérivée.

Pour la mesure des courants de lignes et les tensions de la machine nous avons utilisé deux sondes de courant à effet hall à compensation de flux pour la mesure des courants statoriques sur les deux phases et trois sondes de tension pour la mesure des tensions composées statoriques . Voir figure (7-4).

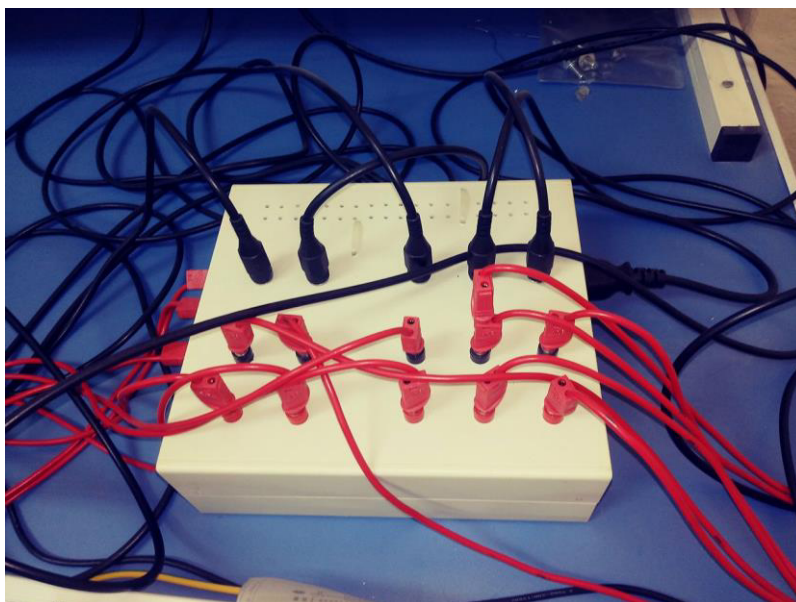


Figure (7-4) carte de mesure.

7.1.4 Partie carte DSPACE 1104

Les aspects numériques de la commande sont assurés par la carte Dspace 1104, depuis l'acquisition numérique des signaux d'entrées jusqu'aux signaux de sorties (MLI) de commande. Les signaux de commutations appliqués aux transistors sont générés, à partir des tensions de référence, par une carte interface graphique du control DESK spécialisée qui lie le convertisseur avec la carte Dspace 1104 intégrée dans l'ordinateur. Voir figure (7-5).

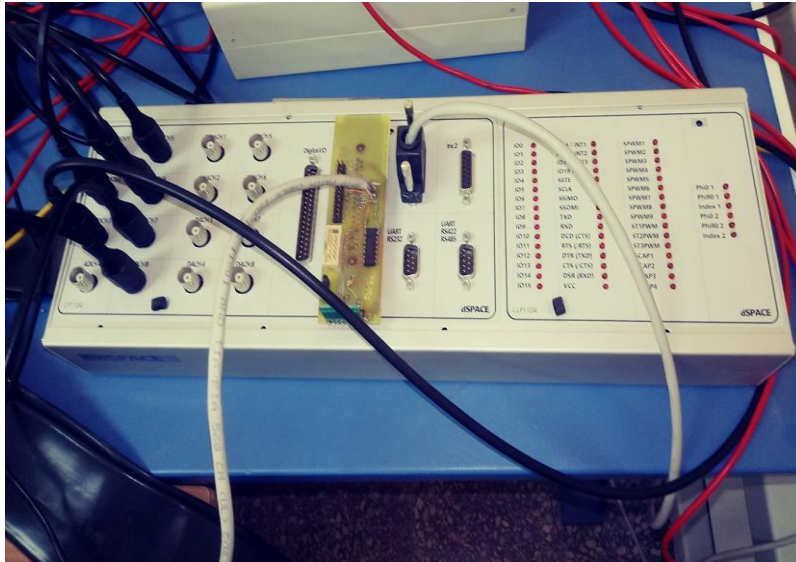


Figure (7-5) carte DSPACE 1104.

Les programmes, développés directement en langage C, sont implantés au sein de la carte Dspace. Cette carte est équipée d'un logiciel d'interface graphique Control DESK, représentée par la figure (7-6). Cette interface graphique permet l'implantation aisée des lois de commandes complexes sous forme de schémas blocs ou programmes en langage C, ainsi la visualisation en temps réel de toutes les variables de contrôle.

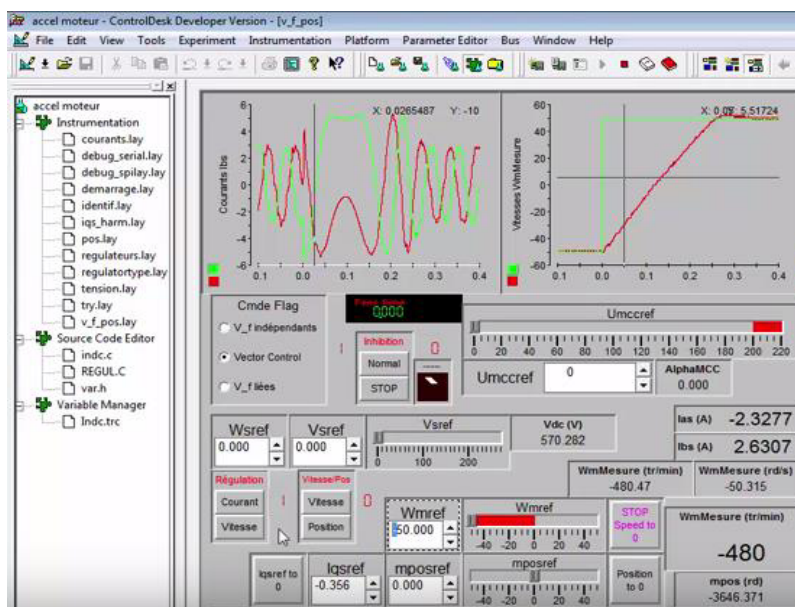


Figure (7-6) Interface graphique du control DESK.

7.2 Schéma de connexion de l'ensemble

La figure (7-7) représente le schéma de connexion de la carte 1104 avec les divers capteurs autour du banc expérimental et avec le convertisseur statique.

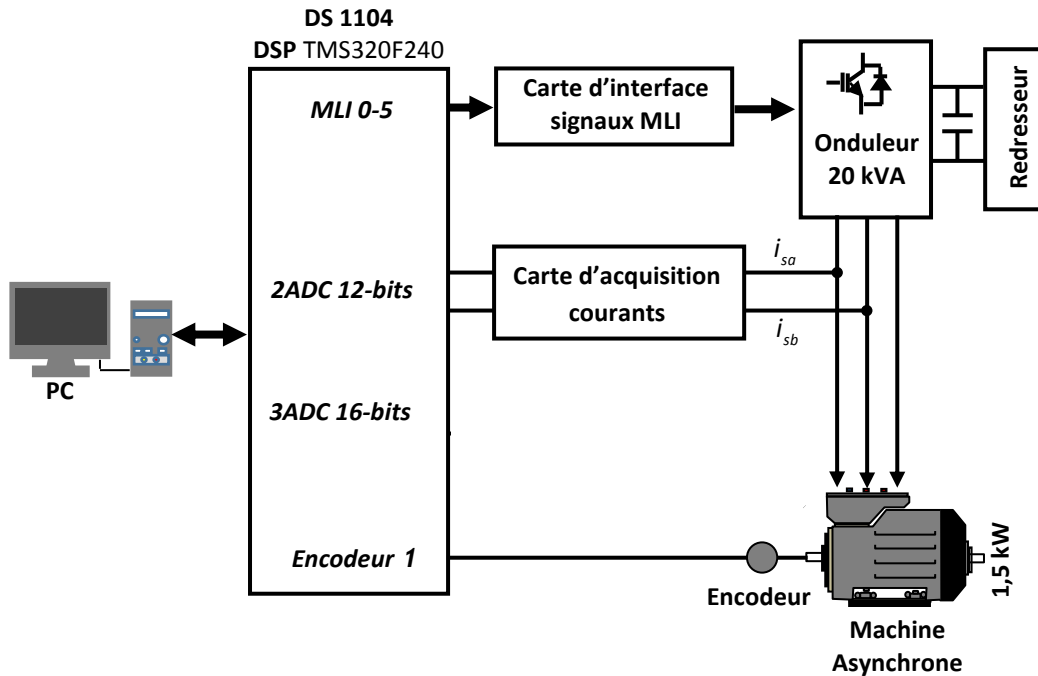


Figure (7-7) Schéma synoptique du banc expérimental.

7.3 La commande vectorielle indirecte avec un régulateur linéaire

Nous pouvons envisager le schéma de principe de régulation avec la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone par les régulateurs conventionnels dans la figure suivante :

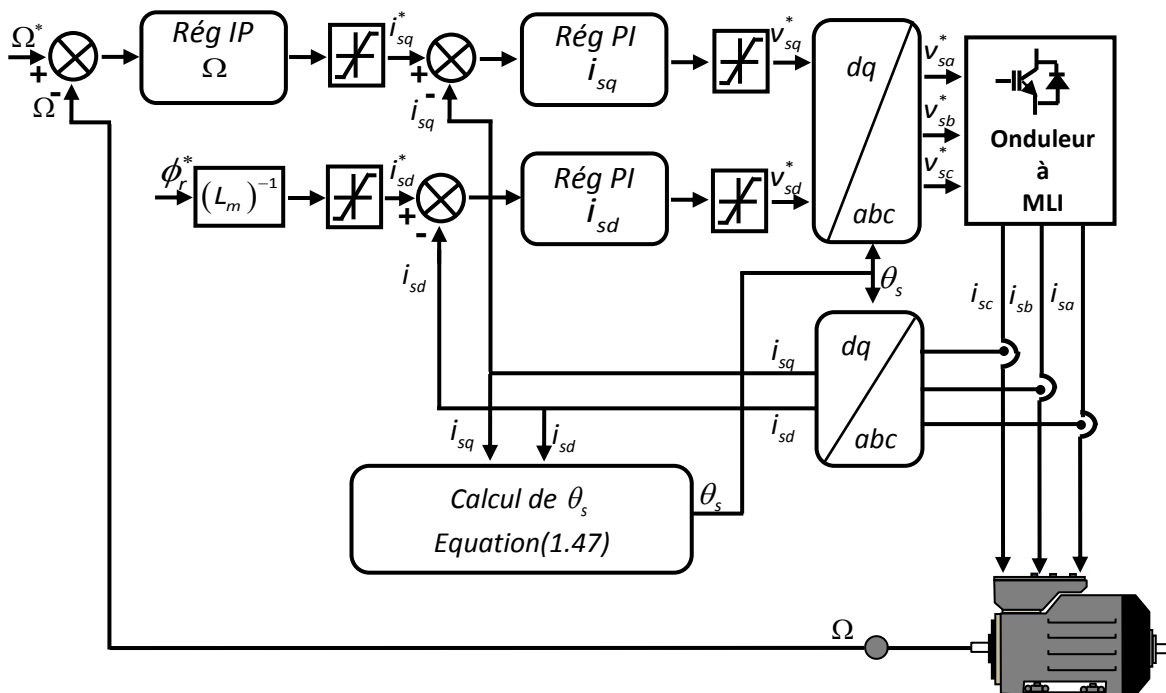


Figure (7-8) La structure de la commande vectorielle indirecte avec un régulateur linéaire IP de vitesse.

7.3.1 Régulation des courants

Partant des paramètres issus de l'identification de la machine, nous avons voulu mettre au point une méthode systématique de calcul des coefficients des régulateurs de la chaîne de commande pour ce type de contrôle [Bag-99].

Le système étant un système discret, les coefficients du régulateur équivalent dans un système continu ne correspondent pas directement à celui qu'il faut implanter dans les programmes de régulation.

Une des approches pour le dimensionnement des régulateurs des systèmes échantillonnés consiste à concevoir le régulateur en considérant le système comme continu, mais en y introduisant les retards inhérents à la régulation numérique, puis à calculer le régulateur équivalent discret.

