



UNIVERSITE SULTAN MOULAY SLIMANE
Faculté des Sciences et Techniques
Béni-Mellal



Centre d'Études Doctorales : Sciences et Techniques

Formation Doctorale : Mathématiques et Physiques Appliquées

THÈSE

Présentée par

EL DAOUDI SOUKAINA

Pour l'obtention du grade de

DOCTEUR

Discipline : Génie Electrique

Spécialité : Electrotechnique, Electronique de Puissance et Automatique

Commandes Robustes Non linéaires d'un Moteur Asynchrone à Cage alimenté via des Onduleurs Multiniveaux-Contributions à l'Observation de la Vitesse.

Soutenue le Samedi 10 Juillet 2021 à 10h devant la commission d'examen :

Pr. Abdellah SAAD	Professeur, Université Hassan II, ENSEM, Casablanca, Maroc	Président
Pr. Mohamed RAMZI	Professeur, Université Sultan Moulay Slimane, FST, Béni- Mellal, Maroc	Rapporteur
Pr. Mohamed KHAFAHALLAH	Professeur, Université Hassan II, ENSEM, Casablanca, Maroc	Rapporteur
Pr. Ali NEJMI	Professeur, Université Sultan Moulay Slimane, FST, Béni- Mellal, Maroc	Rapporteur
Pr. Mustapha MABROUKI	Professeur, Université Sultan Moulay Slimane, FST, Béni- Mellal, Maroc	Examineur
Pr. Loubna LAZRAC SENHAJI	Professeur, Université Sultan Moulay Slimane, FST, Béni- Mellal, Maroc	Co-Directeur de Thèse
Pr. Mustapha AIT LAFKIH	Professeur, Université Sultan Moulay Slimane, FST, Béni- Mellal, Maroc	Directeur de Thèse

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Mes chers parents

Mes chères sœurs

Mes professeurs

Toute ma famille

Tous mes amis...

Soukaina El Daoudi

Remerciements

Le travail de recherche présenté dans cette thèse a été effectué au Laboratoire d'Automatique, Conversion d'énergie et Microélectronique (LACEM) à la Faculté des Sciences et Techniques (FST) de Béni Mellal, Université Sultan Moulay Slimane, sous la direction des Professeurs AIT LAFKIH Mustapha et LAZRAK Loubna.

Je commence par remercier mon directeur de thèse Monsieur AIT LAFKIH Mustapha, Professeur à la Faculté des Sciences et Technique, Université Sultan Moulay Slimane de Béni Mellal. Je lui adresse toute ma reconnaissance pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire et pour m'avoir aidé tout au long de ma thèse.

J'adresse toute ma gratitude et mes remerciements les plus sincères à mon encadrante Madame LAZRAK Loubna, Professeure à la Faculté des Sciences et Technique, Université Sultan Moulay Slimane de Béni Mellal. Je profite de ces quelques lignes pour la remercier pour sa confiance et son intérêt qu'elle a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.

Je tiens également à remercier Monsieur SAAD Abdellah, Professeur à l'école nationale supérieure d'électricité et mécanique de Casablanca, qui m'a fait l'honneur de présider le jury. Mes remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail, en acceptant de l'examiner, en l'occurrence, Monsieur RAMZI Mohamed, Professeur à la Faculté des Sciences et Technique de Béni Mellal, Monsieur KHAFALLAH Mohamed, Professeur à l'école nationale supérieure d'électricité et mécanique de Casablanca, Monsieur NEJMI Ali, Professeur à la Faculté des Sciences et Technique de Béni Mellal et Monsieur MABROUKI Mustapha, Professeur à la Faculté des Sciences et Technique de Béni Mellal. Leurs interventions vont sans aucun doute enrichir le débat et ouvrir de nouvelles perspectives à mon travail.

Je termine ces remerciements par une reconnaissance grandiose envers toute ma famille. Il m'est impossible d'exprimer en quelques mots tout ce que je dois à ma mère, mon père et mes sœurs que DIEU les protège. Je leur adresse ma profonde gratitude pour leur confiance, leur aide et leur amour qui m'ont permis d'aller au bout de mes projets. J'espère que ce modeste travail témoignera de mon immense remerciement.

Liste des publications internationales

Les travaux de recherche consignés par la présente thèse ont été concrétisés par plusieurs publications et communications internationales :

1. Articles publiés dans des revues internationales

1. Benzazh Chirine, Lazrak Loubna, El Daoudi Soukaina, Ait Lafkih Mustapha, “A part hardware implementation of hydraulic energy conversion system chain in low power controlled by DSP F2812”. *International Journal of Applied Engineering Research* 12(21):11769-11779 (2017).
2. Lazrak Loubna, El Daoudi Soukaina, Benzazah Chirine, Ait Lafkih Mustapha, “Direct control of the stator flux and torque of the three-phase asynchronous motor using a 2-level inverter with sinusoidal pulse width modulation”. *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, 96(18), 6199-6210 (2018).
3. El Daoudi Soukaina, Lazrak Loubna, Benzazah Chirine, Ait Lafkih Mustapha, “Open Loop Control of Voltage Across a Three-Phase Resistive Load Fed by Two Level Inverters Controlled by DSP-TMS320F2812”. *International Review of Electrical Engineering (Praise Worthy Prize)* 13(6):440 (2018). <https://doi.org/10.15866/iree.v13i6.16192>.
4. El Daoudi Soukaina, Lazrak Loubna, Benzazah Chirine, Ait Lafkih Mustapha, “An Improved Sensorless DTC Technique for Two/Three-Level Inverter Fed Asynchronous Motor”. *International Review on Modelling and Simulations (Praise Worthy Prize)* 12(5):322 (2019). <https://doi.org/10.15866/iremos.v12i5.17394>.
5. Benzazh Chirine, Lazrak Loubna, El Daoudi Soukaina, Ait Lafkih Mustapha, “Low power experimental prototype of a controlled three-phase inverter using D.S.P (TMS320F2812) for a hydraulic energy conversion chain application”. *International Journal of Systems Control and Communications (Inderscience)* 11(1):68 (2020). <https://doi.org/10.1504/IJSCC.2020.105394>.
6. El Daoudi Soukaina, Lazrak Loubna, Ait Lafkih Mustapha, “Sliding mode approach applied to sensorless direct torque control of cage asynchronous motor via multi-level inverter”. *Protection and Control of Modern Power Systems (Springer)* 5, 13 (2020). <https://doi.org/10.1186/s41601-020-00159-7>.
7. El Daoudi Soukaina, Lazrak Loubna, El Ouanjli Najib, Ait Lafkih Mustapha, “Improved DTC-SPWM strategy of induction motor by using five-level POD-PWM inverter and MRAS^{SF} estimator”. *International Journal of Dynamics and Control (Springer)* (2020). <https://doi.org/10.1007/s40435-020-00667-2>.

8. El Daoudi Soukaina, Lazrak Loubna, El Ouanjli Najib, Ait Lafkih Mustapha, "Applying sliding mode technique for the nonlinear DTC-SPWM control strategy of sensorless squirrel cage asynchronous motor". *International Journal of Dynamics and Control (Springer)* (2021). <https://doi.org/10.1007/s40435-021-00758-8>.
9. El Daoudi Soukaina, Lazrak Loubna, El Ouanjli Najib, Ait Lafkih Mustapha, "Sensorless fuzzy direct torque control of induction motor with sliding mode speed controller". *Computers & Electrical Engineering (Elsevier)* (2021).
10. El Daoudi Soukaina, Lazrak Loubna, El Ouanjli Najib, Ait Lafkih Mustapha, "Contribution to speed estimation improvement for a sliding mode-direct torque control asynchronous motor fed by multilevel inverter-Performance comparison study of three observer algorithms". *Mathematics and Computers in Simulation (Elsevier)* (Under Review).

2. Communications internationales publiées

1. El Daoudi Soukaina, Lazrak Loubna, El Ouanjli Najib, Ait Lafkih Mustapha, "Modeling and control of the permanent magnet synchronous motor by the vector and sliding mode approaches". 1^{ère} Edition de Conférence Internationale Technologie, Innovation et Systèmes d'Information (CITISI'18), Mars 17-18, 2018, Tétouan, Maroc.
2. Benzazh Chirine, Lazrak Loubna, El Daoudi Soukaina, Ait Lafkih Mustapha, "Operation Regimes Control of a Hydraulic Turbine Direct Driving by a Multi-Pole Permanent Magnet Synchronous Generator". 1^{ère} Edition de Conférence Internationale Technologie, Innovation et Systèmes d'Information (CITISI'18), Mars 17-18, 2018, Tétouan, Maroc.
3. Benzazh Chirine, Lazrak Loubna, El Daoudi Soukaina, Ait Lafkih Mustapha, "A robust control and design of generator-side converter for a multi-megawatt hydraulic energy conversion system". 2018 **IEEE** 4th International Conference on Optimization and Applications (ICOA), Mohammedia, 2018, pp. 1-6. <https://doi.org/10.1109/ICOA.2018.8370516>.
4. El Daoudi Soukaina, Lazrak Loubna, Benzazah Chirine, Ait Lafkih Mustapha, "Control, Design and Experimental Realization of AC-DC-DC Conversion Chain Prototype Test". 2018 **IEEE** International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT), Rabat, Morocco, 2018, pp. 1-6. <https://doi.org/10.1109/ISAECT.2018.8618835>.
5. El Daoudi Soukaina, Lazrak Loubna, Benzazah Chirine, Ait Lafkih Mustapha, "Modified Strategy of Direct Torque Control Applied to Asynchronous Motor Based on PI Regulators". *Big Data and Smart Digital Environment. ICBDSDE 2018. Studies in Big Data*, vol 53. **Springer**, Cham. https://doi.org/10.1007/978-3-030-12048-1_4.
6. Benzazh Chirine, Lazrak Loubna, El Daoudi Soukaina, Ait Lafkih Mustapha, "A Look at DC/DC boost converter topology and balancing of DC-voltage capacitors of 3-level NPC

- inverter in 7MW PMSG Hydraulic Energy Conversion Chain”. 2019 **IEEE** International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), Fez, Morocco, 2019, pp. 1-5. <https://doi.org/10.1109/WITS.2019.8723809>.
7. El Daoudi Soukaina, Lazrak Loubna, Benzazah Chirine, Ait Lafkih Mustapha, “Comparison Between Constant and Variable Switching Frequency Strategies Based Direct Torque Control of Asynchronous Motor”. *Advances in Smart Technologies Applications and Case Studies. SmartICT 2019. Lecture Notes in Electrical Engineering*, vol 684. **Springer**, Cham. https://doi.org/10.1007/978-3-030-53187-4_26.
 8. El Daoudi Soukaina, Lazrak Loubna, Ait Lafkih Mustapha, “Performance analysis of sensorless SM-DTC using MRAS-sliding mode observer for induction motor fed by two different topologies of inverter”. 2020 **IEEE** International Conference on Electrical, Communication, and Computer Engineering (ICECCE), Istanbul, Turkey, 2020, pp. 1-5. <https://doi.org/10.1109/ICECCE49384.2020.9179291>.
 9. Lazrak Loubna, El Daoudi Soutane, Ait Lafkih Mustapha, “Performance Comparison Of Enhanced Direct Torque Control Of Two Level And Three Level Inverter Fed Induction Motor using Two Estimators Each”. 2020 **IEEE** International Conference on Electrical, Communication, and Computer Engineering (ICECCE), Istanbul, Turkey, 2020, pp. 1-5. <https://doi.org/10.1109/ICECCE49384.2020.9179261>.
 10. El Daoudi Soukaina, Lazrak Loubna, Ait Lafkih Mustapha, “Modified direct torque control for sensorless asynchronous motor fed by three-level inverter”. 2020 **IEEE** 1st International Conference on Innovative Research in Applied Science, Engineering and Technology (IRASET), Meknes, Morocco, 2020, pp. 1-4. <https://doi.org/10.1109/IRASET48871.2020.9092090>.
 11. El Daoudi Soukaina, Lazrak Loubna, Ait Lafkih Mustapha, “Upgraded sensorless direct torque control using MRAS-sliding mode observer for asynchronous motor”. 2020 **IEEE** 6th International Conference on Optimization and Applications (ICOA), Beni Mellal, Morocco, 2020, pp. 1-5. <https://doi.org/10.1109/ICOA49421.2020.9094489>.

Résumé

La technique de commande directe du couple (DTC) a été conçue au paravent pour obtenir des performances élevées du comportement d'un moteur asynchrone triphasé en contrôlant de manière exacte et indépendante le flux et le couple de celui-ci. Cependant, cette DTC classique engendre plusieurs inconvénients tels que de fortes fluctuations au niveau du couple et du flux statorique ainsi que des pertes par commutation assez importantes. Pour ces raisons, de nombreuses techniques modernes ont été proposées dans la littérature pour l'améliorer.

Ce travail présente plusieurs techniques qui visent à améliorer la DTC. En effet, une première stratégie de commande consiste à appliquer la DTC par la modulation de la largeur d'impulsion sinusoïdale (DTC-SPWM) avec des régulateurs proportionnels-intégraux. La seconde méthode consiste à employer le mode glissant dans la stratégie DTC (SM-DTC-SPWM), ensuite, une troisième technique est proposée en associant la commande DTC à la logique floue (FL-DTC). Plus encore, ces trois techniques de commande sont appliquées au moteur alimenté via différentes topologies d'onduleurs ; l'onduleur conventionnel deux niveaux, l'onduleur NPC trois niveaux et finalement l'onduleur POD cinq niveaux, ce qui améliore d'avantage le taux de distorsion harmonique (TDH) et la forme d'onde des courants.

D'un autre côté, la commande du moteur asynchrone nécessite toujours un retour de vitesse, qui peut être réalisé par un capteur mécanique. Ce dernier, malheureusement, présente plusieurs inconvénients, pour cela, l'adoption d'un estimateur s'avère nécessaire. Dans ce présent travail, plusieurs estimateurs ont été utilisés, il s'agit de l'estimateur à calcul direct (DCM), l'observateur en mode glissant (SMO) et le système adaptatif du modèle de référence à flux statorique (MRAS^{SF}). En plus, de nouvelles structures d'estimateur sont proposées pour assurer une estimation précise que ça soit à basse vitesse où à grande vitesse.

Enfin, une synthèse des différentes commandes, des nombreux estimateurs et des multiples topologies d'onduleur est aussi présentée. En plus, plusieurs résultats de simulation et d'expérimentation utilisant la carte DSP TMS320F2812 sont évoqués pour confirmer les améliorations au niveau de la commande et de l'estimation de la vitesse.

Mots clés : Commande Directe du Couple (DTC), Commande Non Linéaire, Commande par la Logique Floue, Commande par Mode Glissant, Moteur Asynchrone à Cage d'Ecureuil, Onduleur Conventionnel Deux Niveaux, Onduleur NPC Trois Niveaux, Onduleur POD Cinq Niveaux, Estimateur à Calcul Direct (DCM), Observateur en Mode Glissant (SMO), Système Adaptatif du Modèle de Référence à Flux Statorique (MRAS^{SF}), Estimateur Combiné (SMRAS), Carte DSP TMS320F2812.

Abstract

Direct Torque Control (DTC) was designed to achieve high performance of a three-phase asynchronous motor behaviour by accurately and independently controlling the flux and torque thereof. However, this conventional DTC generates several drawbacks such as strong fluctuations in the torque and stator flux as well as quite important switching losses. For these reasons, many modern techniques have been proposed in the literature to improve it.

This work presents several techniques that aim to improve DTC. Indeed, a first control strategy consists in applying DTC by the sinusoidal pulse width modulation (DTC-SPWM) with proportional-integral regulators. The second method is to use the sliding mode in the DTC strategy (SM-DTC-SPWM), then a third technique is proposed by associating DTC with the fuzzy logic (FL-DTC). Even more, these three control techniques are applied to the motor supplied via different inverter topologies; the conventional two-level inverter, the three-level NPC inverter and finally the five-level POD inverter, which further improves the total harmonic distortion (TDH) ratio and the currents waveforms.

On the other hand, controlling the asynchronous motor still requires speed feedback, which can be achieved by a mechanical sensor. The latter, unfortunately, has several drawbacks, for this the adoption of an estimator is necessary. In this present work, several estimators were employed; they are the direct calculation method (DCM), the sliding mode observer (SMO) and the stator flux model reference adaptive system (MRAS^{SF}). In addition, new observer structures are proposed to ensure an accurate estimation whether at low speed or high speed.

Finally, a summary of the various commands, numerous estimators and multiple inverter topologies is also presented. In addition, several simulation and experimental results using the TMS320F2812 DSP card are adopted to confirm the improvements in control and speed estimation.

Keywords : Direct Torque Control (DTC), Nonlinear Control, Fuzzy Logic Control (FLC), Sliding Mode Control (SMC), Squirrel Cage Asynchronous Motor, Conventional Two-Level Inverter, Three-Level NPC Inverter, Five-Level POD Inverter, Direct Calculation Method (DCM), Sliding Mode Observer (SMO), Stator Flux Model Reference Adaptive System (MRAS^{SF}), Combined Estimator (SMRAS), TMS320F2812 DSP card.

Liste des matières

Remerciements.....	II
Liste des publications internationales	III
Résumé.....	VI
Abstract	VII
Glossaire.....	XX
INTRODUCTION GENERALE ET ETAT DE L'ART	1
1. Vue d'ensemble de l'état d'art.....	1
2. Objectifs de la thèse.....	4
3. Organisation de la thèse.....	4
4. Références.....	5
Chapitre 1	8
COMMANDE DU MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE	8
PAR LA DTC CLASSIQUE ET LA PI-DTC-SPWM.....	8
1. Introduction.....	8
2. Commande directe du couple (DTC classique) à fréquence de commutation variable.....	8
2.1 Modèle du moteur asynchrone à cage dédié à la commande directe du couple.....	9
2.2 Onduleur conventionnel deux niveaux	10
2.2.1 Topologie d'onduleur.....	10
2.2.2 Vecteurs de tension de l'onduleur deux niveaux dans le plan complexe.....	12
2.3 Principe de la commande directe du couple classique	13
2.3.1 Contrôle du flux statorique	13
2.3.2 Contrôle du couple électromagnétique	15
2.3.3 Conception du secteur.....	17
2.3.4 Construction de la table de commutation.....	17
3. Commande directe du couple PI-DTC-SPWM à une fréquence de commutation constante	18
3.1 Modèle du moteur asynchrone à cage dédié à la PI-DTC-SPWM.....	19
3.2 Modulation de la largeur d'impulsion sinusoïdale SPWM dédiée à l'onduleur conventionnel deux niveaux.....	19
3.3 Principe de la commande PI-DTC-SPWM	21
3.3.1 Commande du flux statorique et du couple	21
4. Principe du contrôle de la vitesse du moteur	24
5. Onduleur serré au point neutre trois niveaux.....	25
5.1 Topologie de l'onduleur serré au point neutre	26

5.2	Technique de modulation à deux porteuses	27
6.	Onduleur à diodes de blocage cinq niveaux	27
6.1	Topologie de l'onduleur à diodes de blocage.....	27
6.2	Technique de disposition d'opposition de phase de la modulation de largeur d'impulsion (POD-PWM)	28
7.	Estimateur en calcul direct (DCM).....	29
8.	Résultats des simulations.....	31
8.1	Comparaison entre la DTC classique et la PI-DTC-SPWM	32
8.2	Comparaison entre les topologies d'onduleur appliquées au moteur à PI-DTC-SPWM....	34
8.2.1	Variation de la vitesse instantanée	34
8.2.2	Variation de la vitesse en rampe	37
9.	Conclusion	39
10.	Références.....	39
	Chapitre 2	43
	COMMANDE DU MOTEUR ASYNCHRONE.....	43
	PAR LA DTC EN MODE GLISSANT	43
1.	Introduction.....	43
2.	Conception de la commande par mode de glissement.....	44
2.1	Choix de la surface de commutation	44
2.2	Condition de convergence	45
2.3	Conception du contrôle	45
2.4	Expression analytique de la commande	46
3.	Commande directe du couple en mode glissant (SM-DTC-SPWM).....	47
3.1	Modèle du moteur asynchrone à cage dédié à la SM-DTC-SPWM.....	47
3.2	Principe du contrôle du flux et du couple en mode glissant.....	48
3.3	Principe du contrôle de la vitesse du moteur en mode glissant.....	50
4.	Résultats des simulations.....	51
5.	Conclusion	54
6.	Références.....	54
	Chapitre 3	56
	COMMANDE DU MOTEUR ASYNCHRONE.....	56
	PAR LA LOGIQUE FLOUE	56
1.	Introduction.....	56
2.	Conception de la logique floue	56
2.1	Théorie de la logique floue.....	57
2.2	Fonctions d'appartenance.....	58

2.3	Univers de discours	58
2.4	Opérations sur les ensembles flous	58
2.5	Raisonnement par la logique floue	60
3.	Structure générale de la commande par la logique floue	60
3.1	Interface de fuzzification	61
3.2	Base de connaissance et inférence floue	61
3.2.1	Base de connaissance	61
3.2.2	Inférence floue	62
a.	Description des règles d'inférence	62
b.	Implication floue	63
3.2.3	Interface de fuzzification	64
4.	La commande directe du couple par la logique floue (FL-DTC)	65
4.1	Modèle du moteur asynchrone à cage dédié à la FL-DTC	65
4.2	Contrôle du flux statorique et du couple	65
a.	Etape de fuzzification	66
b.	Règles de contrôle et mécanisme d'inférence	67
c.	Etape de défuzzification	69
4.3	Contrôle de la vitesse	69
a.	Avec un régulateur PI	69
b.	Avec un régulateur en mode glissant	70
5.	Résultats des simulations et discussions	71
6.	Conclusion	82
7.	Références	82
Chapitre 4	85
CONTRIBUTION A L'AMELIORATION DE L'ESTIMATION DE VITESSE POUR UN		
MOTEUR ASYNCHRONE A COMMANDE DIRECTE DU COUPLE EN MODE		
GLISSANT		
85		
1.	Introduction	85
2.	Principe de la commande et le convertisseur	85
3.	Estimateur DCM basé sur la méthode en calcul direct	86
4.	Estimateur MRAS basé sur le système adaptatif du modèle de référence à flux statorique	87
5.	Estimateur SMO basé sur le mode glissant	89
6.	Résultats de simulations des trois observateurs	90
6.1	Tests de simulation à basse vitesse	91
6.2	Tests de simulation à moyenne vitesse	91
6.3	Tests de simulation à grande vitesse	92

7.	Contribution à l'estimation de la vitesse du moteur asynchrone.....	93
7.1	Tests de simulation sous une variation en rampe de la vitesse	94
8.	Duel entre la PI-DTC-SPWM et la logique floue pour l'entraînement d'un moteur asynchrone sans capteur.....	96
8.1	Comparaison de la FL-DTC avec l'onduleur deux niveaux et la PI-DTC-SPWM avec l'onduleur trois et cinq niveaux utilisant l'estimateur MRAS	96
8.2	Comparaison de la FL-DTC avec l'onduleur deux niveaux et la PI-DTC-SPWM avec l'onduleur trois et cinq niveaux utilisant l'estimateur Double SMO-SMRAS	101
9.	Conclusion	106
10.	Références.....	107
	Chapitre 5	108
	IMPLANTATION EXPERIMENTALE	108
1.	Introduction.....	108
2.	Réalisation de l'onduleur didactique en boucle ouverte.....	108
2.1	Schéma global de l'installation de l'onduleur didactique	108
2.2	Carte de développement eZdsp™ F2812	109
2.2.1	Signal de la porteuse PWM.....	110
2.3	Carte d'interface	111
2.4	Onduleur didactique à deux niveaux avec CALC	112
2.5	Onduleur industriel complet 7MBR15SA120.....	116
2.6	Conception du filtre LC.....	116
3.	Réalisation de l'onduleur didactique en boucle fermée.....	117
3.1	Schéma global de l'installation	117
3.2	Stratégie de contrôle en boucle fermée de l'onduleur triphasé	118
3.2.1	Modélisation du filtre LC.....	118
3.2.2	Design de la boucle interne du courant.....	119
3.2.3	Design de la boucle externe de la tension	120
3.3	Module convertisseur analogique-numérique	121
3.4	Circuits des capteurs.....	121
3.4.1	Capteur de tension.....	122
3.4.2	Capteur du courant	122
4.	Résultats expérimentaux de l'onduleur didactique et industriel en boucle ouverte	123
4.1	Résultats expérimentaux avec différentes fréquences de commutation.....	123
4.2	Résultats expérimentaux avec variation de l'indice de modulation	130
5.	Résultats expérimentaux de l'onduleur didactique et industriel en boucle fermée	131
6.	Présentation du banc expérimental de la chaîne avec le moteur asynchrone	133

6.1	Moteur d'entraînement	134
6.2	Convertisseur de puissance	134
6.3	Carte d'interface d'optocoupleur.....	135
6.4	Carte capteurs	135
6.5	Carte d'isolation et d'adaptation	136
6.6	Implantation de la commande PI-DTC-SPWM	136
7.	Résultats expérimentaux du banc d'essai avec le moteur asynchrone à cage	137
8.	Conclusion	141
9.	References.....	141
	CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	143
	Annexes	145
	Annexe A : Modélisation du moteur	157
1.	Description du moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil	145
2.	Hypothèses.....	145
3.	Représentation équivalente et formulation vectorielle	146
3.1	Equations électriques.....	147
3.2	Mise en équation en diphasé	150
3.2.1	Principe de la transformation de Concordia/Clarke	150
3.2.2	Principe de la transformation de Park	151
3.2.3	Passage du repère (d,q) au repère (α,β) ou l'inverse.....	152
3.3	Équations du moteur asynchrone dans le repère tournant (d,q)	155
3.4	Equation mécanique	156
3.5	Équations du moteur asynchrone dans le repère fixe (α,β)	156
	Annexe B : Détermination expérimentales des paramètres du moteur	157
1.	Equations complexes équivalentes dans le repère (d,q)	157
1.1	Grandeurs ramenées au stator.....	159
1.2	Schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator	160
2.	Identification expérimentale des paramètres du moteur asynchrone triphasé à cage	160
2.1	Essai Voltampèremétrique en courant continu (mesure de résistance d'une phase statorique).....	161
2.2	Essai à vide.....	161
2.3	Essai en court-circuit (à rotor bloqué).....	162
2.4	Identification des pertes fer et mécanique	164
2.5	Essai de ralentissement.....	165

Liste de figures

Chapitre 1

Fig. 1.1 Stratégie de la DTC classique basée sur la table de commutation	9
Fig. 1.2 Onduleur triphasé à deux niveaux alimentant un moteur asynchrone	10
Fig. 1.3 Vecteurs tension de l'onduleur deux niveaux dans le plan complexe	13
Fig. 1.4 Évolution du vecteur du flux statorique dans le plan complexe	14
Fig. 1.5 Boucle de régulation du flux statorique avec le comparateur d'hystérésis à deux niveaux ..	15
Fig. 1.6 Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs de tension	16
Fig. 1.7 Boucle de régulation du couple électromagnétique avec le comparateur d'hystérésis à trois niveaux	16
Fig. 1.8 Sélection du vecteur tension lorsque le vecteur du flux statorique est situé dans le secteur i	18
Fig. 1.10 Comparaison de la porteuse et du signal de référence dans le cas d'un onduleur à deux niveaux	21
Fig. 1.11 Blocs de régulation du flux statorique et du couple électromagnétique	23
Fig. 1.12 Boucle de régulation de la vitesse avec le régulateur proportionnel-intégral.....	25
Fig. 1.13 Onduleur triphasé NPC à trois niveaux alimentant un moteur asynchrone.....	26
Fig. 1.14 Comparaison des deux porteuses et du signal de référence dans le cas d'un onduleur à trois niveaux.....	27
Fig. 1.15 Onduleur triphasé cinq niveaux à diodes de blocage alimentant un moteur asynchrone ...	28
Fig. 1.16 Comparaison des quatre porteuses et du signal de référence dans le cas d'un onduleur à cinq niveaux	29
Fig. 1.17 Schéma fonctionnel de la structure d'estimation de la vitesse basée sur la méthode du calcul direct	31
Fig. 1.18 Réponse de la vitesse rotorique (tr/min)	32
Fig. 1.19 Réponse du couple électromagnétique (N.m).....	32
Fig. 1.20 Réponse des courants statoriques (A).....	33
Fig. 1. 21 Amplitude du flux statorique (Wb).....	33
Fig. 1.22 Trajectoires vectorielles du flux statorique et du flux rotorique (Wb)	34
Fig. 1.23 Variation de vitesse [400 tr/min ; 1400 tr/min]	35
Fig. 1.24 Couple électromagnétique en [N.m].....	35
Fig. 1.25 Courants statoriques en [A]	36
Fig. 1.26 Amplitude du flux statorique en [Wb].....	36
Fig. 1.27 Variation de vitesse [400 tr/min ; 1400 tr/min] en rampe	37
Fig. 1.28 Couple électromagnétique en [N.m].....	37
Fig. 1.29 Amplitude du flux statorique en [Wb].....	38

Fig. 1.30 Courants statoriques en [A]	38
Fig. 1.31 Taux de distorsion harmonique des courants statoriques en %	39

Chapitre 2

Fig. 2.1 Principe du mode de glissement de la trajectoire d'état	43
Fig. 2.2 Fonctions d'évaluation typiques: a) signe, b) relais, c) linéaire avec saturation, d) hyperbolique.....	45
Fig. 2.3 Stratégie de la DTC en mode glissant.....	46
Fig. 2.4 Fonction linéaire avec saturation « sat ».....	48
Fig. 2.5 Blocs de régulation du flux statorique et du couple électromagnétique	49
Fig. 2.6 Boucle de régulation de la vitesse avec le régulateur en mode glissant	49
Fig. 2.7 Réponse de la vitesse du moteur (tr/min)	51
Fig. 2.8 Réponse du couple électromagnétique (N.m).....	51
Fig. 2.9 Les courants statoriques (A)	52
Fig. 2.10 Amplitude du flux statorique (Wb).....	52
Fig. 2.11 Spectres harmoniques du courant statorique	53

Chapitre 3

Fig. 3.2 Formes usuelles des fonctions d'appartenance.....	58
Fig. 3.3 Union des ensembles flous A et B	59
Fig. 3.4 Intersection des ensembles flous A et B	59
Fig. 3.5 Complémentation de l'ensemble flou A	60
Fig. 3.6 Schéma synoptique général d'un contrôleur flou	60
Fig. 3.7 Exemple de fuzzification	61
Fig. 3.8 Méthode de l'inférence Max-Min (Mamdani).....	64
Fig. 3.9 Schéma synoptique de la méthode DTC en logique floue appliquée à un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux	66
Fig. 3.10 Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée	67
Fig. 3.11 Fonctions d'appartenance pour la variable de sortie.....	67
Fig. 3.12 Structure interne du contrôleur flou.....	68
Fig. 3.13 Boucle de régulation de la vitesse avec le régulateur proportionnel-intégral.....	69
Fig. 3.14 Boucle de régulation de la vitesse avec le régulateur en mode glissant	70
Fig. 3.15 Réponse de la vitesse estimée en [tr/min] et ses Zooms.....	72
Fig. 3.16 Réponse du couple électromagnétique en [N.m] et ses Zooms	73
Fig. 3.17 Courants statoriques en [A] et ses Zooms	73
Fig. 3.18 Réponse de la vitesse estimée en [tr/min] et ses Zooms.....	74
Fig. 3.19 Réponse du couple électromagnétique en [N.m] et ses Zooms	75
Fig. 3.20 Courants statoriques en [A] et ses Zooms	75

Fig. 3.21 Réponse de la vitesse estimée en [tr/min] et ses Zooms.....	76
Fig. 3.22 Réponse du couple électromagnétique en [N.m] et ses Zooms	77
Fig. 3.23 Courants statoriques en [A] et ses Zooms	77
Fig. 3.24 Réponse de la vitesse estimée en [tr/min] et ses Zooms.....	78
Fig. 3.25 Réponse du couple électromagnétique en [N.m] et ses Zooms	78
Fig. 3.26 Courants statoriques en [A] et ses Zooms	79
Fig. 3.27 Amplitude du flux statorique en [Wb] pour : (a) DTC floue et (b) DTC en mode glissant	79

Chapitre 4

Fig. 4.1 Diagramme synoptique de la commande en mode glissant du moteur asynchrone alimenté par un onduleur NPC à trois niveaux sans capteur de vitesse.....	86
Fig. 4.2 Design de l'estimateur de vitesse basée sur la méthode en calcul direct (DCM).....	87
Fig. 4.3 Design de l'estimateur de vitesse en MRAS à flux statorique	89
Fig. 4.4 Observateur du flux statorique en mode glissant (SMO)	90
Fig. 4.5 Réponse de la vitesse estimée (20 tr/min)	91
Fig. 4.6 Réponse de la vitesse estimée (600 tr/min)	92
Fig. 4.7 Réponse de la vitesse estimée (1300 tr/min)	92
Fig. 4.8 Observateur proposé SMRAS.....	93
Fig. 4.9 Observateur proposé basculant entre SMO et MRAS à flux statorique	94
Fig. 4.10 Variation en rampe de la vitesse [20 tr/min ; 1300 tr/min].....	95
Fig. 4.11 Réponse de la vitesse estimée par la FL-DTC en [tr/min].....	97
Fig. 4.12 Réponse de la vitesse estimée par la PI-DTC-SPWM avec trois cinq niveaux en [tr/min]	97
Fig. 4.13 Réponse de la vitesse estimée par la PI-DTC-SPWM avec onduleur cinq niveaux en [tr/min]	98
Fig. 4.14 Réponse du couple électromagnétique par la FL-DTC en [N.m]	98
Fig. 4.15 Réponse du couple électromagnétique par la PI-DTC-SPWM avec onduleur trois niveaux en [N.m]	99
Fig. 4.16 Réponse du couple électromagnétique par la PI-DTC-SPWM avec onduleur cinq niveaux en [N.m]	99
Fig. 4.17 Courants statoriques par la FL-DTC en [A]	100
Fig. 4.18 Courants statoriques par la PI-DTC-SPWM avec onduleur trois niveaux en [A].....	100
Fig. 4.19 Courants statoriques par la PI-DTC-SPWM avec onduleur cinq niveaux en [A]	101
Fig. 4.21 Réponse de la vitesse par la PI-DTC-SPWM avec onduleur trois niveaux en [tr/min] ..	102
Fig. 4.22 Réponse de la vitesse par la PI-DTC-SPWM avec onduleur cinq niveaux en [tr/min]....	103
Fig. 4.23 Réponse du couple électromagnétique par la FL-DTC en [N.m]	103
Fig. 4.24 Réponse du couple électromagnétique par la PI-DTC-SPWM avec onduleur trois niveaux en [N.m]	104

Fig. 4.25 Réponse du couple électromagnétique par la PI-DTC-SPWM avec onduleur cinq niveaux en [N.m]	104
Fig. 4.26 Courants statoriques de la FL-DTC en [A]	105
Fig. 4.27 Courants statoriques de la PI-DTC-SPWM avec onduleur trois niveaux en [A]	105
Fig. 4.28 Courants statoriques de la PI-DTC-SPWM avec onduleur cinq niveaux en [A]	106