Pour chacune des boucles de courant. Nous avons adopté classiquement un régulateur proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

La boucle de régulation du courant i_{sq} est représentée par la figure (7-9).

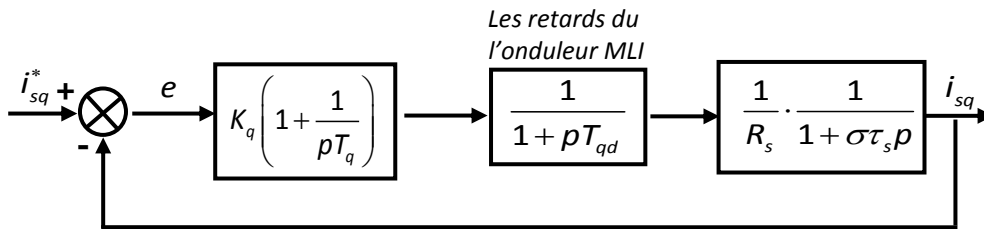


Figure (7-9) La boucle de régulation du courant i_{sq} , structure PI.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{oi} = K_q \frac{1 + pT_q}{pT_q} \cdot \frac{1}{1 + pT_{qd}} \cdot \frac{1/R_s}{1 + p\sigma\tau_s} \tag{7.1}$$

On dispose de deux degrés de liberté pour réguler le système. Nous avons choisi d'utiliser T_q afin d'éliminer le pôle le plus lent, puis calculer K_q selon le critère sur la réponse « harmoniquement plate ». Cela permet d'avoir une réponse rapide avec un minimum de dépassement et une bonne stabilité du système [Bag-99].

$$T_q = \sigma\tau_s \tag{7.2}$$

$$G_{oi} = \frac{K_q}{R_s} \cdot \frac{1}{p\sigma\tau_s(1 + pT_{qd})} \tag{7.3}$$

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$G_{fi} = \frac{K_q}{R_s\sigma\tau_sT_{qd}} \cdot \frac{1}{p^2 + 2p\left(\frac{1}{2T_{qd}} + \frac{K_q}{R_s\sigma\tau_sT_{qd}}\right)} = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2p\xi\omega_0 + \omega_0^2} \tag{7.4}$$

Avec :

$$\xi = \frac{1}{2} \left(\frac{R_s \sigma \tau_s}{K_q T_{qd}} \right)$$

$$\omega_0 = \left(\frac{K_q}{R_s \sigma \tau_s T_{qd}} \right)^{\frac{1}{2}}$$

La forme incrémentale du régulateur discret que nous retenons est :

$$y(k) - y(k-1) = K_p (e(k) - e(k-1)) + K_i e(k) \tag{7.5}$$

Avec :

$$K_p = K_q$$

$$K_i = \frac{K_q}{T_q}$$

Les meme valeurs de coefficients sont adoptées pour les deux boucles de courants.

7.3.2 Régulation de vitesse

Le schéma de régulation en cascade retenu nécessite, pour un bon fonctionnement, que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe [Bag-99].

Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant i_{sq} plutôt que par une action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) consitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant i_{sq}) [Bag-99].

Avec le régulteur *PI* de vitesse, il n'a pas été possible d'obtenir de bonnes performances à la fois pour l'asservissement de la vitesse (réponse par rapport à la consigne) et pour la régulation (réponse par rapport à la perturbation). Ceci nous a amené à prendre une structure *IP*, de plus au lieu de bloqier tout simplement l'intégrale dès que la sortie sature, il est intéressant d'observer la structure anti-saturation (anti-windup) [Bag-99].

Le shéma de cette boucle de régulation prend alors la forme représentée par la figure (7-10).

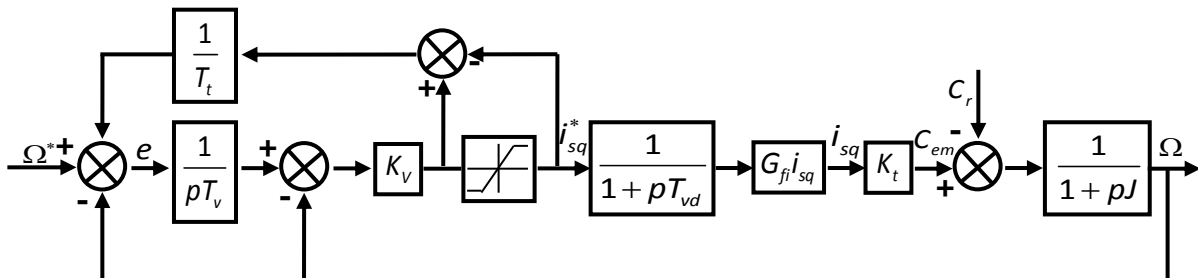


Figure (7-10) La boucle de régulation de la vitesse, structure *IP* anti saturation.

Avec :

K_v et T_v : coefficients du IP .

T_{vd} : délai dans la boucle de vitesse.

T_{vf} : délai introduit par le filtrage de la vitesse.

$$K_t = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \phi_r^* : \text{constante du couple électromagnétique.}$$

7.3.3 Résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IRFO) avec un régulateur IP anti-saturation de vitesse et deux régulateurs PI de courants sont présentés sur la figure (7-11).

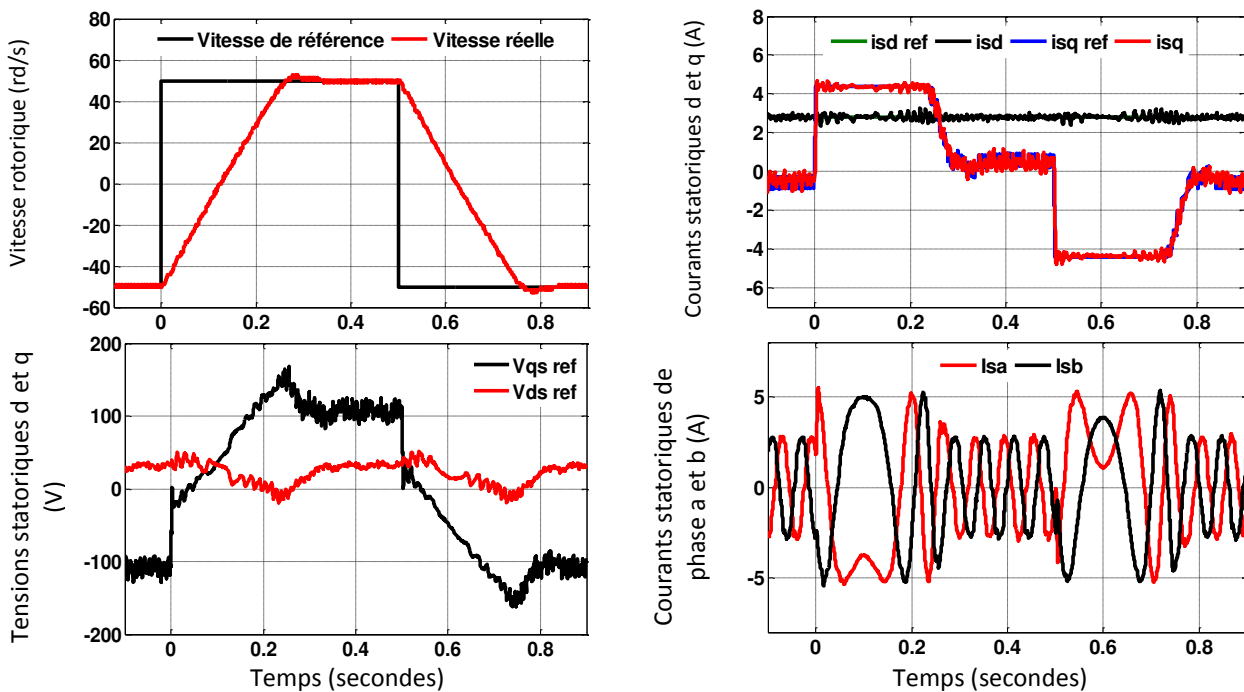


Figure (7-11) Régulation de vitesse avec un régulateur linéaire IP anti-saturation.

Après établissement du flux rotorique, nous imposons une vitesse de référence de -50 rd/s à 0 s puis d'une inversion de vitesse de 50 rd/s à $t=0.5$ s à vide. On observe sur un léger dépassement. Le courant i_{sq} suit parfaitement sa référence i_{sq}^* (sortie du régulateur de vitesse) durant tout l'essai. Une fois que la vitesse atteint la consigne, le régulateur de vitesse ne demande qu'un faible courant i_{sq} pour contrer les frottements. On voit également que le courant i_{sd} est très peu perturbé durant l'inversion de vitesse, ce qui prouve l'efficacité du contrôle vectoriel et donc le découplage. On remarque que la tension de référence v_{sq}^* prend l'allure de la vitesse en régime permanent du courant et que la tension de référence v_{sd}^* prend l'allure du courant statorique direct.

Remarque : Le fait qu'il y est un dépassement dans l'allure de la vitesse et une limitation dans le courant conduit une augmentation plus importante dans la tension (un emballement de la tension), le régulateur

de vitesse demande de l'énergie pour aller à la référence choisi à travers la boucle de courant qui est en saturation par contre la tension non saturée va continuer à augmenter jusqu'à la stabilisation de la réponse de vitesse sur la référence désirée.

7.4 La commande vectorielle indirecte avec avec un régulateur non linéaire

La figure (7-12) représente le schéma de contrôle vectoriel de la machine asynchrone avec une régulation de vitesse avec contrôleur non linéaire de type mode glissant et la régulation des deux courants i_{sd} et i_{sq} . Ces deux courants sont régulés par deux boucles de courants dont les sorties sont les tensions de références v_{sd}^* et v_{sq}^* dans le repère dq .

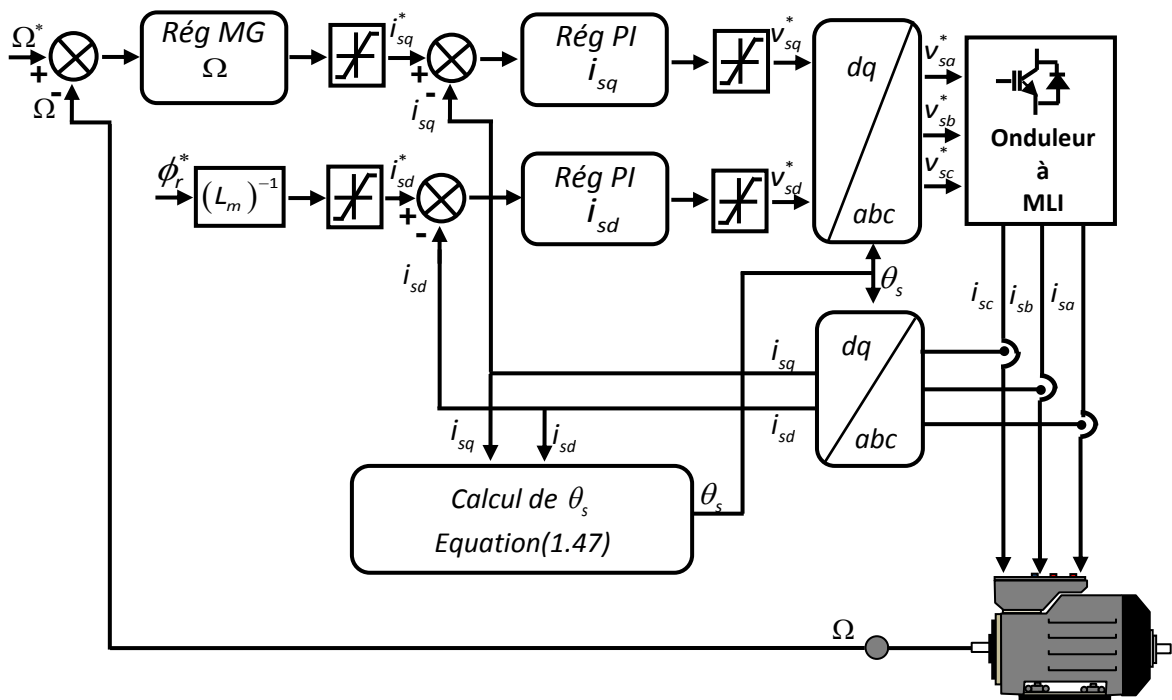


Figure (7-12) La structure de la commande vectorielle indirecte avec un régulateur non linéaire de vitesse.

7.4.1 Régulation de vitesse

La structure du régulateur de vitesse est basée sur la théorie du mode glissant, le but est pour obtenir une réponse rapide et même de réduire l'erreur statique de vitesse. En ignorant le frottement visqueux, l'équation du mouvement mécanique de la machine est la suivante :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} \tag{7.6}$$

La surface de glissement de vitesse est donnée par :

$$S = \Omega^* - \Omega \tag{7.7}$$

On choisit la dérivée de la surface comme suit :

$$\dot{S} = -K_1 \text{sign}(S) - K_2 S \tag{7.8}$$

La sortie du régulateur de vitesse est T_{em}^* , donc pour $S \cdot \dot{S} < 0$ la loi de contrôle de la structure est la suivante :

$$T_{em}^* = -K_1 \text{sign}(S) - K_2 (\Omega^* - \Omega) \tag{7.9}$$

7.4.2 Résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux de la IRFO par un régulateur mode glissant de vitesse et deux régulateurs *PI* des courants i_{sd} et i_{sq} sont présentés sur la figure (7-13).

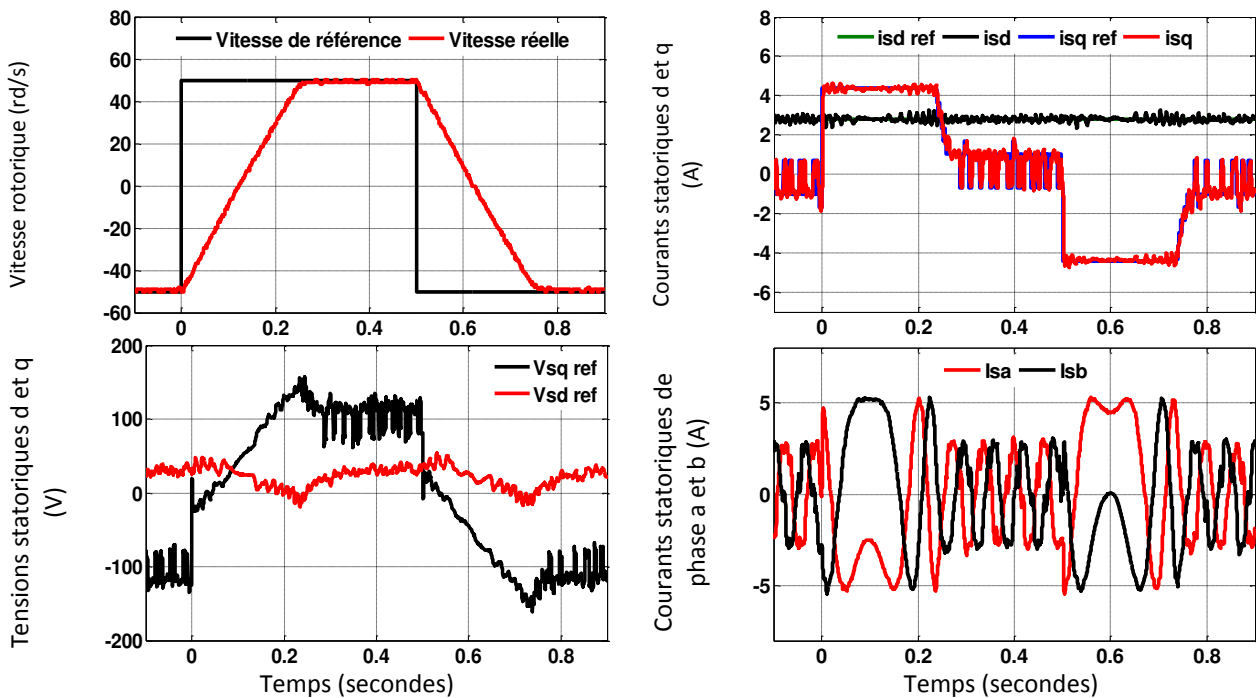


Figure (7-13) Régulation de vitesse avec un régulateur non linéaire par mode glissant.

On remarque que la vitesse suit parfaitement sa référence avec un temps de réponse très court. On peut dire qu'on a une amélioration de la performance (il n'y a pas de dépassement) en comparant avec les résultats du précédent essai (régulateur linéaire *IP*). Au moment de l'inversion du sens de rotation, on remarque une variation négligeable au niveau de la composante directe i_{sd} du courant statorique, donc on peut dire que le découplage est parfaitement réalisé. On remarque de petites ondulations hautes fréquences au niveau des réponses de vitesse et de la composante en quadrature i_{sq} du courant statorique et sa référence, ceci est dû au phénomène de broutement (chattering) intrinsèque à cette commande non linéaire.

7.5 Conclusion

Dans ce chapitre, les lois de commande linéaire et non linéaire ont été testées et validées expérimentalement. Les résultats obtenus ont montrés de bonnes performances dans des conditions de fonctionnement telles que l'application de la charge et et à l'inversion de la vitesse en restant dans le fonctionnement moteur. La régulation de vitesse par la commande par mode glissant offre une meilleure robustesse en performance et en stabilité, soit en régime transitoire ou permanent mais avec un inconvénient non négligeable lié à la présence du phénomène de broutement.

Conclusion générale et perspectives

1. Conclusion générale

Notre étude s'inscrit dans le domaine des entraînements à vitesse variable et se résume à l'observation et la commande non linéaire d'un actionneur électrique asynchrone triphasé alimenté en tension par un onduleur de tension à MLI sans capteur mécanique de vitesse.

Nos travaux dans le cadre de cette thèse ont eu pour but de synthétiser des lois de commande qui répondent aux objectifs suivants :

- Obtenir de bonnes performances dynamiques sur des plages de fonctionnement très larges (très basse vitesse et haute vitesse avec ou sans couple de charge).
- D'avoir une faible sensibilité aux variations des paramètres de la machine dans toutes les conditions de fonctionnement envisagées.
- Réduire le nombre de capteurs, parce que la présence d'un capteur mécanique de vitesse dans un système rend son installation complexe et entraîne un surcoût notamment de la maintenance.

Chaque loi de commande élaborée doit être validée sur le plan de simulation par deux benchmarks choisis de façon à répondre aux contraintes d'observabilité, prenant en compte aussi les problèmes de la machine asynchrone à très basse vitesse.

Dans un premier temps, après avoir défini le modèle de la machine dans le repère de Park lié au champ tournant (d, q) et lié au stator d'axes (α, β) , nous avons mené une étude sur les conditions d'observabilité de la machine asynchrone à partir d'un modèle dans le repère tournant lié au champ tournant. Cette étude nous a permis de conclure que si la vitesse est considérée comme une sortie mesurée alors la machine asynchrone est observable. Dans le cas où la mesure de la vitesse n'est pas disponible c'est-à-dire une commande sans capteur mécanique, l'étude de l'observabilité a montré que la machine asynchrone est inobservable à très basse vitesse en particulier lorsque la pulsation statorique est nulle et la vitesse est constante. A partir des résultats de l'étude d'observabilité deux benchmarks ont été définis. Ils mettent en exergue, des trajectoires prenant en compte non seulement les problèmes d'observabilité de la machine asynchrone à très basse vitesse ou à l'arrêt, mais également ceux liés aux variations des résistances et à l'influence du couple de charge.

Ensuite nous avons abordé la technique d'orientation du flux rotorique, dans le but de rendre le modèle de la machine asynchrone découplé et donc équivalent à celui de la machine à courant continu. Nous avons commencé par la régulation de la vitesse de la machine asynchrone avec commande vectorielle directe conventionnelle (régulateurs PI et IP). Cette commande linéaire classique est sensible aux perturbations externes et aux incertitudes dans le modèle de la machine notamment la résistance rotorique, pour pallier à ce problème, nous avons abordé des commandes non linéaires plus performantes et plus robustes.

La première technique, que nous avons abordée est la commande non linéaire par mode glissant. Ce choix est justifié par la simplicité de la conception d'une telle commande et de sa robustesse vis-à-vis

des variations paramétriques et de la variation de la charge. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis. Le problème principal de cette commande se traduit dans les oscillations de fréquence élevée qui peuvent exciter des dynamiques négligées lors de la modélisation et l'identification. Pour remédier à ce phénomène, on fait appel à une autre technique de commande qui est appelée la commande par mode glissant d'ordre supérieur. Elle est basée sur l'algorithme super twisting permettant de rendre plus robuste cette commande face aux variations paramétriques et réduire le phénomène de broutement (chattering).

L'algorithme de la commande par mode de glissement avec surface de commutation non linéaire a été synthétisé à partir du modèle avec orientation du flux rotorique. Les résultats de simulation ont montré que cette commande présente de hautes performances statiques et dynamiques mais ce réglage présente une légère sensibilité à les variations paramétriques. Cet effet est dû essentiellement à l'erreur sur l'estimation du flux rotorique. Afin de pallier à cet inconvénient, nous avons élaboré un réglage où l'orientation du flux rotorique est assurée grâce à l'utilisation d'un régulateur supplémentaire du flux rotorique. L'utilisation de ce réglage a donné de grandes performances, pour le suivi de consigne, le rejet de perturbation et la robustesse par rapport à la variation de la résistance rotorique de la machine asynchrone.

Pour la deuxième stratégie, nous avons traité la commande non linéaire par Backstepping appliquée à la machine asynchrone pour le modèle avec le pilotage vectoriel (sans régulation du flux rotorique en quadrature) et le modèle complet (avec régulation du flux rotorique en quadrature). On note que le réglage avec régulation du flux rotorique en quadrature par ces résultats a donné d'excellentes performances surtout quand la résistance rotorique est soumise à des variations. Cependant, le deuxième modèle est sensible aux incertitudes de paramètres du système. Pour rendre la commande robuste vis-à-vis de ces incertitudes, nous avons proposé pour la deuxième partie l'utilisation du Backstepping adaptatif. C'est le cas où la résistance rotorique et le couple de charge sont supposés inconnus. Cette technique a donné des résultats satisfaisants. Dans la troisième partie, dans but d'améliorer les performances des commandes non linéaires, nous avons introduit la commande hybride Backstepping-mode glissant avec pilotage vectoriel de la machine. Selon les résultats de simulation, on peut conclure que l'objectif de cette technique est atteint, en termes de performance et de robustesse.

La dernière technique est la commande directe du couple. La DTC a montré une simplicité d'implémentation, une robustesse contre les perturbations externes et contre la variation de la résistance rotorique contrairement à la commande vectorielle à flux rotorique orienté. Elle demeure toutefois sensible à la variation de la résistance statorique. Afin d'y remédier, nous avons présenté une méthode d'estimation de la résistance du stator pour compenser convenablement cette variation.

Par la suite, nous avons proposé des techniques d'amélioration de la DTC, par rapport à la maîtrise de la fréquence de commutation, les oscillations et les réponses du flux et du couple électromagnétique. Aussi, on utilise d'autres stratégies d'amélioration afin de respecter la simplicité de la DTC classique, à savoir des techniques non linéaires associées à la commande DTC et qui servent à remplacer les comparateurs classiques et la table de sélections des vecteurs tension, par un contrôleur mode glissant puis Backstepping. Ces deux derniers ont donné de meilleures performances que celles obtenues par les commandes présentées dans les chapitres antérieurs. Ce qui nous a conduit à utiliser cette commande dans le chapitre six de notre thèse (la commande sans capteur mécanique de vitesse).