Chapitre 5

Fig. 5.1 Onduleur deux niveaux alimentant une charge triphasée résistive via un filtre LC en boucle ouverte.....	109
Fig. 5.2 Schéma fonctionnel de l'architecture du contrôle proposé.....	111
Fig. 5.3 Circuit d'interface de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	112
Fig. 5.4 (a) Interrupteur électronique avec le circuit CALC (b) Aide à la commutation à l'état de la fermeture (c) Aide à la commutation à l'état de l'ouverture.....	113
Fig. 5.5 Circuit de puissance de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	115
Fig. 5.6 Circuit équivalent du module industriel complet 7MBR15SA120.....	116
Fig. 5.7 Onduleur deux niveaux alimentant une charge triphasée résistive via un filtre LC en boucle fermée.....	117
Fig. 5.8 Stratégie de contrôle de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	118
Fig. 5.9 Schéma fonctionnel de la boucle de régulation du courant suivant l'axe d.....	119
Fig. 5.10 Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de la tension suivant l'axe d	121
Fig. 5.11 Carte d'implémentation des capteurs du courant LA25-p et de la tension LV25-p	122
Fig. 5.12 Signaux de commande de deux IGBTs de l'état haut des deux bras d'onduleur (a) à 2KHz et (b) à 5KHz.....	123
Fig. 5.13 Carte d'interface avec sa propre alimentation 15V DC.....	124
Fig. 5.14 Sorties Driver 'Etat haut et bas' (a) à 2KHz et (b) à 5KHz.....	124
Fig. 5.15 Onduleur didactique avec six IGBTs de type IRGPS60B120KDP.....	125
Fig. 5.16 Module compact de l'onduleur 7MBR15SA120.....	125
Fig. 5.17 Tension simple avant filtrage des phases 1 et 3 à 5KHz (a) du IRGPS60B120KDP et (b) du 7MBR15SA120.....	125
Fig. 5.18 Tension simple avant filtrage des phases 1 et 3 à 2KHz (a) du IRGPS60B120KDP et (b) du 7MBR15SA120.....	126
Fig. 5.19 Tension composée Vbc avant filtrage à 5KHz (a) du IRGPS60B120KDP et (b) du 7MBR15SA120.....	126
Fig. 5.20 Tension composée Vbc avant filtrage à 2KHz (a) du IRGPS60B120KDP et (b) du 7MBR15SA120.....	127
Fig. 5.21 Filtre LC.....	127

Fig. 5.22 Tension simple après filtrage des phases 1 et 3 à 5KHz (a) du IRGPS60B120KDP et (b) du 7MBR15SA120.....	128
Fig. 5.23 Tension simple après filtrage des phases 1 et 3 à 2KHz (a) du IRGPS60B120KDP et (b) du 7MBR15SA120.....	128
Fig. 5.24 Tension composée après filtrage Vbc à 5KHz (a) du IRGPS60B120KDP et (b) du 7MBR15SA120.....	128
Fig. 5.25 Tension composée après filtrage Vbc à 2KHz (a) du IRGPS60B120KDP et (b) du 7MBR15SA120.....	129
Fig. 5.26 Schéma complet du système avec l'onduleur triphasé à deux niveaux de type IRGPS60B120KDP alimentant une charge résistive de 200 Ω via le filtre LC	129
Fig. 5.27 Schéma complet du système avec l'onduleur triphasé industriel de type 7MBR15SA120 alimentant une charge résistive de 200 Ω via le filtre LC	130
Fig. 5.28 Tensions simples après filtrage des phases 1 et 3 à 5KHz et un indice de modulation égale à 0.5 (a) de l'onduleur didactique et (b) de l'onduleur industriel	130
Fig. 5.29 Tension composée Vbc après filtrage à 5KHz et un indice de modulation égale à 0.5 (a) de l'onduleur didactique et (b) de l'onduleur industriel	131
Fig. 5.30 carte de capteurs de mesure pour les deux onduleurs.....	131
Fig. 5.31 Sorties des capteurs du courant des deux phases (ia, ib) avec et sans amplificateur TL071CN (a) pour l'onduleur triphasé didactique et (b) pour le module industriel 7MBR15SA120	132
Fig. 5.32 Sorties des capteurs de tension des deux phases (va, vb) avec et sans amplificateur TL071CN (a) pour l'onduleur triphasé didactique et (b) pour le module industriel 7MBR15SA120	133
Fig. 5.33 Banc expérimental de la chaîne avec le moteur asynchrone à cage	134
Fig. 5.34 Carte d'interface d'optocoupleur	135
Fig. 5.35 Carte capteurs des tensions et des courants	136
Fig. 5.36 Carte d'isolation et d'adaptation.....	136
Fig. 5.37 Modèle SIMULINK de la commande PI-DTC-SPWM	137
Fig. 5.38 Prototype expérimental de l'installation complète avec le moteur asynchrone à cage	138
Fig. 5.39 Eléments implémentés de l'installation réalisation (a) Carte capteur et adaptation (b) Carte d'isolation (c) Carte filtrage (d) Moteur asynchrone et charge (e) Carte optocoupleur et onduleur (f) Carte d'alimentation 3.3V et -15V/0/15V.....	139
Fig. 5.40 Tensions composées aux bornes du moteur asynchrone	139
Fig. 5.42 Tensions composées après adaptation	140
Fig. 5.41 Tensions composées à la sortie des capteurs	140
Fig. 5.43 Courants des deux phases après adaptation	140

Fig. 5.44 Composants du flux statorique	140
Fig. 5.45 Vitesse mécanique du moteur asynchrone.....	141
Fig. 5.46 Couple électromagnétique	141

Annexe A

Fig. A.1 Coupe détachée du moteur asynchrone à cage d'écureuil.....	145
Fig. A.2 Structure équivalente du moteur asynchrone triphasé	146
Fig. A.3 le passage du système triphasé au système biphasé fixe équivalent (α, β) puis au repère tournant (d,q).....	152

Annexe B

Fig. B.1 Le circuit complexe équivalent dans le repère tournant (d,q).....	158
Fig. B.2 Schéma équivalent du moteur asynchrone en régime permanent	160
Fig. B.3 Schéma équivalent de la MAS à fuites totalisées dans le stator	161
Fig. B.4 Schéma de l'essai voltampèremétrique.....	161
Fig. B.5 Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à vide	162
Fig. B.6 Schéma de l'essai à vide	162
Fig. B.7 Schéma équivalent simplifié de la MAS à rotor bloqué	163
Fig. B.8 Schéma de l'essai en court-circuit	163
Fig. B.9 Courbe de la séparation des pertes	165
Fig. B.10 Essai de ralentissement effectué sur un moteur asynchrone à cage	167

Liste des tableaux

Chapitre 1

Tableau 1.1 Table de commutation de la DTC classique	13
Tableau 1.2 Six secteurs de la trajectoire circulaire du flux statorique	17
Tableau 1.3 Table de commutation de la DTC classique	18
Tableau 1.4 Paramètres du régulateur PI selon les règles standard pour ($T_e \rightarrow 0$)	24
Tableau 1.5 Les signaux de commande de la phase A de l'onduleur	28

Chapitre 3

Tableau 3.1 Matrice d'inférence	62
Tableau 3.2 Les règles floues.....	68
Tableau 3.3 Récapitulations exhaustive des différents résultats de simulations (1).....	80
Tableau 3.4 Récapitulations exhaustive des différents résultats de simulations (2).....	81

Chapitre 5

Tableau 5.1 Calcul des pertes par commutation avant l'ajout du circuit CALC	113
Tableau 5.2 Calcul des pertes par commutation après l'ajout du circuit CALC	115

Annexe B

Tableau. B.1 Tableau récapitulatif de l'essai voltampèremétrique	161
Tableau. B.2 Tableau récapitulatif de l'essai en court-circuit	163
Tableau. B.3 Tableau des mesures expérimentales de l'essai à vide	164

Glossaire

ANN : Réseau neuronal artificiel
CHBI : Onduleur en pont H en cascade
DCM : Méthode du calcul direct
DCMI : Onduleur cinq niveaux à diodes de blocage
DTC : Contrôle direct du couple
EKF : Filtre de Kalman étendu
FCI : Onduleur à condensateurs flottants
FLC : Contrôle en logique floue
FL-DTC : Contrôle direct du couple par la logique floue
LO : Observateur de Luenberger
MRAS : Système adaptatif du modèle de référence
MPC : Contrôle en modèle prédictif
NPC : Onduleur à point neutre commun
PID : Régulateur proportionnel-intégral-dérivé
POD : Opposition disposition de phase
SMC : Contrôle en mode glissant
SM-DTC : Contrôle direct du couple en mode glissant
SMO : Observateur en mode glissant
SMRAS : Système adaptatif de référence en mode glissant
SPWM : Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale
SVM : Méthode du vecteur spatial
TDH : Taux de distorsion harmonique

INTRODUCTION GENERALE ET ETAT DE L'ART

1. Vue d'ensemble de l'état d'art

Le développement de technologies de plus en plus performantes a permis d'étendre le domaine d'application des machines électriques dans le milieu industriel, parmi les machines électriques, les moteurs à courant continu ont été les premiers à bénéficier de ces recherches, cependant la présence du collecteur limite leur fonctionnement dans le domaine des grandes puissances. Les moteurs à courant alternatif prennent la relève et surtout le moteur asynchrone à cage d'écureuil qui est fortement apprécié pour sa robustesse, son rendement élevé et sa maintenance réduite. L'entraînement à vitesse variable des moteurs électriques était et sera toujours l'objectif des recherches scientifiques grâce à l'évolution technologique des convertisseurs statiques et l'élaboration des lois de commande de plus en plus performantes, plusieurs techniques ont été proposées à cet effet tel que le contrôle scalaire et le contrôle vectoriel. La commande scalaire consiste principalement en deux types ; commande V/F constante et la commande scalaire du courant statorique, alors que les stratégies de commandes vectorielles sont très variées et chacune des méthodes de contrôle possède des caractéristiques qui la définissent et qui est convenable pour une application donnée [Kaz02]. Le contrôle à flux orienté (FOC) est une stratégie vectorielle qui attribue une haute performance aux moteurs asynchrones en assurant le découplage entre leurs variables. Cependant, elle utilise un nombre assez élevé de boucle de régulation ce qui entraîne une lente dynamique du flux, d'autre part, sa structure de contrôle dépend des paramètres rotoriques qui varient [Sad12]. La commande directe du couple (DTC) proposée en 1986 par I. Takahashi et T. Noguchi est parmi les techniques avancées introduites pour assurer un contrôle du couple rapide [Tak86]. Cependant, cette stratégie de contrôle présente des inconvénients majeurs tels que les ondulations élevées du flux et du couple électromagnétique et les pertes provoquées par la fréquence de commutation variable [Amm19]. De ce fait, la littérature propose une multitude de techniques avancées basées sur la DTC et qui améliorent considérablement les performances du moteur à induction. En [Rod04] la technique DTC-SVM à fréquence de commutation constante, qui utilise la méthode du vecteur spatial (SVM), a été proposée, elle offre une distorsion harmonique totale plus faible, des ondulations réduites et des pertes par commutation minimisées. Cependant, cette méthode repose sur l'utilisation des régulateurs proportionnels-intégraux linéaires, ce qui dégrade les performances en présence des perturbations externes, des variations des paramètres et du degré élevé de couplage non linéaire entre les grandeurs de la machine [Liu18].

L'application des outils mathématiques modernes a permis un développement révolutionnaire dans les approches de contrôle dites robustes et non linéaires qui servent à pallier les lacunes des différentes commandes linéaires des moteurs électriques. L'approche du contrôle prédictif (MPC)

est l'une des méthodes non linéaires qui a attiré l'attention de plusieurs chercheurs dans le domaine de l'entraînement des moteurs électriques, le principe de cette commande est d'utiliser un modèle dynamique du processus commandé au sein du contrôleur pour anticiper en temps réel le comportement prochain [Che18], toutefois, la grande complexité de la loi du contrôle et la performance insatisfaisante en régime permanent limitent ses utilisations [Zha15]. La méthode en Backstepping suggérée dans [Xu18] est une stratégie qui permet de stabiliser le système avec une synthèse systématique des régulateurs par la théorie de Lyapunov à travers un modèle adaptatif, cette méthode, malgré sa précision elle n'est pas suffisamment insensible aux incertitudes paramétriques [Eld20-1]. La commande par mode glissant (SMC) est aussi l'une des stratégies robustes et non linéaires qui a été proposée pour améliorer la DTC classique, elle se caractérise par une dynamique performante et une grande insensibilité face aux variations des paramètres et aux perturbations externes. Malheureusement, Cette technique présente un inconvénient majeur connu sous le nom de « chattering » qui l'empêche d'être utilisée dans une large gamme de réalisations pratiques, heureusement ce désavantage peut être contourné en faisant un bon choix de la fonction d'évaluation [Eld20-1]. Récemment, les techniques de l'intelligence artificielle sont apparues comme des moyens prometteurs pour résoudre les problèmes du contrôle non linéaire, en particulier, le contrôle basé sur la logique floue et les réseaux de neurones artificiels (ANN) [Chen20]. Plusieurs travaux ont proposé une combinaison de DTC avec ANN où les comparateurs d'hystérésis et la table de commutation de DTC ont été remplacés par l'approche ANN [Gha19]. Cependant, ce dernier nécessite des processeurs à très grande puissance de calcul pour aboutir à une commande en temps réel. En outre, la structure des réseaux appropriés au système commandé est difficilement conçue puisqu'elle se base sur des raisonnements et non une mise en équations évidente, pour cela, la réalisation d'une telle commande est fortement limitée. La commande par la logique floue est capable de gérer les systèmes complexes ou faiblement modélisés, de plus, elle présente des performances robustes et une faible dépendance mathématique aux paramètres de l'installation [Amm18]. La structure de la commande DTC basée sur la logique floue est constituée d'une table de commutation floue remplaçant les contrôleurs à hystérésis et la table de commutation conventionnelle, les lois de commutation de l'onduleur sont déterminées par les règles linguistiques de la table de décision floue [Oua19]. La conception du contrôleur en logique floue ne nécessite pas de modèle mathématique exact du système et peut gérer toutes les non-linéarités et les incertitudes. Par ailleurs, l'accomplissement d'une commande, aussi performante qu'elle soit d'un moteur asynchrone, ne peut être satisfaisante qu'avec un retour précis de l'information de la vitesse. Au paravent cette fonction était attribuée aux capteurs mécaniques ou tachymètres. Néanmoins, l'emploi de ces outils entraîne inévitablement un encombrement, un coût supplémentaire, une sensibilité aux bruits mécaniques et une fiabilité dégradée, en plus, ils sont complètement inappropriés pour des environnements hostiles. De ce fait, plusieurs chercheurs scientifiques ont

élaborés un éventail d'algorithmes d'estimation de la vitesse pour pallier les inconvénients précités des outils mécaniques. Ces algorithmes se distinguent par leurs simplicités, leurs rapidités et leurs sensibilités vis-à-vis des variations des paramètres de la machine ainsi que leurs robustesses même avec une large gamme de vitesses de fonctionnement.

Le filtre de Kalman étendu (EKF) est parmi les méthodes algorithmiques les plus répandues pour estimer la vitesse grâce à sa simplicité d'implémentation même pour des systèmes non linéaires complexes, il vise à converger analytiquement les états du système par une approximation stochastique vers un point de fonctionnement [Bar07]. En revanche, cette méthode est plus ou moins sensible aux changements des paramètres et les gains de rétroaction doivent généralement être modifiés en fonction de la consigne, ce qui affecte de manière significative la précision de l'estimation [Gyo14]. Une autre stratégie d'estimation est la méthode du calcul direct (DCM) qui se base sur le modèle de la machine et permet l'estimation de la vitesse connaissant la valeur du flux rotorique, malgré sa bonne performance, sa simplicité et son temps de calcul réduit, elle souffre d'une dépendance aux paramètres rotoriques qui dégrade les performances de la commande entière [Laz18]. L'observateur de Luenberger est une autre manière d'estimation, Il permet de reconstituer l'état non mesurable en utilisant la correction de l'erreur de l'état mesuré. La structure d'un observateur de luenberger est basée sur un modèle appelé prédicteur inséré dans la boucle ouverte, la structure complète de l'observateur inclut aussi une boucle de contre-réaction permettant de corriger l'erreur entre la sortie du système étudié et celle du modèle. La matrice en boucle fermée est dimensionnée en assurant une convergence rapide entre le modèle (prédicteur) et le système réel. Cette technique amène une meilleure dynamique et une bonne précision [Bri19]. L'un des observateurs adaptatifs les plus utilisés dans les applications de contrôle sans capteur des moteurs asynchrones est le système adaptatif du modèle de référence (MRAS) en raison de sa bonne stabilité, sa facilité de mise en œuvre et sa bonne précision [Agr19]. Son principe est basé sur un correcteur PI qui fournit la vitesse estimée à partir de l'erreur entre le flux statorique estimé et celui mesuré. Une autre théorie d'estimation est l'observation en mode glissant qui a prouvé aussi son efficacité en raison de sa facilité de mise en œuvre, son simple algorithme et sa robustesse vis-à-vis aux variations des paramètres. Au cours de la dernière décennie, diverses structures d'observateurs en mode glissant (SMO) ont été proposées, elles se caractérisent par leurs designs et la grandeur choisie d'estimation, dans le cas de l'observateur en mode glissant à flux statorique, la vitesse estimée est calculée à partir du flux statorique observé. Le principe de cette approche réside sur la convergence de l'erreur d'estimation vers zéro en satisfaisant la condition de stabilité par application de la fonction de Lyapunov [Shu18].

D'un autre côté, l'utilisation des convertisseurs multi-niveaux pour des applications en électronique de puissance a été de plus en plus demandée récemment, en effet, l'emploi d'un grand nombre d'interrupteurs dans les convertisseurs permet d'obtenir des tensions de sortie avec un taux de

distorsion harmonique (TDH) plus faible et de réduire le stress que subit chaque composant en limitant la tension qu'il supporte surtout dans le domaine des puissances élevées, de plus, le coût décroissant des commutateurs à basse tension rend les convertisseurs multi-niveaux plus attractifs [Nat12]. L'onduleur à point neutre commun (NPC) est l'une des topologies multi-niveaux les plus utilisés dans les applications industrielles [Rod07]. Il peut surmonter les limites de l'onduleur conventionnel à deux niveaux puisqu'il génère une tension de sortie presque sinusoïdale [Apa18][Eld18]. Parmi les configurations des onduleurs multi-niveaux [Che06], l'onduleur cinq niveaux à diodes de blocage (DCMI) s'avère être l'une des topologies les plus robustes puisqu'il présente des avantages tels qu'une forte réduction du taux de distorsion harmonique [Paw17].