Le sixième chapitre est consacré à la commande sans capteur où nous avons utilisé des capteurs logiciels pour l'estimation de la vitesse. Le premier estimateur c'est l'observateur adaptatif de Luenberger. Après

un bref rappel sur la classification et les notions générales des observateurs, nous avons exposé le principe de l'observateur adaptatif basé sur la modélisation dynamique de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β) . Une seconde version de cet observateur, tenant compte des variations des paramètres résistifs, est utilisée. Cette nouvelle approche, mettant en œuvre un observateur hybride basé sur un mécanisme d'adaptation intégrant un algorithme de super twisting. Le deuxième estimateur utilisant un système adaptatif à modèle de référence. Notre contribution consiste à proposer une nouvelle approche hybride de cet estimateur MRAS. Cette technique est basée sur la combinaison du mode glissant à la technique MRAS, où le flux rotorique est estimé par un estimateur mode glissant et la vitesse est estimée par l'estimateur MRAS. L'objectif de ces contributions est d'améliorer la précision et la convergence de l'estimation de vitesse, ainsi que la robustesse de celle-ci vis-à-vis des variations de paramètres de la machine. Des tests de simulation numérique ont été effectués sur les profils des Benchmarks 1 et 2, afin de confirmer la faisabilité des approches utilisées et d'en valider les performances.

Le dernier chapitre est consacré à la validation expérimentale des techniques de commande linéaire et non linéaire avec une étude comparative de leurs performances.

2. Perspectives pour de futurs travaux

En ce qui concerne la poursuite de ce travail et les perspectives envisagées guise d'activités pour de futurs travaux dans cette thématique, nous proposons les études suivantes :

- La validation expérimentale des technique de commande et d'observation étudiées en simulation numérique lors d'une implémentation matérielle en temps réel, celle-ci étant la seule alternative permettant de mettre en évidence les lacunes de la modélisation mathématique de la machine asynchrone et les imperfections du convertisseurs statique qui lui est associé.
- L'utilisation des méthodes d'optimisation des coefficients de réglages des différents régulateurs.
- L'utilisation de ce système dans une application réelle, tels que la motorisation d'un véhicule électrique.

Références bibliographiques

- [Agr-07] Y. Agrebi, «Rotor Speed Estimation for Indirect Stator Flux Oriented Induction Motor DrivBased on MRAS Scheme», *Journal of Electrical Systems*, Vol. 3, No. 3, pp. 131-143, 2007.
- [Ala-09] S. Alahakoon, «Digital Control Techniques for Sensorless Electrical Drives», VDM Verlag, 2009.
- [Alr-04] I.Al-rouh, «Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone», thèse de doctorat, université Henry Poincaré, Nancy-I, 2004.
- [Ame-05] A. Ameer, «commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine Synchrone à Aimants permanents Dotée d'un Observateur d'ordre complet à Mode Glissant», Thèse Magister, Université de Batna, 2005.
- [Amm-17] A. Ammar, «Amélioration des Performances de la Commande Directe de Couple (DTC) de La Machine Asynchrone par des Techniques Non-Linéaires», thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra, Algérie, 2017.
- [Ano-59] D.V. Anosov, «On stability of Equilibrium Points of Relay Systems», *Automation and Remote Control*, Vol. 2, pp. 135-149, 1959.
- [Aze-11] C.Azeddine, «Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans captures de vitesse», mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie.2011.
- [Bag-99] L.BAGHLI, «Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques», thèse de doctorat, université Henry Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [Bai-98] I.C. Baik, K.H. Kim, and M. Yam, «Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using adaptive and sliding mode control techniques», In *Proc. Of IEE Electric Power Applications*, vol. 145, no. 4, pp. 369-376, 1998.
- [Ban-09] B. Bandyopadhyay, F. Deepak, K-S. Kim, «Sliding Mode Control using Novel Sliding Surfaces», Springer-Verlag Berlin and Heidelberg, 2009.
- [Bar-03] G. Bartolini, A. Pisano, E. Punta, and E. Usai, «A survery of applications of second order sliding mode control to mechanical systems», *International Journal of Control*, vol. 76, no. 9, pp. 875–892, 2003.
- [Bar-82] P. Barret, «Régimes transitoires des machines tournantes électriques», Edition Eyrolles, 1982.
- [Bar-87] P.Barret, «Régimes transitoires des machines tournantes électriques», Edition Eyrolles, Paris, 1987.
- [Bar-98] G. Bartolini, A. Ferrara, and E. Usai, «Chattering avoidance by secondorder sliding mode control», *IEEE Trans. Autom. Control*, vol.43, no.2, pp.241-246, 1998.
- [Bas- 01] P.S.Bastiani, «Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur-machine alternative : Application à la traction électrique», Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquees de Lyon, 23 Février 2001.

- [Bel-10] B. Beltran, «Contribution à la Commande Robuste des Eoliennes à Base de Génératrices Asynchrones Double Alimentation : Du Mode Glissant Classique au Mode Glissant d'Ordre Supérieur», Thèse de doctorat en Engineering Sciences, Université de Bretagne occidentale - Brest, France, 2010.
- [Ben-00] A. Benaskeur, «Aspects de l'application du Backstepping adaptatif à la commande des Systèmes non linéaires», Ph.D, Université Laval, Québec, 2000.
- [Ben-08] A. Benzaïoua, M. Ouhrouche, A. Merabet, «Predictive Direct Torque Control for Induction Motor Drive», CISA'08 the First Mediterranean Conference on Intelligent Systems and Automation, Annaba, Algeria, June 30-July 2, 2008.
- [Ben-09] K. Benmansour, «Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires série : approche hybride», Thèse Doctorat, Université de Cergy pontoise, France, 2009.
- [Bes-96] G. Besançon, «Contributions à l'étude et à l'Observation des Systèmes Non Linéaires avec recours au Calcul Formel», thèse de doctorat, 1996.
- [Bla-72] F. Blaschke, «The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines», Siemens Rev., No. 39, pp. 217–220, 1972.
- [Boi-03] Boiko, «Frequency domain analysis of fast and slow motions in sliding modes», Asian Journal of Control, vol. 5, no. 4, pp. 445–453, 2003.
- [Bol-02] I. Boldea, S.A. Nasar, «The Induction Machine Handbook», CRC Press 2002.
- [Bos-01] B.K. Bose, «Modern Power Electronics and AC Drives», Prentice-Hall International Editions, 2001.
- [Bou-98] F. Boudjema, A. Benchaib and A. Rachid, «Backstepping approach for nonlinear Slidingmode Control of an induction motor», International Journal ELECTROMOTION Vol.5, N°1, Roumania, January-March 1998.
- [Bou-07] A. Boumediene, «Recherche et développement de nouvelles approches de commande d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension», Thèse de doctorat d'état, Ecole nationale polytechnique, Alger, Algérie 2007.
- [Bou-10] M. Bounadja, «Contribution à la Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone pour l'Alternodémarreur Intégré», thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, Algérie, 2010.
- [Bou-14] O. Boughazi, A. Boumediene, H. Glaoui, «Sliding Mode Backstepping of induction Motor», international journal of power Electronics and drive system, Vol. 4, No. 4, December 2014.
- [Bou-16] O. Boughazi, «Contribution à la commande non linéaire de la machine asynchrone alimentée en tension», Thèse de doctorat, Université Tahri Mohamed, Béchar, 2016.
- [Büh-86] H. Bühler, «Réglage par mode de glissement», Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Première Edition, Lausanne, Suisse, 1986.
- [Buj-97] G. Buja, D. Casadei, G. Serra, «Direct torque control of induction motor drives», Proceedings of The IEEE International Symposium, Issue, Vol.1, pp. Tu2 - Tu8, Jul. 1997.
- [Can-00] C. Canudas de Wit, «Commande des moteurs asynchrone, Modélisation contrôle vectoriel et DTC», Edition Hermès Sciences, Lavoisier, Vol. 1, Paris 2000.

- [Car-95] J. P. Caron, J. P. Hautier, «Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone», Edition Technip-Paris, 1995.
- [Cas-01] D. Casadei, S.Giovanni, A.Tani, «Steady-State and Transient Performance Evaluation of a DTC Scheme in the Low Speed Range», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, N°. 6, Nov. 2001
- [Cas-02] D.Casadei, F.Profumo, G.Serra, A.Tani, «FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control», Power electronics, IEEE Transactions, Vol.17, issue.5, pp. 779 – 787, Sep 2002.
- [Can-00] C.Canudas de Wit, «Commande des moteurs asynchrones 2, optimisation, discrétisation et observateurs», Edition Hermes Science Europe 2000.
- [Cha-90] J. Chatelain, «Machines Electriques», Presses Polytechniques Romandes, 1990.
- [Cha-93] T.Y. Chang, C.M. Hong, and C.T. Pan, «A no chattering discrete-time sliding mode controller for field acceleration method induction motor drives», PESC 24th Annual IEEE Power Elect. Conference, Seattle, pp.1158-1164, 1993.
- [Cha-96] C. C. Chan, H. Q. Wang, «New scheme of sliding mode control for high performance induction motor drives», IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 143, No, 03, pp.177–185, 1996.
- [Cha-12] S. Challa, R.N. Ravisankar, «An Artificial-Intelligence Based Induction Motor Speed Control and Estimation using Conventional MRAS with Dynamic Reference Modal», Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol. 1, No. 2, pp. 15-21, May-June 2012.
- [Che-01] H.Chennoufi, «Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant», mémoire d'ingénieur en électrotechnique, université de Batna 2001.
- [Che-11] A. Chebbi, «Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse», Mémoire de Magister, Université de Batna, 2011.
- [Con-99] G. Conte, C.H Moog and A.M. Perdon, «Nonlinear Control System-An Algebraic Setting», Springer-Verlag, London, 1999.
- [DeC-88] R. A. De Carlo, S. H. Zak, G. P. Mathiew, «Variable structure control of nonlinear multivariable systems», Proc. of IEEE, Vol, 76, No.03, pp. 409–415, 1988.
- [Dep-88] M. Depenbrock, «Direct Self-Control (DSC) of inverter-fed induction Machine», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, N°. 2, October 1988.
- [Det-10] S.Detian, «Sliding Mode Direct Torque Control of Induction Motor with Robust Stator Flux Observer», International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, pp. 348 – 351, May 2010.
- [Dig-10] S. Digenaro, J. Rivera, B. Castillo-Toledo, «Super-twisting sensorless control of permanent magnet synchronous motors», IEEE CDC Conf., Dec. 2010, pp. 4018-4023.
- [Djo-04] H.Djoudi «Elaboration d'un contrôleur de traction par mode glissant», Mémoire de fin d'étude d'ingénieur, Batna, 2004.
- [Dot-88] Y. Dote, «Application of modern control techniques to motors control», Proc. of the IEEE, Vol, 76, No. 04, pp. 438–454, 1988.
- [Dra-92] S. Drakunov, V. Utkin, «Sliding mode control in dynamic systems», Int. J. of Cont., Vol. 55, No. 04, pp. 1029–1037, 1992.

- [Duf-07] C.Dufour, T.Ishikawa, S.Abourida, J.Bélangier, «Modern Hardware-In-the-Loop Simulation Technology for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles», Vehicle Power and Propulsion Conference, IEEE, Sept 9-12. 2007.
- [Dyb-09] M. Dybkowski, T. Orłowska-Kowalska, «Self-Tuning Adaptive Sensorless Induction Motor Drive with the Stator Current-based MRAS Speed Estimator», EUROCON '09. IEEE, pp.804-810, Saint-Petersburg, Russia, 2009.
- [Edw-06] C. Edwards, E.F. Colet, L.M. Fridman, «Advances in Variable Structure and Sliding Mode Control», Springer-Verlag Berlin and Heidelberg, May 2006.
- [Eme-63] S.V. Emelyanov, «On Peculiarities of Variables Structure Control Systems with discontinuous Switching Functions», Doklady ANSSR, Vol. 153, pp. 776-778, 1963.
- [Eme-67] S.V. Emelyanov, «Variable Structure Control Systems», Moscow, Nauka, 1967.
- [Eme-93] S.V. Emelyanov, S.K. Korovin, and A. Levant, «Higher-order sliding modes in control systems», Differential Equations, vol.29, no.11, pp.1627-1647, 1993.
- [Ezz-11] M. Ezzine, «Observation et commande des systèmes linéaires dans les domaines temporel et fréquentiel», Université Henri Poincaré, Nancy, France, 2011.
- [Flo-00] T. Floquet, «Contribution à la commande par modes glissants d'ordre supérieur», These de Doctorat, Université des sciences et technologies, Lille (France), 2000.
- [Fos-96] A. J. Fossard, «Commande à structure variable», Edition Masson, 1996.
- [Fri-01] Levant, «Siding order and sliding accuracy in sliding mode control», International Journal of Control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [Gao-93] W. Gao, J. C. Hung, «Variable structure control system», IEEE Trans. on Ind. Electron., Vol. 40, No. 01, pp. 45–55, 1993.
- [Gay-96] A. Gayed, «Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents», Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 1996.
- [Gen-00] A. Genon, W. Legros, «Machines électriques», Hermes-Lavoisier, 2000.
- [Ger-00] A.GeronandW.Legros. «Machines électriques», Hermes Sciences Publications, Paris, hermes sciences europeedition, Juin 2000.
- [Gha-05] M. Ghanes, «Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique», Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Nantes et de l'Université de Nantes, France, soutenue publiquement le 03-11-2005. ersitée de Caen, France, 2012.
- [Gho-05] J. Ghouili, «Commande sans capteur d'une machine asynchrone avec estimation de la vitesse par réseaux de neurones», Thèse de Doctorat, Université du Quebec-Trois Rivières, 2005.
- [Gir-12] D. Giribabu, S.P. Srivastava, M.K. Pathak, «Rotor Flux based MRAS for Sensorless Operation of Three Level Inverter Fed Induction Motor», Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS), 2012 IEEE Students, pp. 1-4, March 1-2, 2012.
- [Gou-04] R.GOURI, «Commande par mode flou glissant et par backstepping de la machine asynchrone», magister en physique énergétique, Bechar, 2004.
- [Gre-97] G. Grellet, G. Clerc, «Actionneurs électriques», Edition Eyrolles, 1997.

- [Gue-14] L. Guessas, «BacksteppingBackstepping adaptatif pour le contrôle la poursuite et la synchronisation des systèmes dynamiques non linéaires chaotiques», Thèse de Doctorat en sciences, Université de Ferhat Abbas, Sétif, 2014.
- [Hab-92] T.G.Habetler, F.Profumo, M.Pastorelli, L.M.Tolbert, «Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation», Industry Applications, IEEE Transactions on Publication, Vol.28, Issue.5, Sep/Oct 1992.
- [Ham-03] M.HAMATA OMAR, «Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation», Mémoire d'ingénieur, université de Batna, 2003.
- [Ham-09] M. O. Hamiti, «Réduction des Ondulations de Couple d'une Machine Synchrone à Réluctance Variable Approches par la Structure et par la Commande», thèse de Doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, Juin 2009.
- [Haq-01] M. E. Haque and M. F. Rahman, «Influence of Stator Resistance Variation on Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Performance and Its Compensation», IEEE Industry Application Society Annual Meeting, Chicago, USA, vol. 4, pp. 2563 -2569, 2001.
- [Har-85] F. Harashima, H. Hashimoto, S. Kondo, «MOSFET converter fed position servo system with sliding mode control», IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 32, No. 03, pp. 238–244, 1985.
- [Has-86] H. Hashimoto, K. Maruyama, Y. Arai, F. Harashima, «Practical realisation of VSS controllers for robotic arm», Proc. of the IEEE–IECON Conf., 1986, pp. 34–40.
- [Has-88] H. Hashimoto, H. Yamamoto, S. Yanagizawa, F. Harashima, «Brushless servo motor control using variable structure approach», IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 24, No. 01, pp. 160–170, 1988.
- [Has-15] A.A.Hassan, «Direct Torque Control of an Induction Motor Drive Integrated with Sliding Mode Control and Space Vector Modulation», Engineering and Technology.Vol. 2, No. 3, pp. 159-165, 2015.
- [Her-77] R.Herman and A.J. Krener, «Nonlinear controllability and observability», IEEE Trans. on Automatic Control, vol.22, pp.728-740, 1997.
- [Hoa-99] L.H.Hoang, «Comparison of field-oriented control and direct torque control for induction motor drives», Industry Applications Conference. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting of the IEEE. Vol. 2, pp.1245-1245, 1999.
- [Hof-98] H.Hofmann, Seth R. Sanders, «Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two-Time-Scale Approach», IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 34, No. 1, January/February 1998.
- [Hor-15] M. Horch, A. Boumediene, L. Baghli, «Backstepping approach for nonlinear super twisting sliding mode control of an induction motor», 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology, CEIT'2015,Tlemcen, Algeria, 25-27 May 2015.
- [Hor-16] M. Horch, A.Boumediene, L.Baghli, «Nonlinear Integral Backstepping Control for Induction Motor drive with Adaptive Speed Observer using SuperTwisting Strategy», Electrotehnica, Electronica, Automatica, vol. 64nr. 1, 2016.
- [Hua-94] L. Huang, Y. Tadakoro, K. Matsuse, «Deadbeat Flux Level Control of Direct Field Oriented High Horsepower Motor Using Adaptive Rotor Flux Observer», IEEE Transactions on industry Applications, Vol. 30, pp. 954-962, July-August 1994.

- [Hua-99] Hualin Tan and Jie Chang, «Adaptive Backstepping control of Induction Motor with Uncertainties», Control and Power Technology Rockwell Science Center 1049 Camino Dos Rios Thousand Oaks, CA 91360, IEEE, 1999.
- [Hug-05] A. Hughes, «Electric Motors and Drives Fundamentals, Types and Applications», Newnes, 2005.
- [Hun-93] J. Y. Hung, W. Gao, J.C. Hung, «Variable structure control: A Survey», IEEE Trans. on Ind. Electron. Vol. 40, No. 01, pp. 2–22, 1993.
- [Iba-04] S. Ibarra-Rojas, J. Moreno, G. Espinosa-Pérez, «Global Observability Analysis of Sensorless Induction Motor», Automatica, Vol. 40, Issue. 6, pp. 1079-1085, June 2004.
- [Idr-00] N.R.N. Idris, A.H.M. Yatim, «Reduced Torque Ripple and Constant Torque Switching Frequency Strategy for Direct Torque Control of Induction Machine», Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE 2000.
- [Isi-95] A. Isidori, «Nonlinear control systems», 3rd Edition, Springer Verlag, 1995.
- [Kam-04] C.KAMEL, «Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone», Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila 2004.
- [Kan-91] I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic and A. S. Morse, «Systematic Design of Adaptive Controllers for Feedback Linearizable Systems», IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 36, Issue 11, pp. 1241-1253, November 1991.
- [Kan-01] J.Kang, J, SK.Sul, «Analysis and prediction of inverter switching frequency in direct torque control of induction machine based on hysteresis bands and machine parameters», IEEE Transactions on Industrial Electronics, IE-48, 545-553, 2001.
- [Kra-86] J. P. Krause, «analysis of electric machinery», MacGraw-Hill Edition, 1986.
- [Kar-99] A. Karboua, «Commande et observateurs par mode de glissement : Application à une machine asynchrone alimentée en tension», Thèse de Magister, ENP Alger, 1999.
- [Kec-12] A.Kechich, B.Mazari, «Application to Adaptive Backstepping for Permanent Magnet Synchronous Machine», Electrotehnica, Electronica, Automatica, vol. 60,nr. 1, 2012.
- [Key-10] H. Keyuan, Z. Ying, H. Shoudao, X. Lei, «A MRAS Method for Sensorless Vector Control of Induction Motor based on Instantaneous Reactive Power», International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS'2010), pp. 1396-1400, Japan, October2010.
- [Kos-79] M. Kostenko, L. Piotrovski, «Machines électriques», Tome 2, Troisiemeedition, traduit du russe, Editions Mir, Moscou, 1979.
- [Kra-86] J. P. Krause, «analysis of electric machinery», MacGraw-Hill Edition, 19860
- [Kub-93] H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano, «DSP-based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 2, pp. 344-348, April 1993.
- [Kub-94] H. Kubota, K. Matsuse, «Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 5, pp. 1219-1224, September-October 1994.
- [Kum-04] A.Kumar, B.G.Fernandes, K.Chatterjee, «Direct Torque Control of Three Phase Induction Motor Using SVPWM With-out Sector and Angle Determination», EPE-PEMC, Paper No. A-71121, 2004.

- [Kyo-07] L.Kyo-Beum, F.Blaabjerg, «An improved dtc-svm method for sensorless matrix converter drives using over-modulation strategy and a simple nonlinearity compensation», IEEE Transactions on Industrial Electronics, IE-54(6), 3155-3166, 2007.
- [Laa-12] G.Laarem, «BacksteppingBackstepping adaptatif pour le contrôle la poursuite et la synchronisation des systèmes dynamiques non linéaires chaotiques», Thèse de Doctorat, Sétif, 2012.
- [Lao-06] A. Laoufi, A. Hazzab, I. K. Bousserhane, M. Rahli, «Direct Field-Oriented Control using Backstepping Technique for Induction Motor Speed Control», International Journal of Applied Engineering Research, Vol.1 No.1, pp. 37-50,2006.
- [Lap-07] B. Laporte, «Machines électriques tournantes : Conception, dimensionnement, fonctionnement», 2eme Edition, Editions Eyrolles-Ellipses, 2007.
- [Las-13] C.Lascu, I.Boldea, F. Blaabjerg, «Super-Twisting Sliding Mode Control of Torque and Flux in Permanent Magnet Synchronous Machine Drives», Industrial Electronics Society, IECON 2013-39 th Annual Conference of the IEEE, pp. 3171–3176, 10-13 Nov. 2013.
- [Led-09] R. Le Doeuff, M. El Hadi Zaïm, «Machines électriques tournantes : De la modélisation matricielle à la mise en oeuvre», Hermès-Lavoisier, 2009.
- [Lev-93] Levant, «Siding order and sliding accuracy in sliding mode control» International Journal of Control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [Lev-05] A. Levant, «Homogeneity approach to high-order sliding mode design», Automatica vol.41, pp.823-830, 2005.
- [Mai-07] S. Maiti, C. Chakraborty, S. Sengupta, «Adaptive Estimation of Speed and Rotor Time Constant for the Vector Controlled Induction Motor Drive Using Reactive Power», 33rd Annual Conference of the IEEE, Industrial Electronics Society, 2007 (IECON 2007), pp. 286-291, November 5-8, 2007.
- [Mai-08] S. Maiti, C. Chakraborty, Y. Hori, M.C. Ta, «Model Reference Adaptive Controller-Based Rotor Resistance and Speed Estimation Techniques for Vector Controlled Induction Motor Drive utilizing Reactive Power», IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No.2, pp. 594-601, February 2008.
- [Mal-01] F. Malrait, «Problèmes d'identification et d'observabilité du moteur à induction dans la variation de vitesse industrielle sans capteur», Thèse de Doctorat, France, 2001.
- [Mar-04] A. Maria, «Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones à aimants permanents», Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, 2004.
- [Mec-14] A. Mechernene, «Apport des techniques de l'intelligence artificielle à la commande sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone», Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, Algerie, 2014.
- [Meh-09] F. Mehazzem, A. Reama, Y. Hamam, and H. Benalla, «Real time implementation of backstepping controller in indirect field oriented control of induction motor drive», Second International IEEE Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, POWERENG, March 2009.
- [Meh-11] F. Mehazzem, A.L. Nemmour, A. Reama, H. Benalla, «Nonlinear integral backstepping control for induction motors», Electrical Machines and Power Electronics and 2011 Electromotion Joint Conference on, vol. 36, no. 3, pp. 331 - 336, Sept. 2011.