2. Objectifs de la thèse

L'objectif principal de cette thèse est l'optimisation des performances du moteur asynchrone à cage d'écureuil en utilisant différentes techniques améliorées de la commande DTC et en adoptant plusieurs topologies d'onduleurs avec de nombreux estimateurs. Ce travail de recherche vise plusieurs points principaux :

- La minimisation des ondulations du couple et du flux statorique qui sont les inconvénients majeurs de la méthode DTC classique.
- L'obtention d'une fréquence de commutation constante.
- L'aboutissement à des formes des courants appréciables et l'optimisation du taux de la distorsion harmonique totale.
- L'amélioration des performances du comportement dynamique du moteur.
- L'utilisation d'un contrôle qui permet le découplage entre le flux et le couple.
- L'élimination du capteur mécanique.
- L'achèvement d'une commande robuste et insensible aux perturbations externes et aux incertitudes du système.

3. Organisation de la thèse

Le corps principal de la thèse est structuré comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la commande du moteur asynchrone à cage d'écureuil dans un premier lieu par la DTC classique et la PI-DTC-SPWM en alimentant le moteur par un onduleur usuel à deux niveaux, une étude comparative entre les deux commandes est aussi présentée. Dans un second temps la PI-DTC-SPWM est appliquée au moteur via un onduleur trois niveaux puis cinq niveaux. Une analyse comparative entre les trois topologies d'onduleur est illustrée par des simulations.

Le deuxième chapitre est dédié à la commande DTC basée sur le principe du mode glissant, en effet, après avoir rappelé les concepts de base d'une telle commande, des comparaisons

constructives sont entamées dans ce chapitre afin de mettre en évidence les améliorations ramenées par cette méthode.

Le troisième chapitre est consacré à la commande DTC basée sur la logique floue avec un contrôleur par mode glissant supplémentaire dans la boucle de régulation externe de la vitesse pour assurer une amélioration complète des performances de l'installation.

Ensuite, le quatrième chapitre expose une contribution à l'amélioration de l'estimation de vitesse pour un moteur asynchrone pour une large gamme de vitesse en se basant sur des approches d'observation soutenues. Plusieurs simulations sont abordées pour affirmer la supériorité des estimateurs proposés. En plus, une synthèse qui présente un duel entre la PI-DTC-SPWM et la logique floue pour l'entraînement d'un moteur asynchrone avec le même estimateur couronne tous les concepts présentés dans ce travail. L'efficacité des différentes techniques de contrôle et d'observation sont examinées par simulation à l'aide du logiciel MATLAB / SIMULINK.

Le cinquième chapitre est réservé à l'implantation expérimentale des algorithmes développés sur un banc d'essai basé sur le processeur du signal numérique DSP à virgule fixe TMS320F2812, les résultats expérimentaux obtenus sont aussi présentés pour valider les simulations.

Les travaux de thèse sont achevés par une conclusion générale où les principaux points traités sont rappelés avec les résultats obtenus. En outre, des perspectives sont proposées, il s'agit de faire appel à d'autres commandes robustes et d'autres observateurs pour d'éventuelles comparaisons constructives.

4. Références

[Agr18] Youssef Agrebi Zorgani, Mabrouk Jouili, Yassine Koubaa, Mohamed Boussak, A Very-Low-Speed Sensorless Control Induction Motor Drive with Online Rotor Resistance Tuning by Using MRAS Scheme. *Power Electronics and Drives*, Vol. 4(39), 2019 DOI: 10.2478/pead-2018-0021.

[Amm18] A. Ammar, Performance improvement of direct torque control for induction motor drive via fuzzy logic-feedback linearization Simulation and experimental assessment. *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, Vol. 38 No. 2, pp. 672-692. <https://doi.org/10.1108/COMPEL-04-2018-0183>.

[Amm19] A. Ammar, B. Talbi, T. Ameid, Y. Azzoug and A. Kerrache, (2019) Predictive direct torque control with reduced ripples for induction motor drive based on T-S fuzzy speed controller. *Asian Journal of Control*, Vol. 21, Issue 4, pp. 2155-2166.

[Apa18] Apaza-Perez WA, Moreno JA, Fridman LM (2018) Dissipative approach to sliding mode observers design for uncertain mechanical systems. *Automatica* 87:330–336

- [Bar07] Murat Barut, Seta Bogosyan, Metin Gokasan, Speed-Sensorless Estimation for Induction Motors Using Extended Kalman Filters. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 54, NO. 1, FEBRUARY 2007.
- [Bri19] Lucas Brivadis, Vincent Andrieu, Ulysse Serres, Luenberger observers for discrete-time nonlinear systems. 2019 IEEE 58th Conference on Decision and Control (CDC) Palais des Congrès et des Expositions Nice Acropolis Nice, France, December 11-13, 2019.
- [Che06] Cheng Y, Qian C, Crow ML, Pekarek S, Atcitty S (2006) A comparison of diode-clamped and cascaded multilevel converters for a STATCOM with energy storage. *IEEE Trans Ind Electron* 53(5):1512–1521.
- [Che20] Q. Chen, S. Xie and X. He, Neural-Network-Based Adaptive Singularity-Free Fixed-Time Attitude Tracking Control for Spacecrafts. *IEEE Transactions on Cybernetics* (2020), doi: 10.1109/TCYB.2020.3024672.
- [Eld18] El Daoudi S, Lazrak L, Benzazah C, Lafkih MA (2018) Open loop control of voltage across a three-phase resistive load fed by two level inverters controlled by DSP-TMS320F2812. *Int Review Electr Eng (I.R.E.E.)* 13(6):440–451.
- [Eld19] S. El Daoudi, L. Lazrak, C. Benzazah and M. Ait Lafkih, An Improved Sensorless DTC Technique for Two/Three-Level Inverter Fed Asynchronous Motor. *International Review on Modelling and Simulations (I.RE.MO.S.)*, Vol. 12, N. 5, October 2019, 322-334.
- [Eld20-1] S. El Daoudi, L. Lazrak and M. Ait Lafkih, Sliding mode approach applied to sensorless direct torque control of cage asynchronous motor via multi-level inverter. *Prot Control Mod Power Syst* 5, 13 (2020), <https://doi.org/10.1186/s41601-020-00159-7>.
- [Gha19] A. Ghamri, R. Boumaaraf, M.T. Benchouia, H. Mesloub, A. Goléa, N. Goléa, Comparative study of ANN DTC and conventional DTC controlled PMSM motor. *Mathematics and Computers in Simulation* (2019). <https://doi.org/10.1016/j.matcom.2019.09.006>.
- [Gyo14] Katalin György, András Kelemenb, László Dávidc, Unscented Kalman filters and Particle Filter methods for nonlinear state estimation. *Procedia Technology* 12 (2014) 65–74.
- [Kaz02] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg, Control in power electronics selected problems. Academic Press, 2002.
- [Laz18] Lazrak, L., El Daoudi, S., Benzazah, C., & Lafkih, M. A. (2018). Direct control of the stator flux and torque of the three-phase asynchronous motor using a 2-level inverter with sinusoidal pulse width modulation. *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, 96(18), 6199-6210.
- [Liu18] X. Liu, H. Yu, J. Yu and L. Zhao, Combined Speed and Current Terminal Sliding Mode Control with Nonlinear Disturbance Observer for PMSM Drive. *IEEE Access*, Vol. 6, 2018, pp. 29594-29601.

- [Nat12] Nathenas, T., & Adamidis, G. (2012). A new approach for SVPWM of a threelevel inverter-induction motor fed-neutral point balancing algorithm. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 29, 1–17.
- [Oua19] N. El Ouanjli, S. Motahhir, A. Derouich, A. El Ghzizal, A. Chebabhi and M. Taoussi, Improved DTC strategy of doubly fed induction motor using fuzzy logic controller, *Energy Reports* 5 (2019) 271–279.
- [Paw17] Pawar R, Gawande SP, Kadwane SG, Waghmare MA, Nagpure RN (2017) Five-level diode clamped multilevel inverter (DCMLI) based electric spring for smart grid applications. *Energy Procedia* 117:862–869.
- [Rod04] Rodriguez J, Pontt J, Silva C, et al. (2004), A novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation. *IEEE 35th annu power electron spec conf (IEEE Cat No04CH37551)* 1392–1397. doi: 10.1109/PESC.2004.1355626.
- [Rod07] Rodríguez, J., Bernet, S., Wu, B., Pontt, J. O., & Kouro, S. (2007). Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(6), 2930-2945.
- [Sad12] R. Sadouni, A. Meroufel, Performances comparative study of Field Oriented Control (FOC) and Direct Torque Control (DTC) of Dual Three Phase Induction Motor (DTPIM). *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, Vol. 6, Issue 2, 2012.
- [Shu18] Shuaichen Ye, Fuzzy sliding mode observer with dual SOGI-FLL in sensorless control of PMSM drives. *ISA Transactions* (2018), <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2018.10.004>.
- [Tak86] Takahashi I, Noguchi T (1986) A new quick-response and highefficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Trans Ind Appl Ia-22(5)*:820–827.
- [Xu18] D. Xu, J. Huang, X. Su and P. Shi, Adaptive Command-Filtered Fuzzy Backstepping Control for Linear Induction Motor with Unknown End Effect, *Information Sciences* (2018), doi: <https://doi.org/10.1016/j.ins.2018.10.032>.
- [Zha15] Y. Zhang and H. Yang, Generalized Two-Vector-Based Model-Predictive Torque Control of Induction Motor Drives, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30 , Issue: 7 , 2015, pp. 3818-3829.

Chapitre 1

COMMANDE DU MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE PAR LA DTC CLASSIQUE ET LA PI-DTC-SPWM

1. Introduction

Le contrôle direct du couple (DTC) a été proposé pour la première fois par Takahashi [Tak86] et Depenbrock [Dep88] au milieu des années 80, il a été une alternative au contrôle à flux orienté (FOC). Une telle stratégie repose sur la sélection directe des états de commutation de l'onduleur via une table de commutation prédéfinis, elle offre de nombreux avantages, tels qu'une structure simple, un bon découplage et une réponse rapide. Cependant, son fonctionnement à fréquence variable et l'emploi des comparateurs à hystérésis engendrent des ondulations et des harmoniques élevées qui diminuent les performances de la machine commandée [Amm19]. A cet égard, de nombreuses recherches ont été proposées dans la littérature afin d'améliorer la commande DTC classique, en opérant avec une fréquence de commutation constante et en réduisant les ondulations au niveau du couple et du flux. Dans ce chapitre, la commande DTC classique et la technique DTC à fréquence de commutation constante (PI-DTC-SPWM) qui repose sur la technique de modulation de la largeur d'impulsion seront appliquées au moteur asynchrone à cage alimenté, dans un premier temps, par un onduleur conventionnel deux niveaux. Dans un second temps, la PI-DTC-SPWM sera appliqué au moteur avec un onduleur NPC trois niveaux, ensuite avec un onduleur POD cinq niveaux.

L'exécution d'une stratégie pour l'entraînement des moteurs nécessite le retour de l'information pour un contrôle robuste et hautement précis, à cet effet, de nombreux efforts de recherche récents ont été consacrés aux entraînements électriques sans capteur de vitesse pour éviter les problèmes de celui-ci. La méthode du calcul direct sera utilisée, dans ce chapitre, pour estimer la vitesse du moteur, elle se caractérise par sa simplicité et son temps de calcul réduit [Laz18].

Ce chapitre portera sur une étude descriptive complète de la stratégie DTC classique et de la PI-DTC-SPWM améliorée. En effet, après une présentation du modèle du moteur utilisé, la conception des deux commandes sera faite, par la suite, une description des topologies d'onduleurs employées avec l'estimateur DCM sera introduite. Ces installations seront étudiées dans le cadre d'une étude comparative utilisant des simulations numériques sous le logiciel MATLAB/SIMULINK.

2. Commande directe du couple (DTC classique) à fréquence de commutation variable

La DTC classique réalise une commande découplée du flux statorique et du couple électromagnétique dans le repère stationnaire (α, β) . Elle utilise une table de commutation pour la

sélection du vecteur de tension approprié suivant la variation du flux statorique et du couple du moteur. Cette sélection est effectuée en limitant les amplitudes du flux et du couple par deux bandes d'hystérésis assurant une régulation séparée de ces deux quantités. Les entrées des contrôleurs d'hystérésis sont les erreurs du flux et du couple, leurs sorties déterminent le vecteur de tension pour chaque période de commutation [Naj19]. La figure 1.1 illustre la stratégie de la DTC classique basée sur la table de commutation.

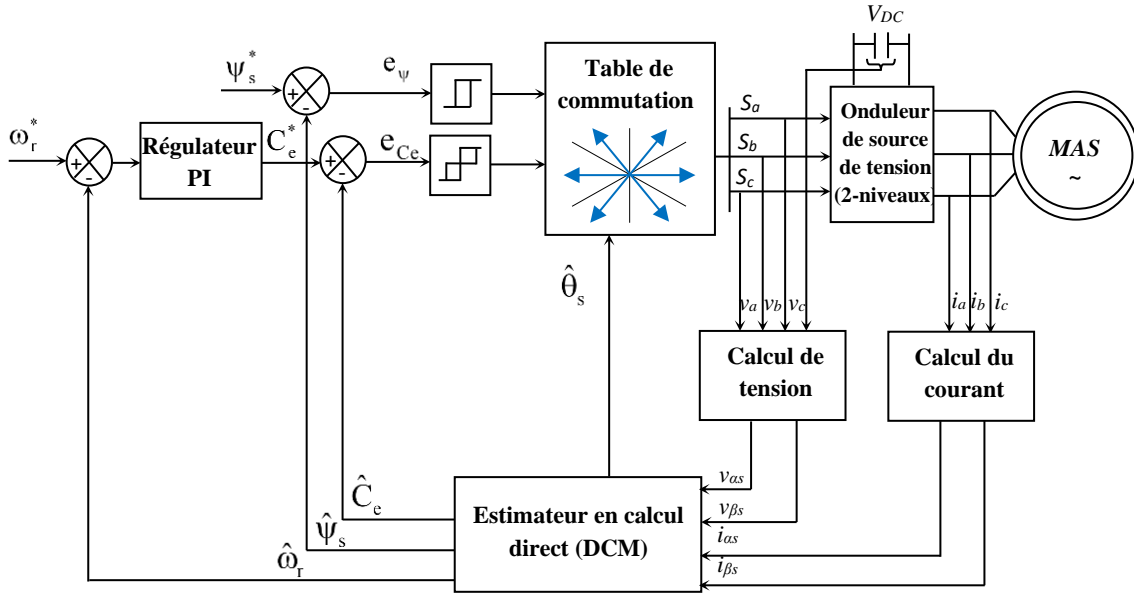


Fig. 1.1 Stratégie de la DTC classique basée sur la table de commutation

2.1 Modèle du moteur asynchrone à cage dédié à la commande directe du couple

Le modèle des équations dynamiques du moteur asynchrone qui est dédié au contrôle direct du couple est exprimé ci-dessous suivant le référentiel statorique fixe (α, β).

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} \\ V_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} \end{cases} \quad \begin{cases} 0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \psi_{\beta r} \\ 0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \omega_r \psi_{\alpha r} \end{cases} \quad (1.1)$$

De même, les équations des flux statorique et rotorique sont présentées comme suit :

$$\begin{cases} \psi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + M_{sr} i_{\alpha s} \\ \psi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + M_{sr} i_{\beta s} \end{cases} \quad \begin{cases} \psi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + M_{sr} i_{\alpha r} \\ \psi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + M_{sr} i_{\beta r} \end{cases} \quad (1.2)$$

Le couple électromagnétique peut également être exprimé par l'équation suivante :

$$C_e = p(\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (1.3)$$

L'équation mécanique fondamentale est présentée par la façon suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\omega_r \quad (1.4)$$

2.2 Onduleur conventionnel deux niveaux

2.2.1 Topologie d'onduleur

Le développement spectaculaire de la technologie des semi-conducteurs a rendu possible la parfaite maîtrise de la variation de vitesse des moteurs asynchrones à cage, ce qui a permis d'épargner les inconvénients du groupe Ward-Léonard et des moteurs Dahlander. Pour réaliser la commande des moteurs asynchrones, il est indispensable de les alimenter via des onduleurs triphasés de tension afin de fournir ou récupérer, en cas de freinage, l'énergie électrique. L'onduleur triphasé de tension est un convertisseur statique permettant la transformation d'une tension continue, provenant soit d'un redresseur triphasé à diodes ou d'une alimentation de tension continue, en une tension alternative [Taz15]. Ce convertisseur est tributaire des caractéristiques de la source continue et de la charge entre lesquelles il est inséré, ses caractéristiques guident les concepteurs au choix convenable des semi-conducteurs à employer et de leurs commandes. La figure 1.2 montre la topologie d'onduleur à deux niveaux, elle se compose de trois bras avec deux commutateurs électroniques placés dans chacun d'eux dont la technologie choisie dépend de la puissance du variateur et de la fréquence de commutation. Dans la plupart des applications, les transistors IGBT ($[T_{A1}, T_{A2}], [T_{B1}, T_{B2}], [T_{C1}, T_{C2}]$) à diodes antiparallèles ($[D_{A1}, D_{A2}], [D_{B1}, D_{B2}], [D_{C1}, D_{C2}]$) sont utilisés puisqu'ils possèdent une grande efficacité et une bonne robustesse [Eld18]. Grâce à une séquence d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, l'onduleur de puissance commute la tension dans les phases du moteur via les trois points médians de chaque bras A, B et C afin d'obtenir un système triphasé de tensions et de courants d'amplitude et de fréquence réglables.