- [Mer-04] Meroufel. A. «Commande découplée d'une machine asynchrone sans capteur mécanique», Thèse de DOCTORAT D'état, Université de SBA, 2004.
- [Mes-12] M. Messaadi, «Commande Backstepping appliquée à la machine synchrone a aimant permanent», Mémoire de Magister, Université de Batna, 2012.
- [Mes-14] Y. Messaoud, «Synthèse des contrôleurs par Backstepping de la machine asynchrone», mémoire de Magister, Université de Batna, Algerie, 2014.
- [Mez-06] A. Mezouar, «Décomposition et réduction de modèles des procédés électromécaniques : application à la commande des machines asynchrones», Thèse de doctorat, Université Djilali Liabes, Sidi-Bel-Abbès, 2006.
- [Mou-05] M. Mouna, «Commande backstepping appliquée a la machine synchrone à aimants permanent», mémoire de Magister, Université de Batna, 2006.
- [Mou-15] M. Moutchou A. Abbou, H. Mahmoudi, «MRAS-based sensorless speed Backstepping control for induction machine, using a flux sliding mode observer», Turkish Journal of Electrical engineering & computer Sciences, 23,pp.187-200, 2015.
- [Orl-03] Y.Orlov, L. Alguilar and J.C. Cadiou, «Switched chattering control of electrical servo-motors and backlash friction attenuation», Proc, Physics and Control, vol. 4, pp.1336-1341, 2003.
- [Par-29] R.H. Park, «Two-Reaction Theory of Synchronous Machines-Generalized Method of Analysis», AIEE Transactions, Vol. 48, 1929.
- [Pic-08] M.A. Piciu, L. Alboteanu, «Sensorless Speed Control Systems Based on Adaptive Observers Luenberger and Gopinath», Electrical Engineering series, No. 32, pp. 124-129, 2008.
- [Pop-73] V.M. Popov, «Hyperstability of Automatic Control Systems», Springer-Verlag, New-York, 1973.
- [Qin-06] W.Qinghui, S.Cheng, «Novel Hybrid Sliding-mode Controller for Direct Torque Control Induction Motor Drives», Proceedings of the 2006 American Control Conference, Minneapolis, Minnesota, USA, pp. 2754-2758, June 14-16, 2006.
- [Rac-02] D.Rachid, H.Othman, B.Faouzi, «A Completely Vectored Direct Torque Control Scheme for Induction Motor», Systems, Man and Cybernetics, IEEE International Conference, vol.5, Issue.6-9, oct. 2002.
- [Raj-96] K. Rajashekara, A. Kawamura, K. Matsuse, «Sensorless Control of AC Motors Drives, Speed and Position Sensorless Operation», IEEE Press New York, 1996.
- [Ras-04] M. Rashed, A.F. Stronach, «A Stable back-EMF MRAS-based Sensorless Low Speed Induction Motor Drive Insensitive to Stator Resistance Variation», IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 151, No. 6, pp. 685-693, November 2004.
- [Sab-81] A. Sabanovic, D.B. Izozimov, «Application of sliding modes to induction motor control», IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA 13, No. 01, pp. 41-47, 1981.
- [Sab-89] Sabanovic, and F. Bilaloviv, «Sliding mode control of AC drives», IEEE Trans Ind. Applications, vol. 25, no. 1, pp. 70-75, Jan / Feb 1989.
- [Sch-92] C. Schauder, «Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No.5, pp. 1054-1061, September-October 1992.

- [Seg-89] G. Segulier, et F. Labrique, «Les convertisseurs de l'électronique de puissance, La conversion continu-alternatif», Volume 4, Edition Technique et doc, Lavoisier, 1989.
- [Seg-94] G. Segulier, F. Notelet, «Electrotechnique industrielle», Edition Technique et doc, Lavoisier, 1994.
- [Shi-12] S. N. Shinde, D. S. More, «Speed Estimation for Vector Controlled Induction Motor Drive using MRAS», Proceedings of Third Biennial National Conference, NCNTE-2012, pp. 62-64, Magdeburg, Germany, Feb 24-25, 2012.
- [Shi-01] K.L.Shir, H.F.Chih, «Sliding-mode Direct Torque Control of an Induction Motor», Proceedings of 27th Annual Conference of the IEEE, Industrial Electronics Society, volume 3, pp. 2171–2177, 2001.
- [Shy-10] K.K.Shyu, J.K.Lin, V.T.Pham, M.J.Yang, T.W.Wang, «Global minimum torque ripple design for direct torque control of induction motor drives», IEEE Transactions on Industrial Electronics, IE-57(9), 3148-3156, 2010.
- [Slo-84] J. J. Slotine, «Sliding controller design for nonlinear systems», Int. J. of Cont. Vol. 4, No. 02, pp. 421–434, 1984.
- [Slo-85] J. J. Slotine, J. K. Hedrick, E. A. Mizawa, «On sliding observer for nonlinear systems», J. Dynam. Syst. Measur. Contr., Vol. 01, pp. 239/245, 1985.
- [Slo-91] J. J. Slotine, W. Li, «Applied non-linear Control», Prentice-Hall Edition, 1991.
- [Stu-00] G. Sturtzer, E. Smigiel, «Modélisation et commande des moteurs triphasés : Commande vectorielle des moteurs synchrones et commande numérique par contrôleurs DSP», Ellipses, Paris, 2000.
- [Tak-89] Takahashi, I. Ohmori, Y, «High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor», Industry Applications, IEEE Transactions on Date: Mar/Apr 1989, Volume: 25, Issue: 2, on page(s): 257-264.
- [Tak-97] I. Takahashi, Toshihiko. Noguchi, «Take a Look Back Upon the Past Decade of Direct Torque Control», IECON. 23rd International Conference, Vol. 2, Issue.9, pp. 546-551, 1997.
- [Tam-00] H.Tamrbed et T.Azarob, «Réglage par mode glissant d'un machine asynchrone», mémoire d'ingénieur, Annaba, 2000.
- [Tan-00] Y.Tan, J.Chang, H.Tan, J.H, «Integral backstepping and experimental implementation for motion system», Proc of the 2000 IEEE conf on control applications, Anchorage, Alaska, USA, sept 25-27 2000.
- [Tan-02] L. Tang, M. F. Rahman, and M. E. Haque, «A Novel PI Stator Resistance Estimator for Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive», In Proceedings of the Australian Universities Power Engineering Conference(AUPEC2002), University, Melbourne, Australia, Sep/Oct 2002.
- [Tar-12] G. Tarchala, T. Orłowska-Kowalska, M. Dybkowski, «MRAS-Type Speed and Flux Estimator with Additional Adaptation Mechanism for the Induction Motor Drive», Transactions on Electrical Engineering, Vol. 1, No. 1, pp. 7-12, 2012.
- [Tou-08] R.TOUFOUTI «Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone», Ph.D. thesis, University of Constantine, Algeria, 2008.
- [Tra-08] D. Traore, «Commande non-linéaire sans capteur de la machine asynchrone», Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Nantes, France, 2008.

- [Tzy-55] Y.Z. Tzypkin, «Theory of control relay systems», Moscow, 1955.
- [Vas-90] P. Vas, « Vector Control of AC Machines», Oxford Science Publications, 1990.
- [Vas-96] P. Vas, W. Drury, «Electrical machines and drives : present and future», IEEE Ind. Appl., Vol. 31, pp. 67–73, 1996.
- [Wil- 01] T.Wildi and G.Sybille. «Electrotechnique», DeBoeck, Canada, 3 edition, 2001.
- [Utk-77] V.I. Utkin, «Variable Structure Systems with Sliding Modes», IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 22, No. 2, pp. 212-222, 1977
- [Utk-09] V.I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, «Sliding mode control in electro-mechanical systems», CRC Press Taylor-Francis Group, 2009.
- [Yen-01] L.Yen-Shin, C.Jain-HO, «A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple Reduction», IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 16, No. 3, pp. 220-227, Sep. 2001.
- [Yos-08] T. Yoshimura, «Adaptive Sliding Mode Control for a Class of Non-Linear Discrete-Time Systems with Mismatched Time-Varying Uncertainty», International Journal of Modelling, Identification and Control, Vol. 4, No. 3, pp. 250-259, 2008.
- [You-78] K. K. Young, «Controller design a manipulator using theory of variable structure systems», IEEE Trans. on Syst. Man. Cyber. Vol. SMC–8, No. 02, 1978.
- [Zei-00] I. Zein, «Application du filtre de Kalman et de l’observateur de Luenberger à la commande et à la surveillance de la machine asynchrone», Thèse de Doctorat, l’Université de Technologie de Compiègne, 2000.

Annexe A Commande linéaire

A.1 Calcul des correcteurs

Nous pouvons envisager le schéma de principe de régulation avec la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone par les régulateurs conventionnels dans la figure suivante :

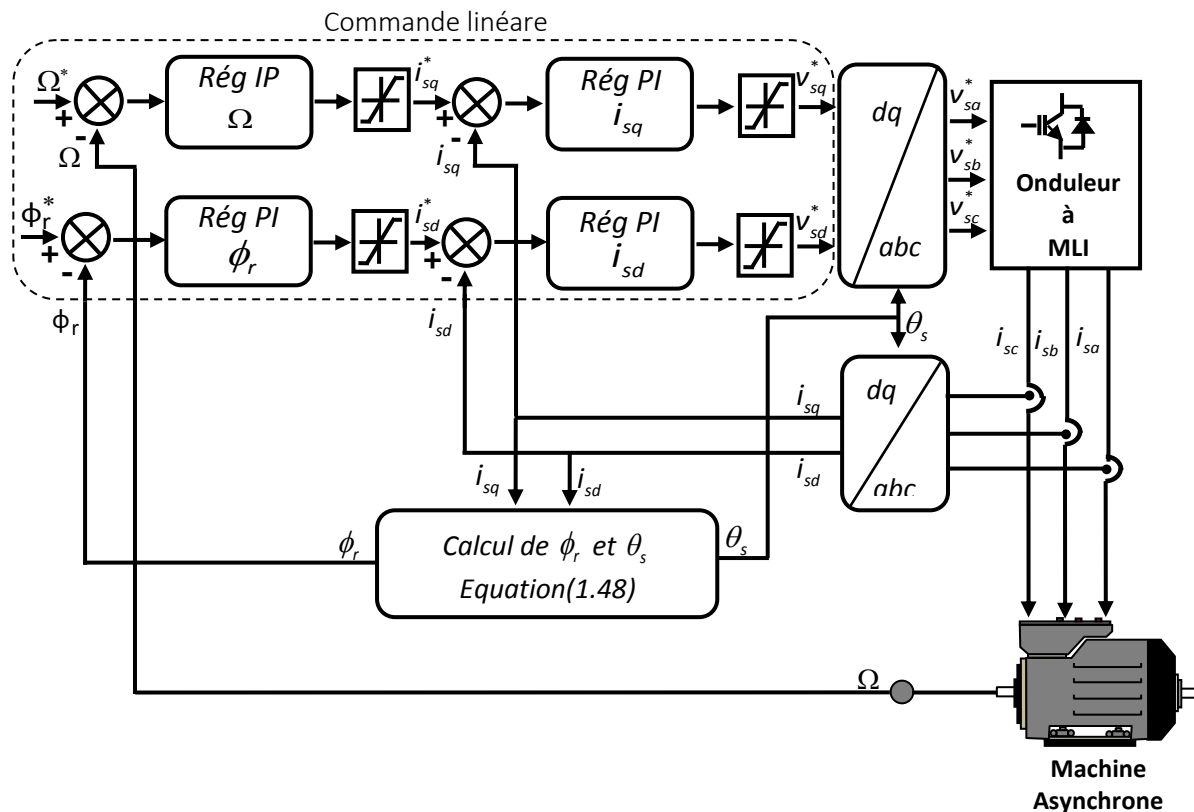


Figure (A-1) La structure de la commande vectorielle indirecte avec capteur de vitesse.

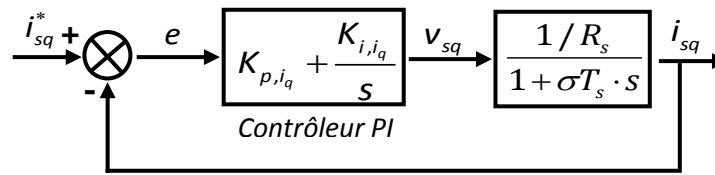
- *Régulateur du courant i_{sq}*

Le régulateur du courant en quadrature fournit la tension v_{sq} nécessaire pour maintenir le couple à sa valeur de référence.

La fonction de transfert $\frac{i_{sq}}{v_{sq}}$ est donnée par :

$$\frac{i_{sq}}{v_{sq}} = \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s \cdot s} \quad (\text{A.1})$$

La boucle de régulation du courant i_{sq} est représentée par la figure (A-2).

Figure (A-2) Schéma bloc de régulation du courant i_{sq} .

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$\frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = \frac{\frac{1}{\sigma T_s R_s} (K_{p,i_q} \cdot s + K_{i,i_q})}{s^2 + s \left(\frac{1 + K_{p,i_q} / R_s}{\sigma T_s} \right) + \frac{K_{i,i_q}}{\sigma T_s R_s}} \quad (\text{A.2})$$

Le dimensionnement du correcteur est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative pour assurer la stabilité en boucle fermée. Afin d'avoir une réponse avec amortissement relatif optimale, les pôles sont choisis complexes conjugués avec partie réelle égale à la partie imaginaire.

Le polynôme caractéristique s'écrit comme suite :

$$D(s) = s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2 \quad (\text{A.3})$$

Ainsi, nous obtenons les paramètres du correcteur, en fonction de l'amortissement $\xi = 0.7$ et de la pulsation propre ω_0 .

Par identification entre les équations (A.2) et (A.3), nous obtenons les paramètres suivants du correcteur *PI* :

$$\begin{cases} K_{p,i_q} = (2\xi\omega_0\sigma T_s - 1)R_s \\ K_{i,i_q} = \omega_0^2\sigma T_s R_s \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

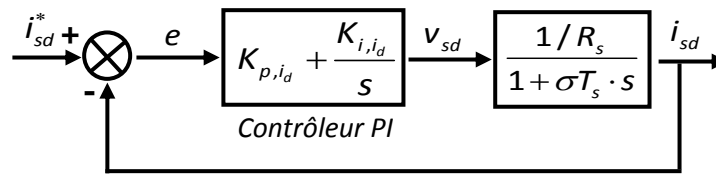
▪ Régulateur du courant i_{sd}

Le régulateur du courant direct fournit la tension v_{sd} nécessaire pour maintenir le flux à sa valeur de référence.

La fonction de transfert $\frac{i_{sd}}{v_{sd}}$ est donnée par :

$$\frac{i_{sd}}{v_{sd}} = \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s \cdot s} \quad (\text{A.5})$$

La boucle de régulation du courant i_{sd} est représentée par la figure (A-3).

Figure (A-3) Schéma bloc de régulation du courant i_{sd} .

Les mêmes calculs effectués pour le correcteur du courant i_{sq} sont appliqués à ce correcteur. Les paramètres du correcteur sont donc les mêmes. Ils sont donnés par :

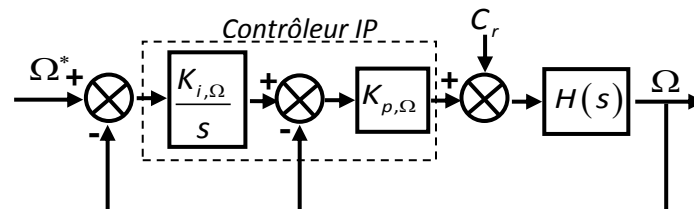
$$\begin{cases} K_{p,i_d} = (2\xi\omega_0\sigma T_s - 1)R_s \\ K_{i,i_d} = \omega_0^2\sigma T_s R_s \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

Il est bien connu que la commande vectorielle consiste à contrôler séparément le flux rotorique et le couple électromagnétique. Le contrôle du couple est assuré par l'intermédiaire de la régulation du courant i_{sq} car le couple est proportionnel à ce courant et le contrôle du flux rotorique est assuré par l'intermédiaire de la régulation du courant i_{sd} car le flux rotorique est proportionnel à ce courant. Donc, afin de protéger les semi-conducteurs constituant l'onduleur, il faut atténuer tout dépassement possible des courants avec des limiteurs sur les grandeurs de références et sur les entrées.

▪ Régulateur de la vitesse Ω

La boucle externe est la boucle de régulation de la vitesse (la grandeur ayant une dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour la boucle externe sont plus proches de l'origine du plan des racines par rapport aux pôles de la boucle interne.

Il est bien connu que la régulation de vitesse des machines asynchrones avec des correcteurs PI ne permet pas d'obtenir de très bonnes performances lorsque la consigne de vitesse varie considérablement (dépassement important de la réponse de vitesse). En effet, lors d'une variation importante de la consigne de vitesse, le correcteur PI se trouve devant un écart important, ce qui provoque une forte action proportionnelle du correcteur qui se traduit par un dépassement de la vitesse du moteur [Mez-06]. La solution consiste à remplacer le correcteur PI (de vitesse) par un correcteur IP [Bag-99]. Le schéma bloc d'un correcteur IP est donné par la figure (A-4).

Figure (A-4) Schéma synoptique du régulateur de vitesse IP .

Avec :

$$H(s) = \frac{K_m}{1 + T_m \cdot s} \quad (\text{A.7})$$

Où :

$$K_m = \frac{p}{J}; \quad T_m = \frac{J}{f_c}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\frac{K_m \cdot K_{i\Omega} \cdot K_{p\Omega}}{T_m}}{s^2 + s \frac{(1 + K_m \cdot K_{p\Omega})}{T_m} + \frac{K_m \cdot K_{i\Omega} \cdot K_{p\Omega}}{T_m}} \quad (\text{A.8})$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur IP :

$$\begin{cases} K_{p,\Omega} = (2\xi\omega_0\sigma T_m - 1) / K_m \\ K_{i,\Omega} = \omega_0^2 T_m / (K_m K_{p,\Omega}) \end{cases} \quad (\text{A.9})$$

▪ *Régulateur du flux ϕ_r*

La boucle externe est consacrée pour la régulation du flux rotorique (La grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux est maintenu constant à sa valeur nominale [Mez-06]. D'après l'équation (1.44), nous avons :

$$\frac{\phi_r}{i_{sd}} = \frac{L_m}{1 + T_r \cdot s} \quad (\text{A.10})$$

D'où le schéma bloc de régulation du flux rotorique représenté par la figure (A-5) :

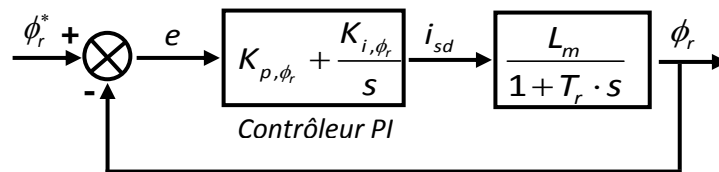


Figure (A-5) Schéma bloc de régulation du flux rotorique ϕ_r .

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{\frac{L_m}{T_r} (K_{p,\phi_r} \cdot s + K_{i,\phi_r})}{s^2 + s \left(\frac{1 + K_{p,\phi_r} L_m}{T_r} \right) + \frac{K_{i,\phi_r} L_m}{T_r}} \quad (\text{A.11})$$

De la même manière, pour dimensionner le correcteur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles. Les paramètres du correcteur seront :

$$\begin{cases} K_{p,\phi_r} = (2\xi\omega_0 T_r - 1) / L_m \\ K_{i,\phi_r} = \omega_0^2 T_r / L_m \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

A.2 Résultats simulations

- Essais avec paramètres nominaux

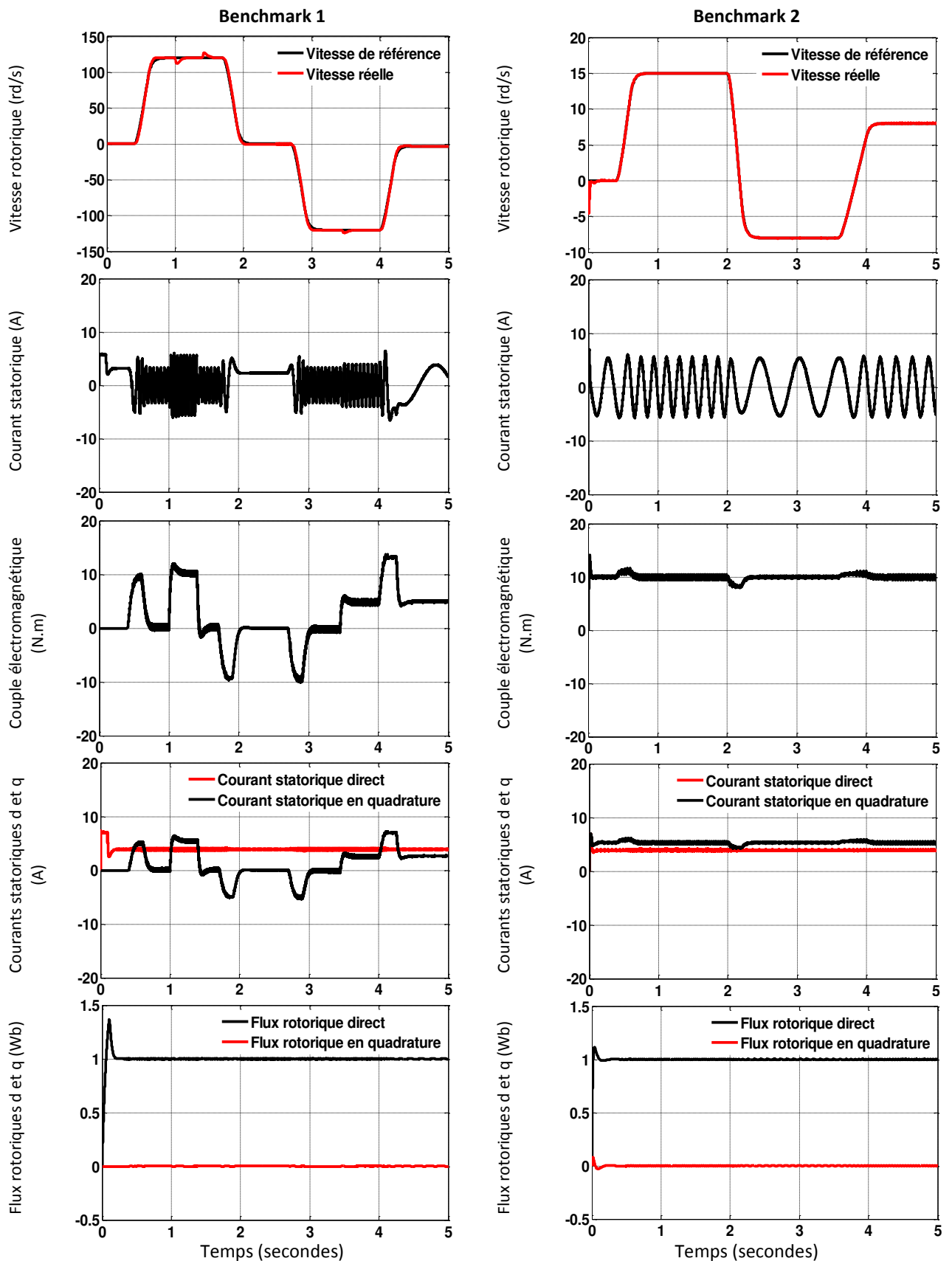


Figure (A-6) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de l'IRFO - Essais avec paramètres nominaux.

Figure (A-6) représente les résultats du réglage de vitesse basé sur le pilotage vectoriel indirecte avec les paramètres nominaux de la MAS. Pour les différents profils de test de poursuite, la vitesse de rotation suit sa référence avec exactitude au régime permanent qu'au transitoire c.-à-d. au démarrage et pendant l'inversion du sens de rotation avec un dépassement. On observe une excellente orientation du flux roto-rique sur l'axe direct. On observe un bon rejet des perturbations de charge, avec un temps de rejet relativement faible.