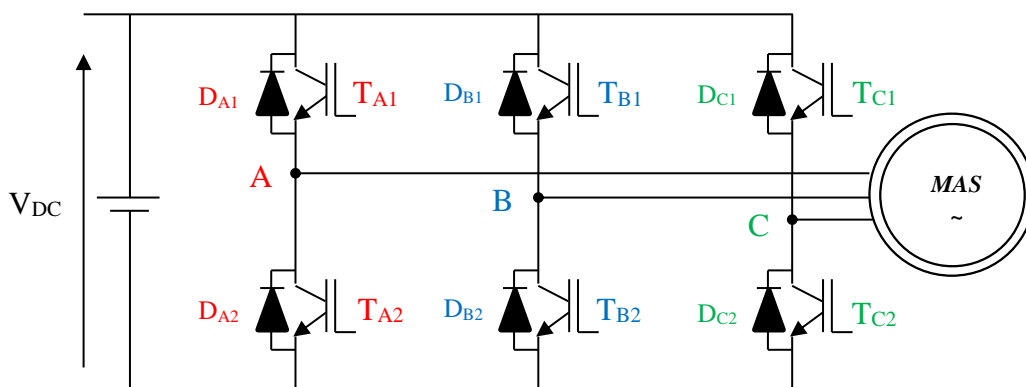


Fig. 1.2 Onduleur triphasé à deux niveaux alimentant un moteur asynchrone

En raison des trois branches actives, trois états de commutation des interrupteurs de l'état haut S_A , S_B et S_C , sont associées à l'onduleur triphasé à pont complet.

Pour simplifier l'étude de l'onduleur, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.

- Le moteur triphasé, est équilibré, couplé en étoile avec un neutre isolé N.

Les tensions composées (tensions de ligne) sont données par :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} \\ V_{BC} = V_{BN} - V_{CN} \\ V_{CA} = V_{CN} - V_{AN} \end{cases} \quad (1.5)$$

$$V_{CA} - V_{AB} = V_{CN} - 2V_{AN} + V_{BN} \quad (1.6)$$

Avec : V_{AN} , V_{BN} et V_{CN} sont les tensions simples (tensions de phases). Le système est triphasé équilibré, donc :

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0 \quad (1.7)$$

Ce qui implique :

$$V_{AN} = -(V_{BN} + V_{CN}) \quad (1.8)$$

En remplaçant (1.8) dans (1.6), on aura :

$$V_{CA} - V_{AB} = -3V_{AN} \quad (1.9)$$

$$V_{AN} = \frac{1}{3}(V_{AB} - V_{CA}) \quad (1.10)$$

En procédant ainsi pour les autres phases, on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{1}{3}(V_{AB} - V_{CA}) \\ V_{BN} = \frac{1}{3}(V_{BC} - V_{AB}) \\ V_{CN} = \frac{1}{3}(V_{CA} - V_{BC}) \end{cases} \quad (1.11)$$

La modélisation de l'onduleur consiste à trouver une relation entre les grandeurs de commande des transistors (S_A, S_B, S_C) et les tensions de sortie de l'onduleur. Ainsi, puisque les grandeurs de commande agissent sur les interrupteurs contrôlables, on peut définir les fonctions de commutation suivantes :

$$\begin{aligned} V(S_A) &= \begin{cases} V_{DC} & \text{si } S_A = 0 \\ 0 & \text{si } S_A = 1 \end{cases} \\ V(S_B) &= \begin{cases} V_{DC} & \text{si } S_B = 0 \\ 0 & \text{si } S_B = 1 \end{cases} \\ V(S_C) &= \begin{cases} V_{DC} & \text{si } S_C = 0 \\ 0 & \text{si } S_C = 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (1.12)$$

Les tensions aux bornes des transistors s'écrivent donc comme suit :

$$\begin{cases} V(S_A) = V_{DC}(1-S_A) \\ V(S_B) = V_{DC}(1-S_B) \\ V(S_C) = V_{DC}(1-S_C) \end{cases} \quad (1.13)$$

On a :

$$\begin{cases} V_{AB} = V(S_B) - V(S_A) \\ V_{CA} = V(S_A) - V(S_C) \end{cases} \quad (1.14)$$

On remplace (1.13) dans (1.14), on trouve :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{DC}(S_A - S_B) \\ V_{CA} = V_{DC}(S_C - S_A) \end{cases} \quad (1.15)$$

D'après les équations (1.11) et (1.15), on obtient :

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{V_{DC}}{3}(2S_A - S_B - S_C) \\ V_{BN} = \frac{V_{DC}}{3}(-S_A + 2S_B - S_C) \\ V_{CN} = \frac{V_{DC}}{3}(-S_A - S_B + 2S_C) \end{cases} \quad (1.16)$$

Les tensions simples et les tensions composées de sortie peuvent être décrites sous une forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix}$$

2.2.2 Vecteurs de tension de l'onduleur deux niveaux dans le plan complexe

Pour l'application de la commande DTC classique, Il existe huit positions possibles des vecteurs de tension suivant les états de commutation dont six sont actifs ($v_1, v_2 \dots v_6$) et deux sont nuls (v_0, v_7) [Zel05]. Les huit états de commutation sont représentés sous forme de vecteurs spatiaux dans la figure 1.3, l'équation qui génère le vecteur de tension en fonction des grandeurs logiques (S_A, S_B, S_C) est la suivante :

$$V = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} \left(S_A + S_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (1.18)$$

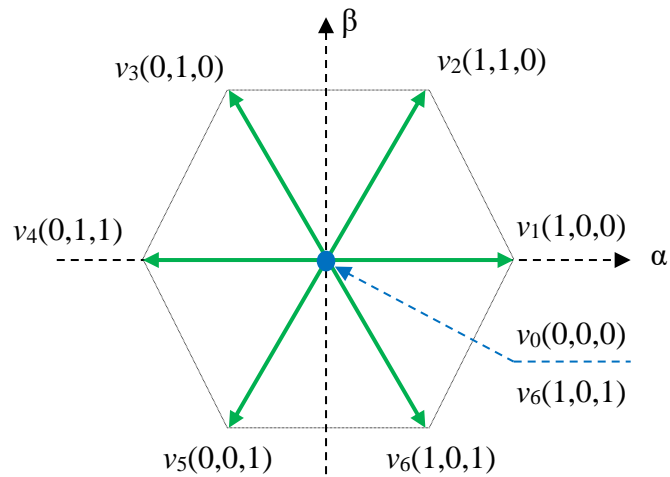


Fig. 1.3 Vecteurs tension de l'onduleur deux niveaux dans le plan complexe

Le tableau ci-dessous récapitule le fonctionnement de l'onduleur suivant les états de commutation choisis d'après le principe de la DTC classique.

Tableau 1.1 Table de commutation de la DTC classique

T_{A1}	T_{A2}	T_{B1}	T_{B2}	T_{C1}	T_{C2}	S_A	S_B	S_C	v_k
0	1	0	1	0	1	0	0	0	v_0
1	0	0	1	0	1	1	0	0	v_1
1	0	1	0	0	1	1	1	0	v_2
0	1	1	0	0	1	0	1	0	v_3
0	1	1	0	1	0	0	1	1	v_4
0	1	0	1	1	0	0	0	1	v_5
1	0	0	1	1	0	1	0	0	v_6
1	0	1	0	1	0	1	1	1	v_7

2.3 Principe de la commande directe du couple classique

Pour maintenir une commande découplée, une paire de comparateurs d'hystérésis reçoit les erreurs du flux statorique et du couple électromagnétique comme entrées. Le choix du vecteur de tension approprié dépend à la fois de la sortie des contrôleurs d'hystérésis et de la position du vecteur du flux statorique [Cas02].

2.3.1 Contrôle du flux statorique

En se basant sur le modèle du moteur, l'équation du flux statorique peut être exprimée par :

$$\psi_s(t) = \int_0^{T_e} (V_s - R_s i_s) dt + \psi_s(0) \tag{1.19}$$

Avec : $\psi_s(0)$ est le vecteur du flux à l'instant initial.

En appliquant un vecteur non nul dans la période d'échantillonnage T_e , nous pouvons négliger la chute de tension de la résistance statorique (R_{si}) devant V_s pour un fonctionnement à grande vitesse. L'équation (1.19) peut être écrite sous la forme ci-dessous :

$$\psi_s(t) \approx V_s T_e + \psi_s(0) \quad (1.20)$$

La relation entre la tension statorique et la variation du flux statorique peut être établie comme suit :

$$\Delta\psi_s = \psi_s(t) - \psi_s(0) \approx V_s T_e \quad (1.21)$$

On peut d'écrire l'évolution du vecteur du flux dans le plan (α, β) par l'expression suivante :

$$\Delta\psi_s = \psi_s(k+1) - \psi_s(k) \approx V_s T_e \quad (1.22)$$

$\psi_s(k+1)$: le vecteur du flux statorique à l'instant suivant.

$\psi_s(k)$: le vecteur du flux statorique à l'instant actuel.

T_e : la période d'échantillonnage.

L'équation (1.22) signifie que la variation du flux statorique dépend du vecteur de tension statorique appliqué pendant une période d'échantillonnage T_e . Le vecteur du flux statorique se déplace dans la direction donnée par le vecteur de tension faisant une trajectoire circulaire (Fig. 1.4). $\vec{V}_{s1}, \vec{V}_{s2}, \vec{V}_{s3}, \vec{V}_{s4}, \vec{V}_{s5}, \vec{V}_{s6}$ sont les vecteurs de tension actifs.

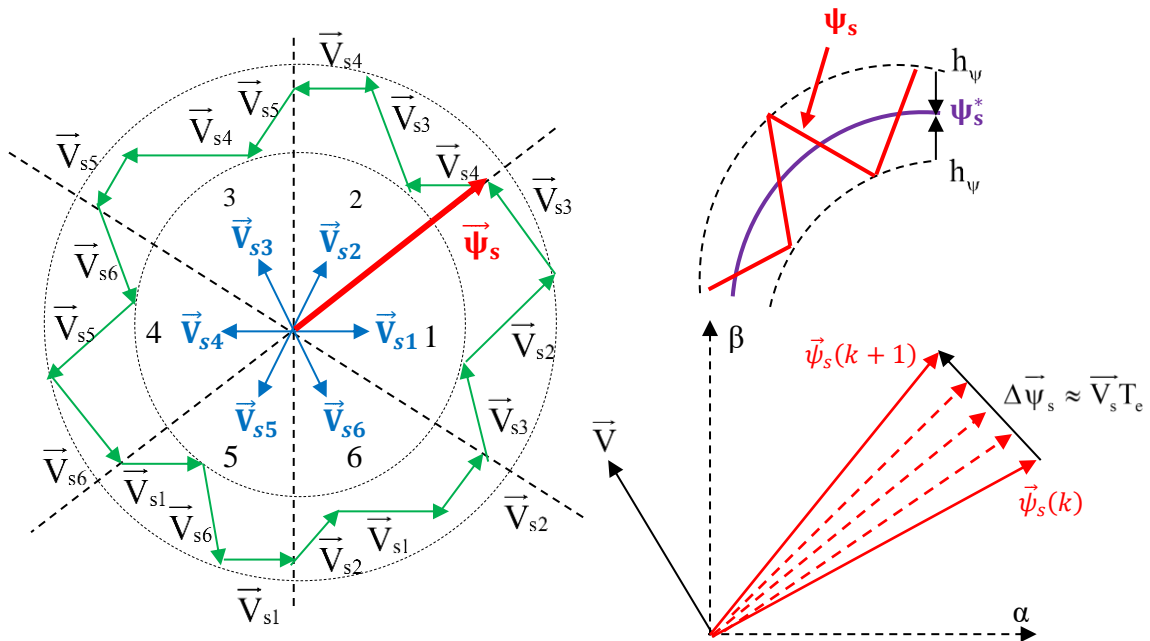


Fig. 1.4 Évolution du vecteur du flux statorique dans le plan complexe

Un comparateur d'hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la régulation du flux statorique. Il permet de maintenir la variation du flux dans une bande de largeur $2h_\psi$ qui correspond aussi à la différence des deux rayons des cercles concentriques, comme le montre la figure 1.4 et 1.5. La fréquence de commutation de l'onduleur dépend du choix de la largeur de la bande d'hystérésis $2h_\psi$ du flux statorique [Tou08][Seb11].

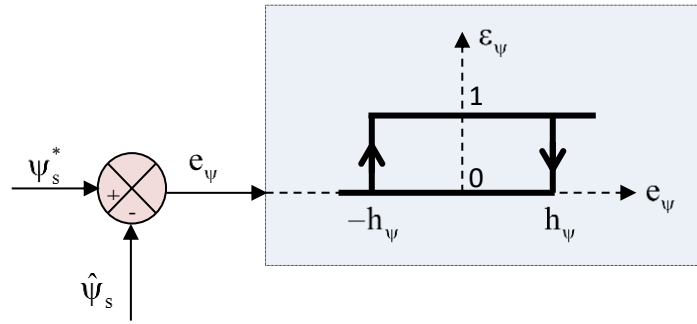


Fig. 1.5 Boucle de régulation du flux statorique avec le comparateur d'hystérésis à deux niveaux

Les sorties logiques du contrôleur du flux sont définies comme suit : ($e_{\psi} = \Delta\psi_s$)

$$\begin{cases} \varepsilon_{\psi} = 1 & \text{si } \Delta\psi_s > h_{\psi} \\ \varepsilon_{\psi} = 0 & \text{si } \Delta\psi_s \leq -h_{\psi} \end{cases} \quad (1.23)$$

L'erreur du flux statorique est définie par la différence entre la consigne et la valeur estimée :

$$\Delta\psi_s = |\psi_s^*| - |\hat{\psi}_s| \quad (1.24)$$

2.3.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [Bon08] :

$$C_e = \frac{p(1-\sigma)}{\sigma M_{sr}} (\vec{\psi}_s \wedge \vec{\psi}_r) \quad (1.25)$$

$\vec{\psi}_s$: Vecteur du flux statorique.

$\vec{\psi}_r$: Vecteur du flux rotorique.

Les flux statoriques et rotoriques peuvent se mettre sous la forme complexe suivante :

$$\begin{cases} \vec{\psi}_s = [\psi_s, \theta_s] = \psi_s e^{j\theta_s} \\ \vec{\psi}_r = [\psi_r, \theta_r] = \psi_r e^{j\theta_r} \end{cases} \quad (1.26)$$

Où ψ_s et ψ_r sont respectivement les modules des flux statoriques et rotoriques à l'instant t_0 .

$$\begin{cases} \|\vec{\psi}_s\| = \sqrt{\psi_{\alpha s}^2 + \psi_{\beta s}^2} & \|\vec{\psi}_r\| = \sqrt{\psi_{\alpha r}^2 + \psi_{\beta r}^2} \\ \theta_s = \arctg \frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}} & \theta_r = \arctg \frac{\psi_{\beta r}}{\psi_{\alpha r}} \end{cases} \quad (1.27)$$

Le couple peut être exprimé de la manière suivante :

$$C_e = \frac{p(1-\sigma)}{\sigma M_{sr}} \|\vec{\psi}_s\| \times \|\vec{\psi}_r\| \sin(\delta) \quad (1.28)$$

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}}{L_r L_s}$: Coefficient de Blondel.

$\delta = (\theta_s - \theta_r)$: Angle entre le vecteur du flux statorique et celui du flux rotorique.

Sachant que les flux statoriques et rotoriques sont maintenus dans des bandes d'hystérésis, on peut supposer qu'ils suivent ses références, l'expression (1.28) devient :

$$C_e = \frac{p(1-\sigma)}{\sigma M_{sr}} \psi_{s\text{-réf}} \times \psi_{r\text{-réf}} \sin(\delta) \quad (1.29)$$

Cette équation montre que le couple électromagnétique dépend de l'amplitude des deux vecteurs de flux statorique et rotorique et de la position relative δ . Lorsque les deux flux sont maintenus constants, par limitation des flux dans des bandes d'hystérésis autour de leurs consignes, le couple électromagnétique dépendra uniquement de l'angle de déphasage δ . Pour agir sur cet angle, il faut faire varier la position du vecteur du flux statorique dans le repère (α, β) , en appliquant l'un des vecteurs de tension approprié. Ainsi, pour augmenter au maximum la valeur du couple, il suffit d'appliquer une tension dont le vecteur est en quadrature avance par rapport au vecteur du flux statorique. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur de tension ayant une forte composante en quadrature retard (Fig. 1.6) [Zem17].

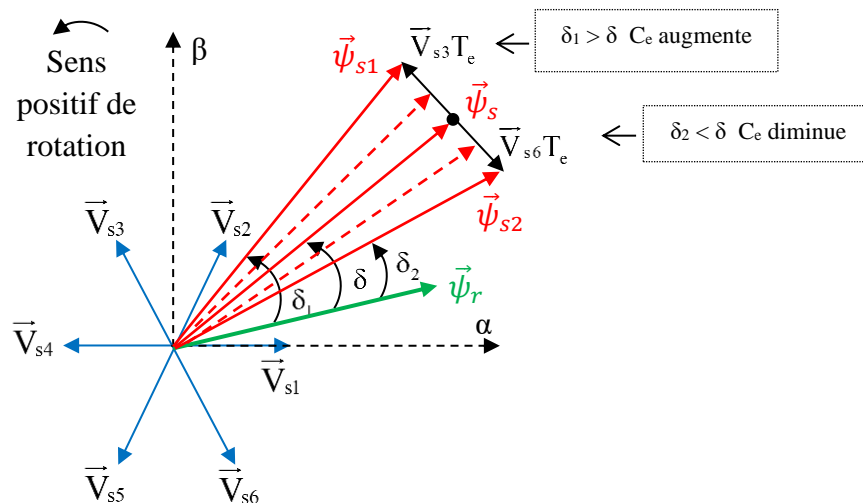


Fig. 1.6 Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs de tension

La régulation du couple peut être réalisée à l'aide d'un comparateur d'hystérésis à trois niveaux (Fig. 1.7). Ce comparateur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation.