▪ *Essais avec variations des résistances*

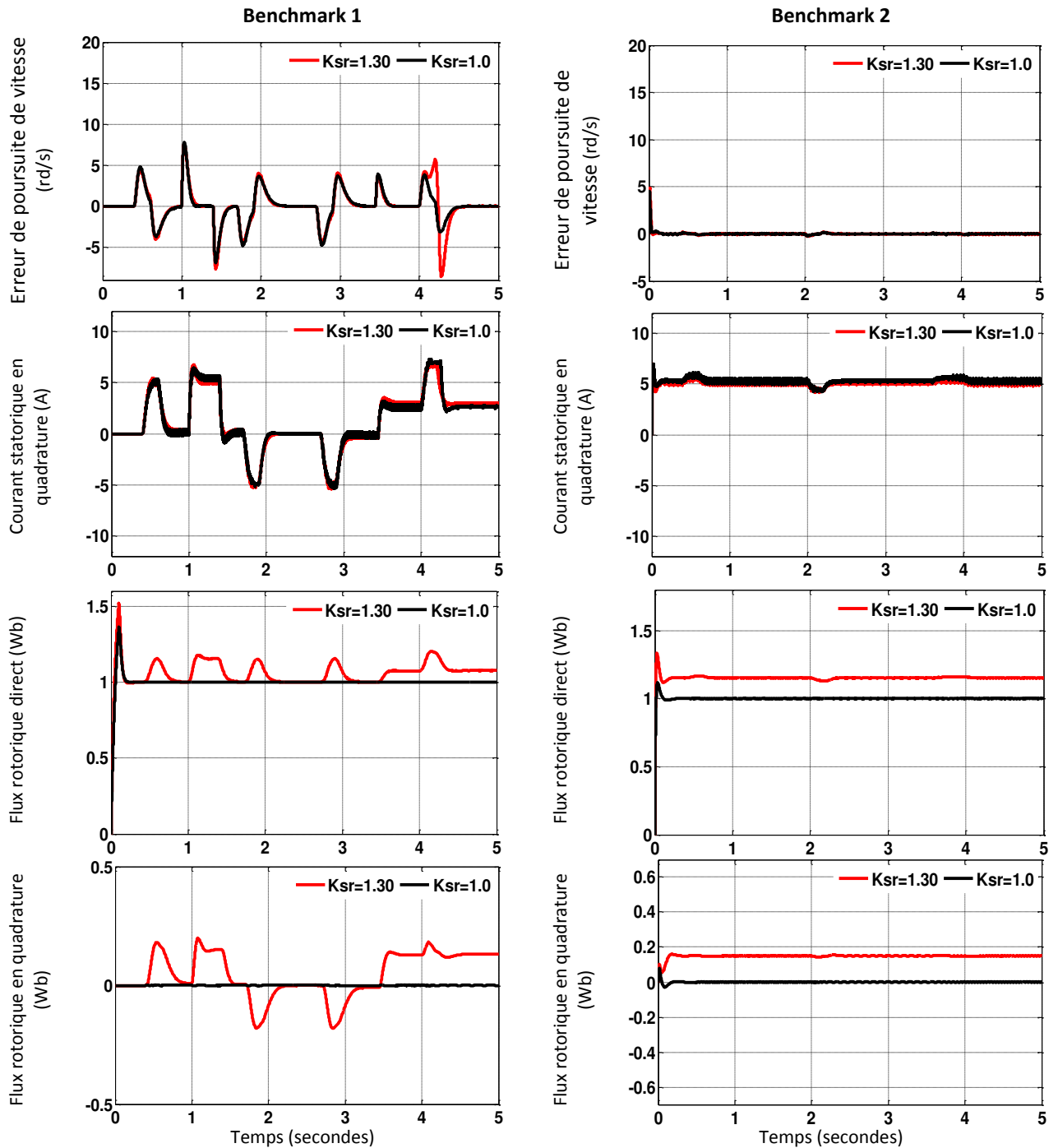


Figure (A-7) Performances sur le Benchmark 1 et 2 de la commande vectorielle indirecte - Essai avec variations de 15% et 30% sur la valeur nominale des résistances R_s et R_r

La figure (A-7) représente les tests de robustesse du réglage de vitesse basé sur le modèle non linéaire avec pilotage vectoriel indirecte. Les variations de la résistance statorique n'ont que très peu d'influence sur l'orientation du flux, par contre la variation de la résistance rotorique influent non seulement sur la vitesse, mais également sur l'orientation du flux pendant la phase transitoire, cependant la vitesse en est affectée, aussi bien lors de la poursuite que lors de l'application des perturbations.

Les valeurs des indices de performance (Annexe B) données dans le tableau (A-1), montrent l'influence du couple de charge et les variations des résistances statorique et rotorique sur l'erreur de poursuite de vitesse pour le Benchmark 1 et le benchmark 2. Ces valeurs varient très peu, qu'à basse vitesse « Benchmark 2 », et l'erreur dynamique de poursuite et l'erreur statique diminuent avec des écarts moins importants.

Profil	Variations des résistances $K_{sr} = R_s / R_{sn} = R_r / R_{rn}$	IAE(rad / s)	ISE(rad ² / s)
Benchmark 1	$K_{sr} = 1.00$	5.6580	18.9444
	$K_{sr} = 1.30$	6.5552	25.6719
Benchmark 2	$K_{sr} = 1.00$	0.2254	0.2764
	$K_{sr} = 1.30$	0.2633	0.3619

Tableau (A-1) Indices de performance de la commande vectorielle indirecte.

Annexe B Les indices de performances

B.1 Les indices de performances de la précision dynamique

Pour avoir une bonne précision dynamique d'un système à une entrée échelon, il faut que le régime transitoire soit caractérisé par un faible dépassement et un temps de réponse optimal, pour cela les indices de performance IAE et ISE , 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. On les définit de la manière suivante :

A. Indice IAE (Integral of Absolute value of the Error)

Le critère IAE exprime la surface générée de la différence en valeur absolue entre la consigne (le signal de la référence) et la sortie. Il est calculé en faisant l'intégrale de la valeur absolue de la soustraction point par point des deux courbes pour des temps d'échantillonnage donnés. Il permet de chiffrer l'erreur transitoire apparaissant entre la réponse et la consigne. Plus la réponse est rapide et oscillatoire, plus la valeur de l'indice est importante.

Il peut être exprimé par la formulation mathématique suivante :

$$IAE = \int_{t_i}^{t_f} |(y^*(t) - y(t))| dt$$

Où :

y^* est le signal de référence.

y le signal de sortie.

$(t_f - t_i)$ la période considérée.

B. Indice ISE (Integral of the Squared Error):

Le critère ISE est défini comme l'intégrale du carré du signal d'erreur sur une période donnée.

Il peut être exprimé par la formulation mathématique suivante :

$$ISE = \int_{t_i}^{t_f} (y^*(t) - y(t))^2 dt$$

Le carré du signal d'erreur permet de mettre en évidence, les écarts transitoires de forte amplitude et donc d'amplifier l'importance des valeurs qui s'écartent le plus de la consigne.

Annexe C Caractéristiques nominales de la machine asynchrone

C.1 Caractéristiques et paramètres nominaux de la machine asynchrone

A. Machine asynchrone triphasée utilisée en simulation

Grandeurs nominales	Tension nominale	220 / 380	V
	Puissance nominale	1.5	kW
	Fréquence nominale	50	Hz
	Nombre de paires de pôles	2	/
	Vitesse nominale	1340	tr/min
	Courant nominal	3.7/6.5	A
	Couple nominal	10	N.m
Paramètres nominaux	Résistance statorique	4.850	Ω
	Résistance rotorique	3.805	Ω
	Coefficient d'inductance statorique	0.274	H
	Coefficient d'inductance rotorique	0.274	H
	Coefficient d'inductance mutuelle	0.258	H
	Coefficient de frottement	0.031	kg.m ²
	Moment d'inertie total	0.00114	N.s/rad

B. Machine asynchrone triphasée utilisée en expérimental

Grandeurs nominales	Tension nominale	400	V
	Puissance nominale	1.5	kW
	Fréquence nominale	50	Hz
	Nombre de paires de pôles	2	/
	Vitesse nominale	1340	tr/min
	Courant nominal	3.7/6.5	A
	Couple nominal	10	N.m
Paramètres nominaux	Résistance statorique	3.970	Ω
	Résistance rotorique	0.337	Ω
	Coefficient d'inductance statorique	0.340	H
	Coefficient d'inductance rotorique	0.0235	H
	Coefficient d'inductance mutuelle	0.227	H

Résumé

Dans le but d'améliorer les performances statiques et dynamiques du moteur asynchrone triphasé alimenté en tension et de réaliser du contrôle de vitesse non linéaire avec l'utilisation d'observateurs, cette thèse a abordé les points importants suivants : La modélisation de machine en vue de synthétiser les lois de commande, l'utilisation de commandes employant des régulateurs classiques basés sur les concepts de l'automatique linéaire (réglage à action proportionnelle et intégrale). Ces derniers ne permettent pas une bonne maîtrise des régimes transitoires et présentent l'inconvénient d'une faible robustesse vis-à-vis des variations des paramètres de la machine, ce qui a sollicité l'emploi des techniques de commandes non linéaires robustes. Il s'agit de la commande par modes glissants d'ordre un et d'ordre supérieur, celle par Backstepping et la commande directe du couple, appliquées à la machine asynchrone. De plus, la commande sans capteur peut augmenter la fiabilité et diminuer le coût du système. Pour cela, nous avons présenté des structures d'observateurs pour améliorer l'estimation de la vitesse et du flux rotorique dans le fonctionnement à basses et hautes vitesses.

Mots-clés : Moteur asynchrone, modélisation, commande vectorielle, commande non linéaire, mode glissant, backstepping, commande directe de couple, Observateur.

Abstract

In the objective of improving the static and dynamic performance of three-phase induction motor fed by voltage source inverter, this thesis has addressed the following important issues: The modeling of the induction machine in order to synthesize a better performance controller, the use of control techniques using conventional controllers based on the concepts of linear automatic control (proportional and integral controllers). However, they do not give high performances and have low robustness against machine's parameters variations. This requires the use of new techniques of nonlinear robust control, as sliding mode control, order one and of higher order, Backstepping and direct torque control applied to the induction machine. Moreover, the sensorless control can increase the reliability and decrease the cost of the overall control system. Therefore, we have presented several observer structures to improve speed and flux estimation in high and low speed operation ranges.

Keywords: modeling, induction machine, vector control, nonlinear control, sliding mode, Backstepping, direct torque control, observer.

ملخص

من أجل تحسين الأداء الساكن والديناميكي للآلة غير المتزامنة، تناولت هذه الأطروحة أهم النقاط المتعلقة بهذه المشكلة: نمذجة الآلة من أجل تصميم قوانين مراقبة ذات أداء أفضل. ان استراتيجيات التحكم التي تعتمد على خوارزميات الاوتوماتيك الخطية التقليدية (المعدل النسبي والمتكامل... إلخ) لا تضمن تحكماً جيداً و متيناً ضد مختلف الارتبايات المتعلقة بإعدادات الآلة والاضطرابات الخارجية. اذن من هذا المنظور، فإن استخدام تقنيات التحكم غير الخطي المتين يجد التبرير الكامل.

بعد تقديم مبدأ ثم تصميم تقنية التحكم الشعاعي عدة أساليب جديدة للتحكم غير الخطي قد اقترحت للتخفيف من مشاكل تدهور أداء الآلة غير المتزامنة ، وهي التحكم ذو نمط انزلاقي ، التحكم التراجعي والتحكم المباشر في العزم.

علاوة على هذا، يستطيع التحكم بدون لاقط الزيادة من وثوقية نظام التحكم وتخفيض تكلفته ، لهذا قمنا بتقديم ملاحظات مختلفة لتحسين تقدير السرعة والتدفق المغناطيسي في السرعات المرتفعة والمنخفضة.

الكلمات المفتاحية: الآلة غير المتزامنة ، النمذجة ، التحكم الشعاعي ، التحكم غير الخطي ، التحكم ذو نمط انزلاقي ، التحكم التراجعي ، التحكم المباشر في العزم ، ملاحظ.