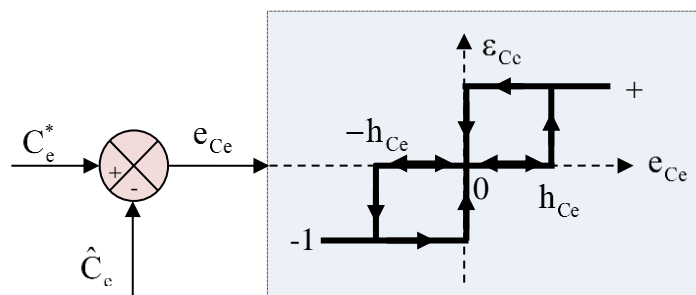


Fig. 1.7 Boucle de régulation du couple électromagnétique avec le comparateur d'hystérésis à trois niveaux

Les sorties logiques du contrôleur du couple sont définies comme suit : ($e_{C_e} = \Delta C_e$)

$$\begin{cases} \varepsilon_{C_e} = 1 & \text{si } \Delta C_e > h_{C_e} \\ \varepsilon_{C_e} = 0 & \text{si } -h_{C_e} \leq \Delta C_e \leq h_{C_e} \\ \varepsilon_{C_e} = -1 & \text{si } \Delta C_e \leq -h_{C_e} \end{cases} \quad (1.26)$$

L'erreur du couple électromagnétique est la différence entre la consigne et la valeur estimée :

$$\Delta C_e = |C_e^*| - |\hat{C}_e| \quad (1.27)$$

2.3.3 Conception du secteur

La trajectoire du vecteur du flux statorique circulaire sera divisée en six secteurs symétriques selon le tableau ci-dessous :

Tableau 1.2 Six secteurs de la trajectoire circulaire du flux statorique

Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3	Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
$\frac{11\pi}{6} \leq \theta_s \leq \frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6} \leq \theta_s \leq \frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2} \leq \theta_s \leq \frac{5\pi}{6}$	$\frac{5\pi}{6} \leq \theta_s \leq \frac{7\pi}{6}$	$\frac{7\pi}{6} \leq \theta_s \leq \frac{3\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{2} \leq \theta_s \leq \frac{11\pi}{6}$

2.3.4 Construction de la table de commutation

Les vecteurs de tension sont définis comme suit : $v_0=[000]$; $v_1=[100]$; $v_2=[110]$; $v_3=[010]$; $v_4=[011]$; $v_5=[001]$; $v_6=[101]$; $v_7=[111]$.

Lorsque le vecteur du flux statorique se trouve dans un secteur i ($i=1,2,\dots,6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs de tensions adéquats. Il s'agit des vecteurs (v_{i+1} , v_{i-1} , v_{i+2} et v_{i-2}) représentés par la figure 1.8 [Ayr18]:

- Si v_{i+1} est sélectionné, ψ_s augmente et C_e augmente.
- Si v_{i-1} est sélectionné, ψ_s augmente et C_e diminue.
- Si v_{i+2} est sélectionné, ψ_s diminue et C_e augmente.
- Si v_{i-2} est sélectionné, ψ_s diminue et C_e diminue.

Si les vecteurs tensions nuls (v_0 et v_7) sont sélectionnés, le vecteur du flux statorique sera immobiliser avec une amplitude constante et le couple électromagnétique sera beaucoup plus faible [Zha16].

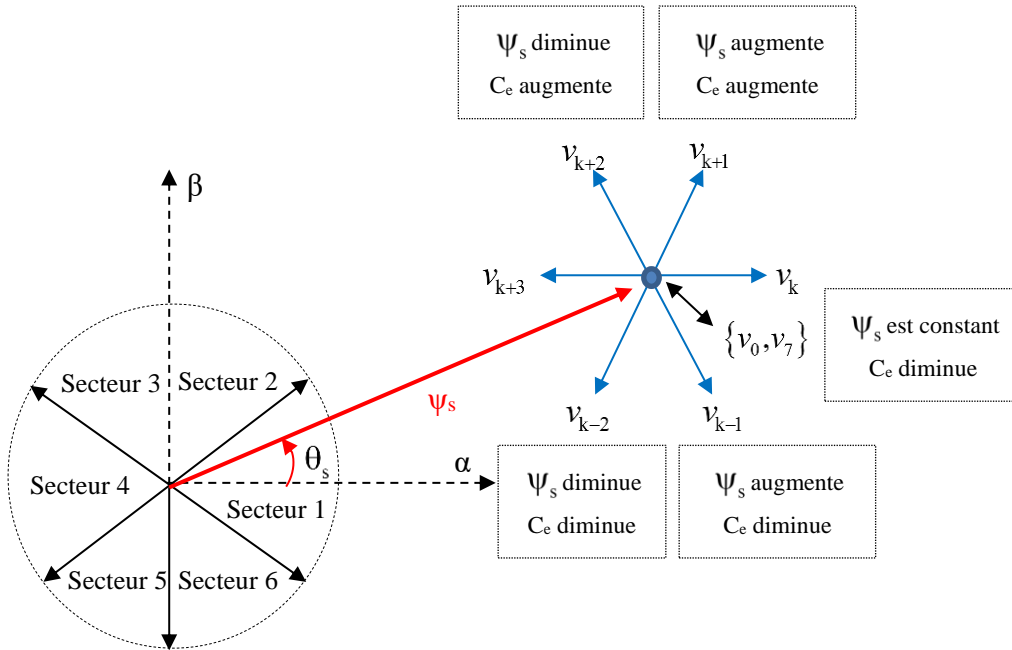


Fig. 1.8 Sélection du vecteur tension lorsque le vecteur du flux statorique est situé dans le secteur i

La table de commutation résultante de la DTC qui a été proposée par Takahashi est présentée dans le tableau 1.3 :

Tableau 1.3 Table de commutation de la DTC classique

ϵ_ψ	ϵ_{C_e}	Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3	Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
1	1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_1
	0	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0
	-1	v_6	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5
0	1	v_3	v_4	v_5	v_6	v_1	v_2
	0	v_0	v_7	v_0	v_7	v_0	v_7
	-1	v_5	v_6	v_1	v_2	v_3	v_4

3. Commande directe du couple PI-DTC-SPWM à une fréquence de commutation constante

La figure 1.9 montre la stratégie PI-DTC-SPWM proposée pour un moteur asynchrone à cage d'écuréuil alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux. La régulation est faite en utilisant des régulateurs PI pour les trois boucles du système ; la première boucle contrôle la vitesse et les deux autres sont destinées pour la régulation du couple et du flux statorique. Cette structure fournit les tensions de référence utilisées par la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale afin de générer les états de commutation de l'onduleur.

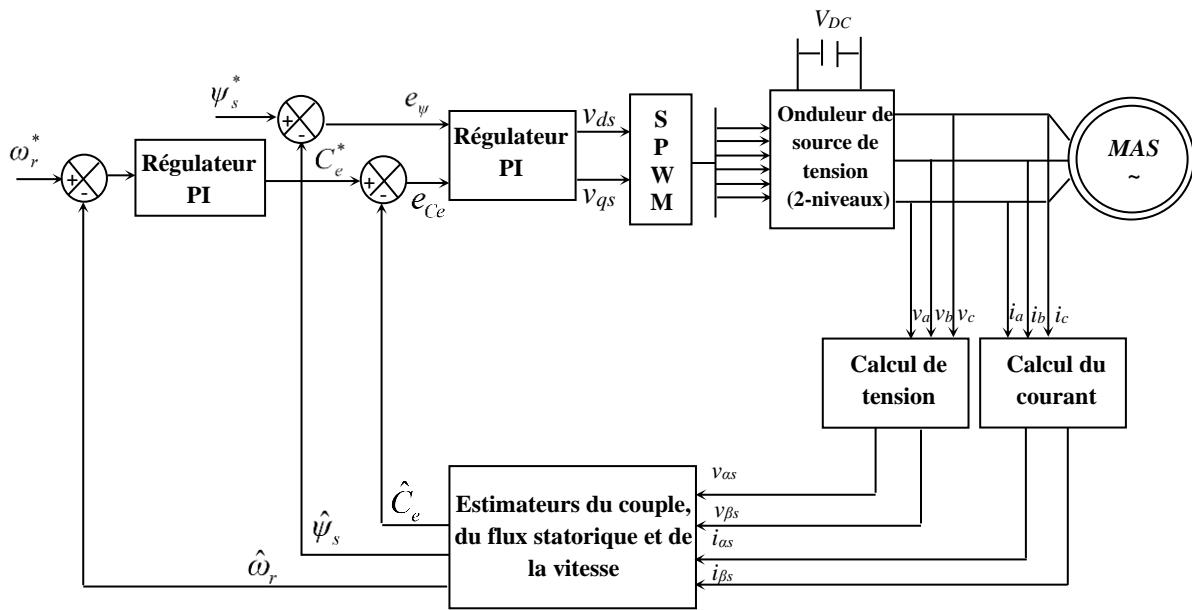


Fig. 1.9 Stratégie de la DTC améliorée basée sur la SPWM et les régulateurs PI

3.1 Modèle du moteur asynchrone à cage dédié à la PI-DTC-SPWM

Les équations suivantes expriment le modèle du moteur suivant le référentiel rotatif suivant le flux statorique (d,q) :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds} \end{cases} \quad (1.28)$$

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = L_r i_{dr} + M_{sr} i_{ds} \\ \Psi_{qr} = L_r i_{qr} + M_{sr} i_{qs} \\ \Psi_{ds} = L_s i_{ds} + M_{sr} i_{dr} \\ \Psi_{qs} = L_s i_{qs} + M_{sr} i_{qr} \end{cases} \quad (1.29)$$

3.2 Modulation de la largeur d'impulsion sinusoïdale SPWM dédiée à l'onduleur conventionnel deux niveaux

A présent, la littérature offre toute une bibliothèque de commandes basées sur les techniques de modulation, et le choix d'une commande particulière permet, en général de satisfaire certaines critères de performance mais pas tous. La commande pleine onde permet de transmettre à la charge le maximum de tension fondamentale crête, mais malheureusement elle génère des harmoniques basses fréquences nuisibles pour la machine. La modulation de la largeur d'impulsion est une technique simple qui consiste à déterminer les instants de commutation par une simple comparaison entre une sinusoïde et une porteuse triangulaire. Elle a l'avantage de rejeter les harmoniques vers les hautes fréquences, cependant, la tension transmise à la charge est beaucoup plus faible. La MLI vectorielle est une technique plus sophistiquée, elle est fondée sur le principe d'application des

vecteurs de tension avec un certain pourcentage de telle manière à aboutir moyennement à la valeur voulue. Elle génère aussi des harmoniques hautes fréquences et permet de transmettre à la machine plus de tension.

De la MLI vectorielle, sont nées plusieurs méthodes de commande dont chacune vise un critère de performance particulier côté charge, source ou encore onduleur.

L'ouverture vers d'autres MLI consiste à choisir une composante homopolaire dynamique à injecter dans la fonction du rapport cyclique, de ce fait, la littérature expose [Hav97] :

- La MLI discontinue « DPWM » qui minimise les pertes par commutation.
- La MLI avec injection d'harmonique d'ordre 3 « THIPWM » qui maximise la tension transmise à la charge.
- La MLI discontinue généralisée « GDPWM » dont le principe est de minimiser les pertes par commutation en tout point de fonctionnement.
- La MLI discontinue à double porteuse « Uni-DCPWM » vise à déstresser les capacités du bus continu.

Le choix d'une stratégie plutôt qu'une autre dépend essentiellement du contexte, dans ce travail la MLI sinusoïdale est appliquée pour sa simplicité et surtout pour son design qui est invariant avec la topologie d'onduleur (Fig. 1.10) [Bel17]. Deux paramètres caractérisent cette commande :

- Taux de modulation :

Il est défini comme étant le rapport de la fréquence de l'onde porteuse (f_p) et de l'onde modulante (f_m).

$$t_m = \frac{f_p}{f_m} \quad (1.30)$$

Pour éviter les harmoniques de rang faible, ce rapport t_m doit être supérieur à 20 (règle empirique communément admise).

- Indice de modulation :

Appelé aussi coefficient d'ajustement, l'indice de modulation présente le rapport des amplitudes du signal modulant (V_m) et de la porteuse (V_p).

$$m = \frac{V_m}{V_p} \quad (1.31)$$

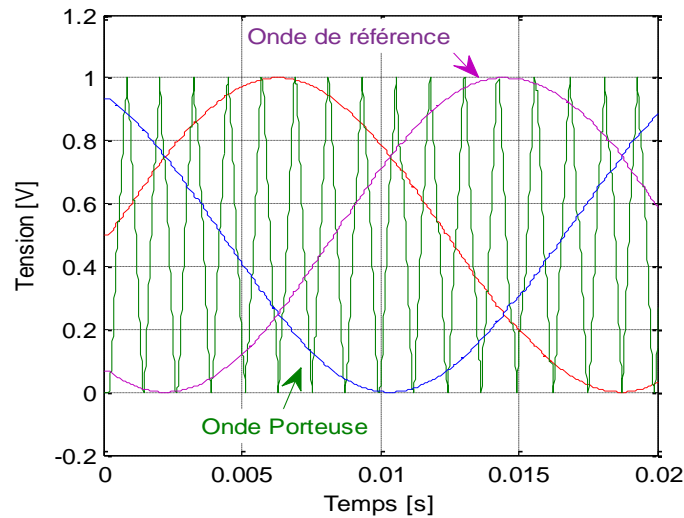


Fig. 1.10 Comparaison de la porteuse et du signal de référence dans le cas d'un onduleur à deux niveaux

3.3 Principe de la commande PI-DTC-SPWM

Parmi les techniques les plus couramment utilisées dans le domaine du contrôle par rétroaction est le régulateur proportionnel, intégral et dérivé (PID), développé suivant une loi formelle par Minorsky en 1922 [Lad20]. Le principe du PID est de régler l'erreur entre une référence souhaitée et la grandeur de sortie, en utilisant trois actions : proportionnelle, intégrale et dérivée (avec les gains suivants K_p , K_i et K_d , respectivement) pour produire un signal de commande qui est appliqué au système. Chaque gain du régulateur PID est responsable d'un caractère spécifique ; l'action proportionnelle P permet d'augmenter la rapidité en régime transitoire, alors que l'action intégrale I apporte une notion de temps d'intégration à la correction, elle permet de ramener une stabilité supplémentaire au système tout en annulant l'erreur statique. L'action dérivée D permet d'anticiper la réponse de la régulation en cas de perturbation brusque ou de modification de la consigne, ce qui améliore d'avantage la stabilité et compense tout dépassement excessif de la réponse, par contre, elle est sensible aux parasites et inutile en régime permanent. L'utilisation d'un régulateur PID avec ses trois actions augmente le coût, la complexité du réglage et de la conception, c'est la raison pour laquelle le régulateur PI est largement suffisant pour assurer de bonnes performances dans le domaine industrielle.

3.3.1 Commande du flux statorique et du couple

Le principe de la PI-DTC-SPWM se base sur l'alignement du vecteur du flux statorique avec l'axe d et le maintien de la composante en quadrature du flux statorique nulle ($\psi_{qs} = 0, \psi_{ds} = \psi_s$). Par conséquent, l'expression du couple électromagnétique peut être écrite comme :

$$C_e = p\psi_s i_{qs} \tag{1.32}$$

Les équations des courants et des flux rotoriques sont présentées de la manière suivante :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{M_{sr}}(\psi_s - L_s i_{ds}) \\ i_{qr} = -\frac{L_s}{M_{sr}} i_{qs} \end{cases} \quad (1.33)$$

$$\begin{cases} \psi_{dr} = \frac{L_r}{M_{sr}}(\psi_s - \sigma L_s i_{ds}) \\ \psi_{qr} = -\frac{\sigma L_r L_s}{M_{sr}} i_{qs} \end{cases} \quad (1.34)$$

En négligeant la chute de tension dans la résistance statorique R_s dans les équations (1.28), en exprimant (1.28) et (1.29) par (1.33) et (1.34), la relation entre le flux statorique et la composante directe de la tension devient alors :

$$\psi_s = \frac{\sigma T_r L_s}{1 + T_r s} \left[\left(\frac{1}{\sigma T_r} + s \right) i_{ds} + i_{qs} \omega_{sl} \right] \quad (1.35)$$

$$i_{qs} = \frac{\sigma T_r \omega_{sl}}{1 + \sigma T_r s} \left[\frac{1}{\sigma L_s} \psi_s - i_{ds} \right] \quad (1.36)$$

Avec : $T_s = \frac{L_s}{R_s}$, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ sont respectivement les constantes de temps statorique et rotorique. ω_{sl} est la vitesse angulaire de glissement. En exprimant la composante directe du courant en fonction de la composante en quadrature et du flux statorique, les tensions statoriques s'écrivent donc comme suit :

$$V_{ds} = \frac{\psi_s \left[1 + (T_s + T_r)s + \sigma T_s T_r s^2 \right]}{T_s (1 + \sigma T_r s)} - \frac{\sigma T_r R_s}{1 + \sigma T_r s} i_{qs} \omega_{sl} \quad (1.37)$$

$$V_{qs} = \psi_s \left(\frac{1}{p} C_e \frac{(1 + \sigma T_r s)^2}{(1 - \sigma) \frac{T_r}{L_s} \psi_s^2} + \omega_r \right) \quad (1.38)$$

En remplaçant i_{ds} dans l'équation (1.36) par son expression dans l'équation (1.35), la composante en quadrature du courant devient :

$$i_{qs} = \frac{(1 - \sigma) \frac{T_r}{L_s} \psi_s \omega_{sl}}{(1 + \sigma T_r s)^2 + (\sigma T_r \omega_{sl})^2} \quad (1.39)$$

En négligeant le carré de la pulsation de glissement, la nouvelle expression du couple peut alors être formulée sous la forme suivante :

$$C_e = p \frac{(1-\sigma) \frac{T_r}{L_s} \psi_s^2}{(1+2\sigma T_r s)} (\omega_s - \omega_r) \quad (1.40)$$

Les deux régulations du couple électromagnétique et du flux statorique sont basées sur des contrôleurs proportionnels-intégraux PI. Les fonctions de transfert du contrôle du flux statorique et du couple en boucle ouverte sont respectivement comme suit :

$$G_{\psi BO}(s) = \left[\frac{T_s(1+\sigma T_r s)}{1+(T_s+T_r)s+\sigma T_r T_s} \right] \left[\frac{K_{i\psi} + K_{p\psi} s}{s} \right] \quad (1.41)$$

$$G_{C_e BO}(s) = \left[\frac{p(1-\sigma) \frac{T_r}{L_s} \psi_s^2}{(\sigma T_r s + 1)^2} \right] \left[\frac{K_{iC_e} + K_{pC_e} s}{s} \right] \quad (1.42)$$

La performance du système repose sur la précision du signal de retour par rétroaction, pour cette raison, le choix du flux statorique est le plus approprié puisqu'il est moins affecté par la variation des paramètres de la machine.

Par conséquent, les fonctions de transfert globales en boucle fermée seront donc :

$$G_{\psi}(s) = \frac{\hat{\psi}_s}{\psi_s^*} = \frac{T_s(1+\sigma T_r s)(1+K_{i\psi} s)K_{p\psi}}{(\sigma T_r T_r + 1)K_{i\psi} s + (T_s + T_r)K_{i\psi} s^2 + T_s(1+\sigma T_r s)(1+K_{i\psi} s)K_{p\psi}} \quad (1.43)$$

$$G_{C_e}(s) = \frac{\hat{C}_e}{C_e^*} = \frac{p(1-\sigma) \frac{T_r}{L_s} \psi_s^2 K_{pC_e} (1+K_{iC_e} s)}{(\sigma T_r s + 1)^2 K_{iC_e} s + p(1-\sigma) \frac{T_r}{L_s} \psi_s^2 K_{pC_e} (1+K_{iC_e} s)} \quad (1.44)$$

Notez que (^) dénote les paramètres estimés et (*) dénote les paramètres de référence. Le schéma bloc du contrôle est présenté dans la figure 1.11.

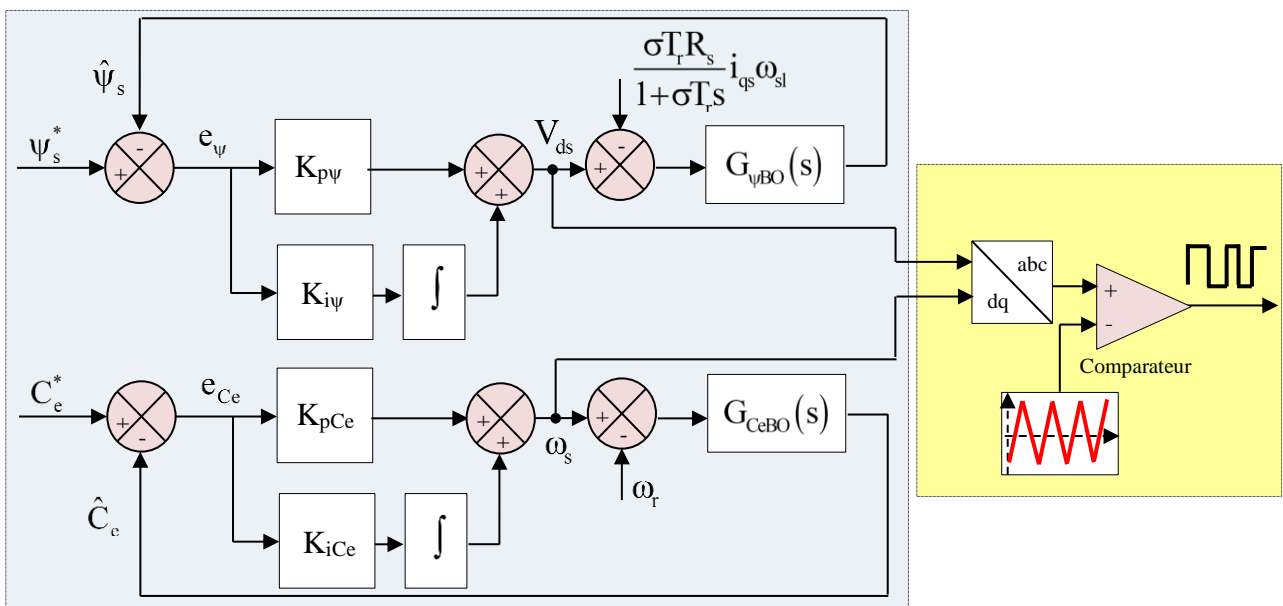


Fig. 1.11 Blocs de régulation du flux statorique et du couple électromagnétique

Plusieurs méthodes de paramétrage du régulateur PI ont été développées depuis les années 60, elles consistent à faire l'ajustement selon divers critères tels que le temps (temps de réglage et dépassement), la fréquence (marge de stabilité, de phase et d'amplitude), etc. Néanmoins, toutes les méthodes présentent des avantages et des inconvénients ; la méthode Ziegler-Nichols, par exemple, malgré sa popularité en raison de sa simplicité d'application, elle provoque un temps de réponse important. Le placement des pôles permet de calculer les paramètres du PID sans restriction sur les degrés des polynômes de la fonction de transfert du procédé et de son retard, cependant cette méthode génère un dépassement élevé [Gor16].

Le critère utilisé pour le paramétrage du régulateur PI dans ce chapitre est celui de la symétrie optimale, le tableau présenté ci-dessous montre deux critères de paramétrage : le module optimal et la symétrie optimale avec les conditions d'adoption de l'un ou l'autre.

Tableau 1.4 Paramètres du régulateur PI selon les règles standard pour $(T_e \rightarrow 0)$

Méthode	Modèle	Gain proportionnel	Gain intégral
Critère du module optimal	$\frac{K_0 e^{-s\tau_0}}{1 + sT_a}$	$K_p = \frac{T_a}{2K_0\tau_0}$	$K_i = \frac{1}{2K_0\tau_0}$
Critère de symétrie optimale	$\frac{K_0 e^{-s\tau_0}}{sT_a(1 + sT_b)}$	$K_p = \frac{T_a}{2K_0(T_b + \tau_0)}$	$K_i = \frac{T_a}{8K_0(T_b + \tau_0)^2}$
Sélection du facteur d'amortissement ($\xi=1$) pour $(\tau_0 = 0)$	$\frac{K_0 e^{-s\tau_0}}{1 + sT_a}$	$K_p = 1$	$K_i = \frac{(1 + K_0)^2}{4\xi^2 K_0 T_a}$

Certaines de ces «règles standard» couramment utilisées dans les commandes d'entraînement sont données dans le tableau 1.4. Pour $(T_a < 4\tau_0)$, le critère du module optimal est plus utile, alors que pour $(T_a \gg \tau_0)$, le critère de symétrie optimal est plus convenable. Les règles du tableau 1.4 sont valables uniquement pour les systèmes discrets à échantillonnage continu ou rapide ($T_e \rightarrow 0$). Pour un échantillonnage lent ($T_e \approx T_a$) ou pratique ($T_e < T_a$), le temps d'échantillonnage T_e doit être inclus dans les paramètres du contrôleur et la conception proposée par le tableau n'est plus valide. Pour la détermination des paramètres des régulateurs du flux et du couple, le critère de symétrie optimale est appliqué [Zel05][Kaz02] et conformément à ce critère, la fonction qui décrit le système étudié peut se mettre sous la forme générale décrite dans le tableau.

4. Principe du contrôle de la vitesse du moteur

L'objectif de la régulation de la vitesse dans cette partie est d'obtenir un couple adéquat permettant d'atteindre rapidement la vitesse souhaitée. Le principe de la boucle de vitesse est proposé dans la figure 1.12.

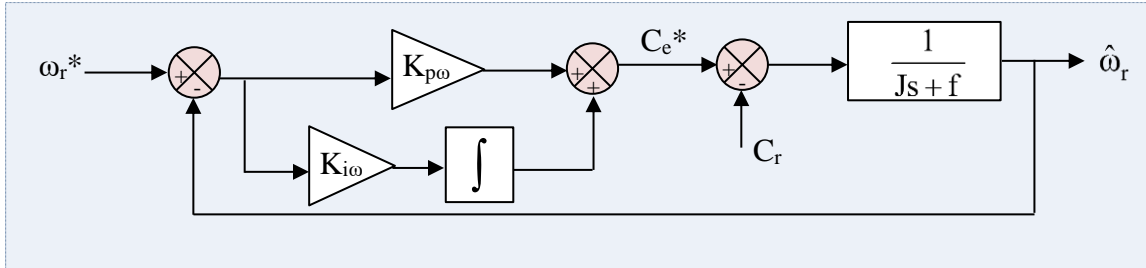


Fig. 1.12 Boucle de régulation de la vitesse avec le régulateur proportionnel-intégral

La fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée, en considérant la charge comme une perturbation, s'écrit donc comme suit :

$$G_{\omega} = \frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r^*} = \frac{K_{p\omega}s + \frac{K_{i\omega}}{K_{p\Omega}}}{\frac{K_{p\omega}}{K_{i\omega}} + (K_{p\omega} + f)s + Js^2} \quad (1.45)$$

Avec : $\hat{\omega}_r$ et ω_r^* sont respectivement les vitesses estimée et de référence, $K_{p\omega}$ et $K_{i\omega}$ sont les gains proportionnel et intégral du régulateur calculés par la méthode d'identification du dénominateur de la fonction de transfert globale en boucle fermée avec la forme canonique d'un système du second ordre [Meh10].

$$G(s) = \frac{1}{1 + 2\xi\tau_n s + \tau_n^2 s^2} \quad (1.46)$$

On obtient les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} \frac{JK_{i\omega}}{K_{p\omega}} = \tau_n^2 \\ \frac{K_{p\omega} + f}{K_{p\omega}} K_{i\omega} = 2\xi\tau_n \end{cases} \quad (1.47)$$

Le choix de la valeur du coefficient d'amortissement ξ permet aussi d'imposer la fréquence naturelle du système $1/\tau_n$, ce qui favorise un réglage libre de la dynamique.

5. Onduleur serré au point neutre trois niveaux

L'objectif principal de cette thèse est d'améliorer les performances du système en réduisant les ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique tout en ajustant la forme des courants par l'optimisation de la distorsion harmonique totale, et ce par l'amélioration d'une part de la

commande et l'alimentation du moteur via un onduleur multiniveau d'autre part. Récemment, les onduleurs multiniveaux sont de plus en plus utilisés pour l'entraînement et la commande des moteurs à courant alternatif en raison de leurs multiples avantages par rapport aux onduleurs usuels à deux niveaux surtout dans le domaine des moyennes et grandes puissances. En effet, ils permettent de réduire les harmoniques des grandeurs électriques alimentant le moteur, de limiter les contraintes en tension que subissent les interrupteurs ce qui diminue le stress tout en augmentant leur durée de vie, et d'améliorer la fiabilité de l'installation entière [Hyo18].

5.1 Topologie de l'onduleur serré au point neutre

Le schéma de circuit simplifié d'un onduleur NPC à trois niveaux est présenté par la figure 1.13, chaque bras est composé de quatre commutateurs T_{i1} - T_{i4} avec quatre diodes de roue libre DI_{i1} - DI_{i4} , où « i » correspond à l'un des segments de phase A, B, ou C. La tension du bus continu V_{DC} est divisée en deux parties égales par les condensateurs de ligne C_1 et C_2 , ce qui permet de fournir un point neutre N. Les diodes de serrage DI_{i1} et DI_{i2} servent à fixer le potentiel au point neutre N qui génère un niveau de tension supplémentaire, par conséquent, la forme d'onde de sortie contient trois niveaux de tension $(\frac{V_{DC}}{2}, 0, -\frac{V_{DC}}{2})$ avec le point neutre comme référence [Jos17].

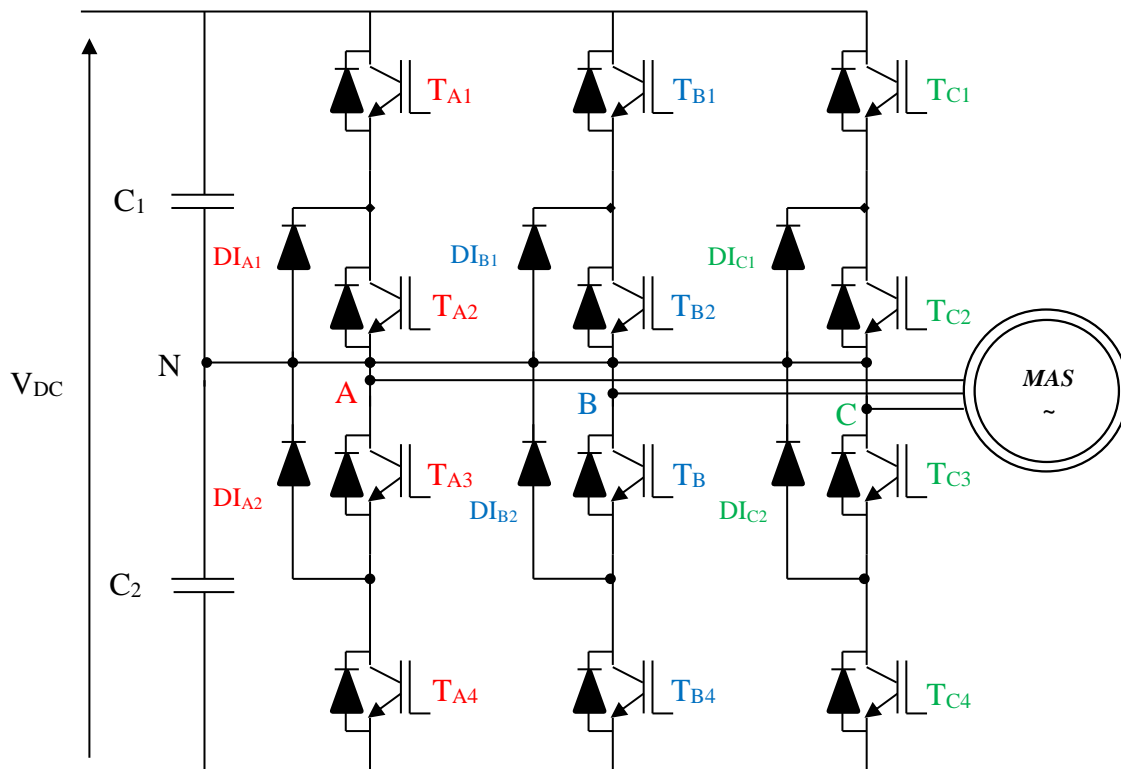


Fig. 1.13 Onduleur triphasé NPC à trois niveaux alimentant un moteur asynchrone

Les tensions simples et composées de sortie sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \end{cases} \quad \text{Avec: } S_A = \begin{cases} 2 & \text{si } T_{A1} = \text{on et } T_{A2} = \text{on} \\ 1 & \text{si } T_{A2} = \text{on et } T_{A3} = \text{on} \\ 0 & \text{si } T_{A3} = \text{on et } T_{A4} = \text{on} \end{cases} \quad (1.48)$$

5.2 Technique de modulation à deux porteuses

Dans le cas d'un onduleur NPC trois niveaux, les signaux de commande des interrupteurs sont obtenus en comparant un système de tension triphasé équilibré de référence, avec deux porteuses triangulaires hautes fréquences [Eld19]. Les variations des amplitudes et des fréquences des ondes porteuses modifient les configurations de la largeur d'impulsion de la tension de sortie (Fig. 1.14).

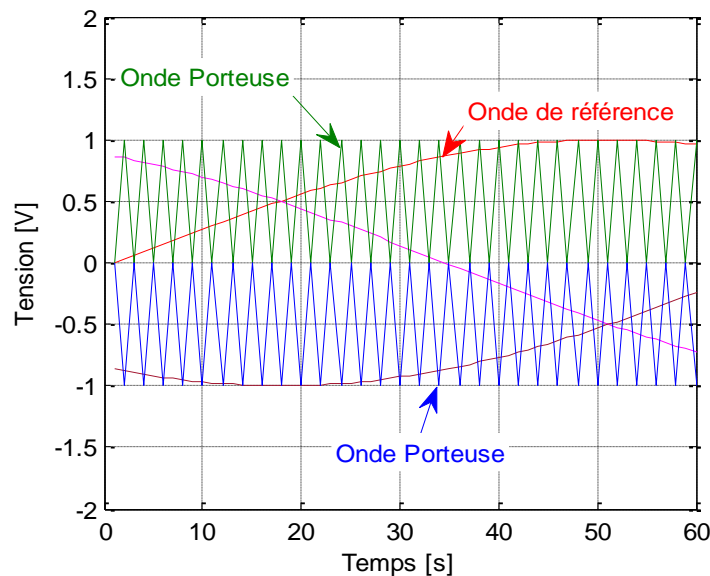


Fig. 1.14 Comparaison des deux porteuses et du signal de référence dans le cas d'un onduleur à trois niveaux

6. Onduleur à diodes de blocage cinq niveaux

Parmi les nombreuses topologies multiniveaux, l'onduleur cinq niveaux à diodes de blocage est le plus fréquemment utilisé, il est composé de trois bras symétriques constitués chacun de huit interrupteurs bidirectionnels en série. Ces interrupteurs ne doivent pas être ouverts ou fermés simultanément, afin d'éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur.

6.1 Topologie de l'onduleur à diodes de blocage

Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur et d'une diode monté en parallèle. Le nombre de diodes de blocage est six par bras assurant l'application des différents niveaux de tension à la sortie. Chaque bras est relié à l'alimentation continue V_{DC} qui est divisée en quatre parties égales en utilisant quatre condensateurs (C_1, C_2, C_3, C_4) (Fig. 1.15). Cet onduleur est dit à cinq

niveaux car il délivre cinq niveaux de la tension simple de sortie ($\frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{4}, 0, -\frac{V_{DC}}{4}, -\frac{V_{DC}}{2}$) [Yin06].

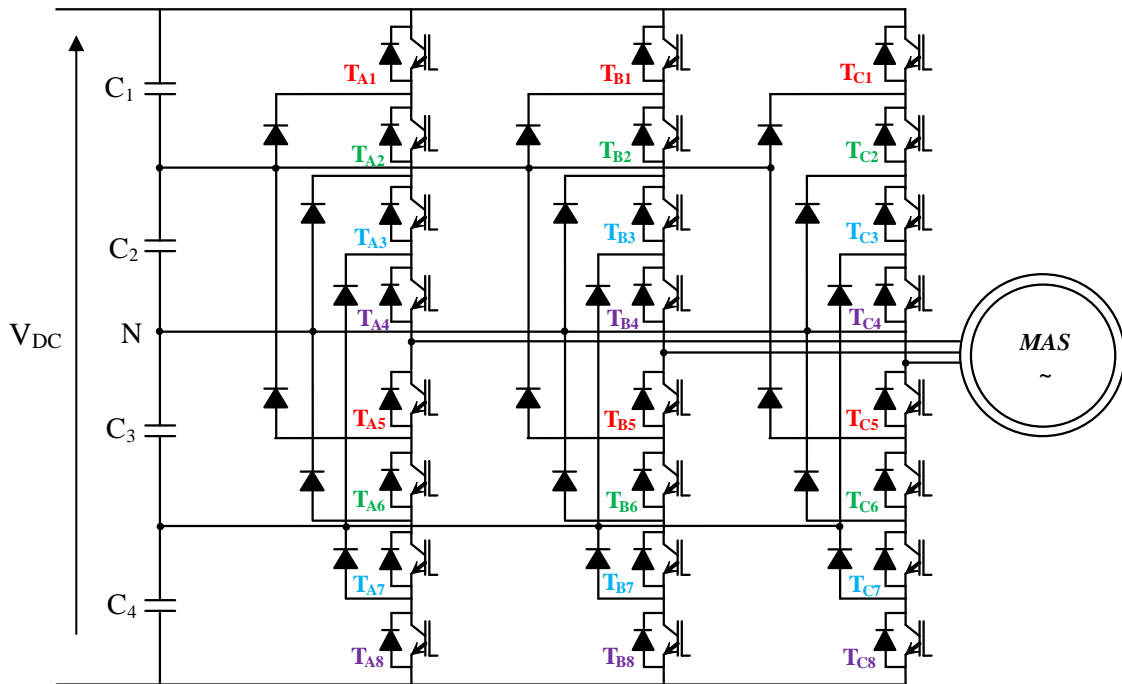


Fig. 1.15 Onduleur triphasé cinq niveaux à diodes de blocage alimentant un moteur asynchrone

Comme le montre la figure 1.15, les commutateurs sont disposés en quatre paires, dont les signaux de commandes sont complémentaires sur chaque phase comme (T_{A1}, T_{A5}), (T_{A2}, T_{A6}), (T_{A3}, T_{A7}) et (T_{A4}, T_{A8}). Quatre commutateurs peuvent être amorcés simultanément pour sélectionner le niveau de tension de sortie souhaité. Le tableau 1.5 présente les configurations possibles des commutateurs pour la phase A.

Tableau 1.5 Les signaux de commande de la phase A de l'onduleur

Niveau	Tension de sortie	Configurations des commutateurs							
		T_{A1}	T_{A2}	T_{A3}	T_{A4}	T_{A5}	T_{A6}	T_{A7}	T_{A8}
1	$\frac{V_{DC}}{2}$	1	1	1	1	0	0	0	0
2	$\frac{V_{DC}}{4}$	0	1	1	1	1	0	0	0
3	0	0	0	1	1	1	1	0	0
4	$-\frac{V_{DC}}{4}$	0	0	0	1	1	1	1	0
5	$-\frac{V_{DC}}{2}$	0	0	0	0	1	1	1	1

6.2 Technique de disposition d'opposition de phase de la modulation de largeur d'impulsion (POD-PWM)

Afin de contrôler l'onduleur triphasé, des impulsions de commutation appropriées sont générées en utilisant des techniques PWM à fréquence constante telle que la disposition d'opposition alternative de phase (APOD), la disposition d'opposition de phase (POD) et la disposition de phase (PD) [Ven20]. Les paramètres caractérisant ces techniques pour un onduleur multi-niveau sont :

- Indice de modulation d'amplitude :

Il présente le rapport des amplitudes du signal modulant (V_m) et de la porteuse (V_p).

$$M_{\text{ond}} = \frac{V_m}{(n-1)V_p} \quad (1.49)$$

Avec n est le nombre de niveaux de l'onduleur.

- Taux de modulation:

Il est défini comme étant le rapport de la fréquence de l'onde porteuse (f_p) et de l'onde modulante (f_m).

$$F_{\text{ond}} = \frac{f_p}{f_m} \quad (1.50)$$

Dans la technique POD-PWM choisie dans ce travail, quatre signaux porteurs sont utilisés pour générer les impulsions de commutation, deux ondes porteuses sont en phase avec un niveau supérieur à la référence zéro et les deux autres sont pris avec un décalage de phase de 180° inférieur à la référence zéro [Ven20]. Les formes d'onde porteuses et modulante de la technique POD est représentées dans la figure 1.16.

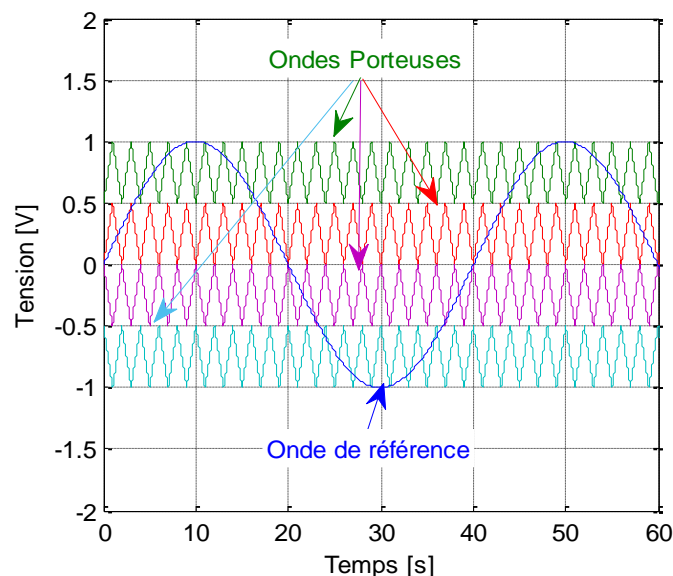


Fig. 1.16 Comparaison des quatre porteuses et du signal de référence dans le cas d'un onduleur à cinq niveaux

7. Estimateur en calcul direct (DCM)

Le retour d'information de vitesse exacte est toujours nécessaire pour réaliser un contrôle de haute performance et de bonne précision pour un moteur asynchrone. Classiquement, un capteur de vitesse direct, tel qu'un codeur, est généralement monté sur l'arbre du moteur pour mesurer sa vitesse. L'utilisation de tels capteurs de vitesse directs implique des composants électroniques, du câblage, un espace supplémentaires, des entretiens fréquents et un montage minutieux, ce qui nuit à la robustesse et à la fiabilité inhérente du variateur, en outre, cela entraîne des coûts supplémentaires. Pour toutes ces raisons, le développement des méthodes alternatives indirectes devient un sujet de recherche important [Zak08]. La méthode du calcul direct est parmi les techniques utilisée pour estimer la vitesse du moteur, elle se caractérise par sa simplicité et son temps de calcul réduit. La procédure d'estimation de la vitesse peut être résumée comme suit :

Dans un premier temps, le flux rotorique est estimé en se basant sur les tensions et les courants statoriques mesurés ainsi que les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\psi}_{\alpha r}}{dt} = \frac{L_r}{M_{sr}} V_{\alpha s} - \frac{L_r}{M_{sr}} \left(R_s i_{\alpha s} + \sigma L_s \frac{di_{\alpha s}}{dt} \right) \\ \frac{d\hat{\psi}_{\beta r}}{dt} = \frac{L_r}{M_{sr}} V_{\beta s} - \frac{L_r}{M_{sr}} \left(R_s i_{\beta s} + \sigma L_s \frac{di_{\beta s}}{dt} \right) \end{cases} \quad (1.51)$$

L'angle θ_r du vecteur du flux rotorique ψ_r est défini par :

$$\hat{\theta}_r = \hat{\omega}_r t = \tan^{-1} \frac{\hat{\psi}_{\beta r}}{\hat{\psi}_{\alpha r}} \quad (1.52)$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{d\hat{\theta}_r}{dt} = \frac{d \left(\tan^{-1} \left(\frac{\hat{\psi}_{\beta r}}{\hat{\psi}_{\alpha r}} \right) \right)}{dt} \quad (1.53)$$

En se référant à la dérivée de la fonction tangente, l'équation (1.53) peut être résolue comme :

$$\frac{d \left(\tan^{-1} \left(\frac{\hat{\psi}_{\beta r}}{\hat{\psi}_{\alpha r}} \right) \right)}{dt} = \frac{1}{1 + \left(\frac{\hat{\psi}_{\beta r}}{\hat{\psi}_{\alpha r}} \right)^2} \frac{d \left(\frac{\hat{\psi}_{\beta r}}{\hat{\psi}_{\alpha r}} \right)}{dt} \quad (1.54)$$

Substituant les équations (1.51) dans l'équation (1.54); la vitesse estimée devient :

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{\hat{\psi}_{\beta r}^2 + \hat{\psi}_{\alpha r}^2} \left[(\hat{\psi}_{\alpha r} \hat{\psi}_{\beta r} - \hat{\psi}_{\beta r} \hat{\psi}_{\alpha r}) - \frac{M_{sr}}{T_r} (\hat{\psi}_{\alpha r} i_{\beta s} - \hat{\psi}_{\beta r} i_{\alpha s}) \right] \quad (1.55)$$

Le processus de la vitesse estimée est illustré dans le diagramme de la figure 1.17 :

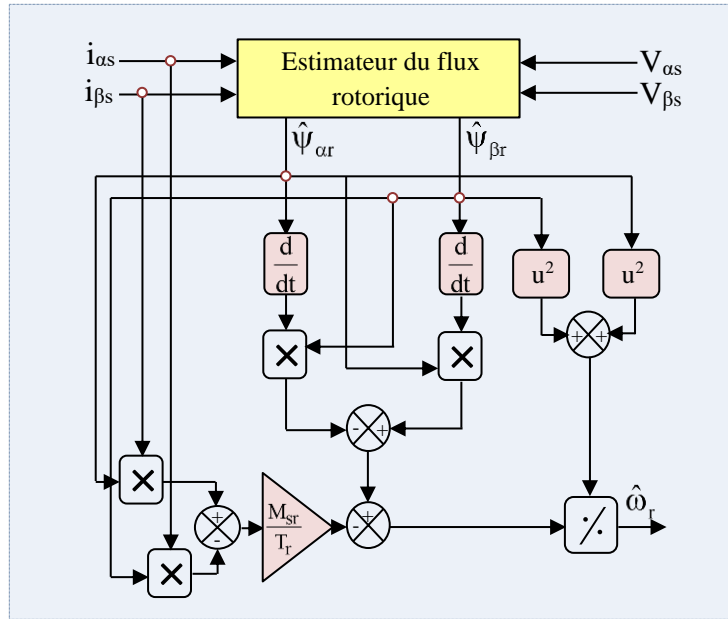


Fig. 1.17 Schéma fonctionnel de la structure d'estimation de la vitesse basée sur la méthode du calcul direct

Les paramètres de la contre-réaction du flux statorique peuvent être calculés dans le repère stationnaire (α, β) et avec les équations ci-dessous :

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \\ \hat{\psi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \end{cases} \quad (1.56)$$

$$\hat{\psi}_s = \hat{\psi}_{\alpha s} + j\hat{\psi}_{\beta s} \quad (1.57)$$

Le modèle du flux intègre simplement la différence entre la tension aux bornes et la chute de tension résistive statorique [Yan17].

La phase et le module du vecteur du flux statorique sont calculés comme suit :

$$\bar{\varphi}_s = \sqrt{\hat{\psi}_{\alpha s}^2 + \hat{\psi}_{\beta s}^2}; \theta_s = \arctg\left(\frac{\hat{\psi}_{\beta s}}{\hat{\psi}_{\alpha s}}\right) \quad (1.58)$$

L'expression du couple estimé dans le repère stationnaire est exprimée en fonction des flux estimés et des courants statoriques mesurés selon l'équation suivante :

$$\hat{C}_e = p(\hat{\psi}_{\alpha s} i_{\beta s} - \hat{\psi}_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (1.59)$$

8. Résultats des simulations

Les algorithmes du contrôle et l'approche d'estimation présentés précédemment ont été simulés par le logiciel MATLAB/SIMULINK dans cette section. Les résultats de la simulation ont été obtenus pour un moteur asynchrone triphasé de 300 W, à cage d'écureuil, présentant les caractéristiques données en annexe B.

8.1 Comparaison entre la DTC classique et la PI-DTC-SPWM

Les résultats de la simulation seront illustrés sous forme d’une étude comparative entre le schéma de contrôle du couple direct à largeur d’impulsions sinusoïdale (PI-DTC-SPWM) basé sur des régulateurs PI avec un estimateur DCM et le schéma de la DTC classique utilisant le même estimateur DCM. Les figures sont spécifiés par [(a) pour la DTC classique et (b) pour la PI-DTC-SPWM].

La figure 1.18 illustre la comparaison entre les réponses de la vitesse avec la même consigne qui est de 1146 tr/min, la perturbation de la charge est introduite à 0.3s. L’observation des deux réponses montre qu’apparemment les deux commandes n’atteignent le régime permanent qu’après 0.2s.

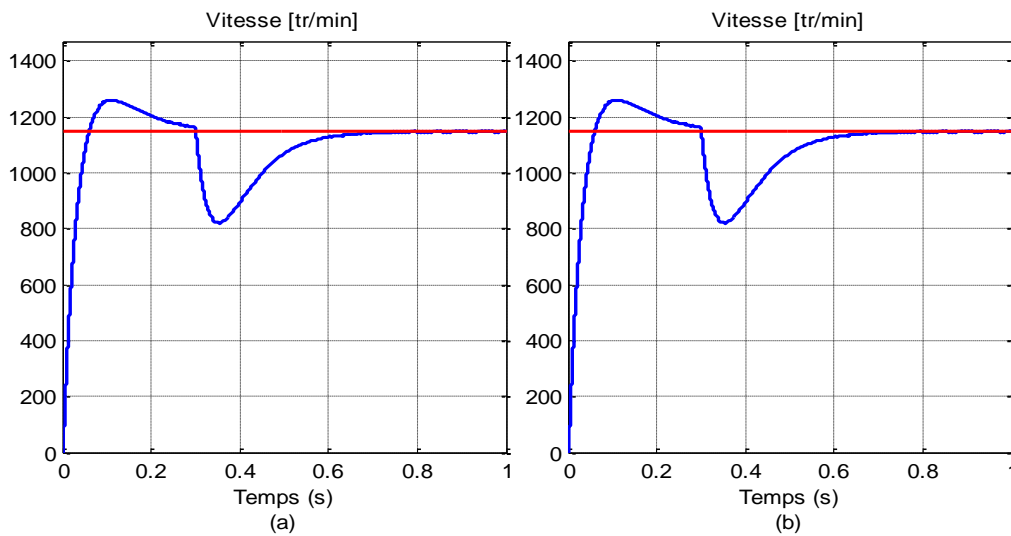


Fig. 1.18 Réponse de la vitesse rotorique (tr/min)

La figure 1.19 montre les réponses du couple pour les deux stratégies de commande avec l’introduction de la charge à 0.3s. il est clair que la stratégie proposée sur la Fig. 1.18 (b) a un niveau d’ondulations très réduit par rapport à la DTC classique présentée sur la figure 1.18 (a).

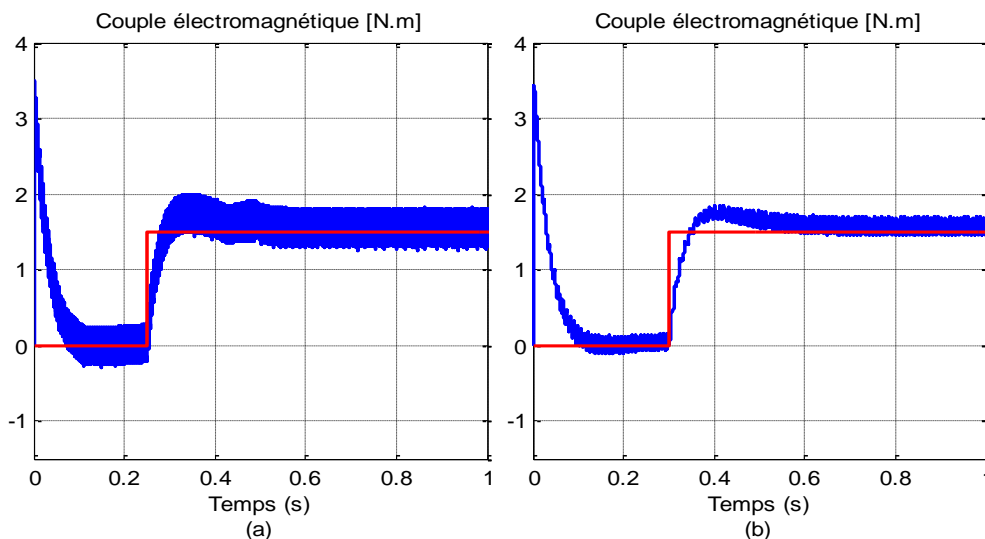


Fig. 1.19 Réponse du couple électromagnétique (N.m)

Sur la figure 1.20, les courants statoriques sont présentés. La figure 1.20 (b) montre une bonne forme d'onde sinusoïdale qui atteint rapidement le régime permanent après l'application de la charge. En plus, la stratégie PI-DTC-SPWM proposée limite fortement le courant appelé au démarrage ce qui présente un avantage grandiose par rapport à la DTC classique (Fig. 1.19 (a)). Le courant à vide pour les deux installations prend une valeur de 0.28 A qui représente une grandeur acceptable et cohérente avec les résultats expérimentaux, puisque les paramètres du moteur utilisés dans la simulation, ont été relevés avec des essais directs.

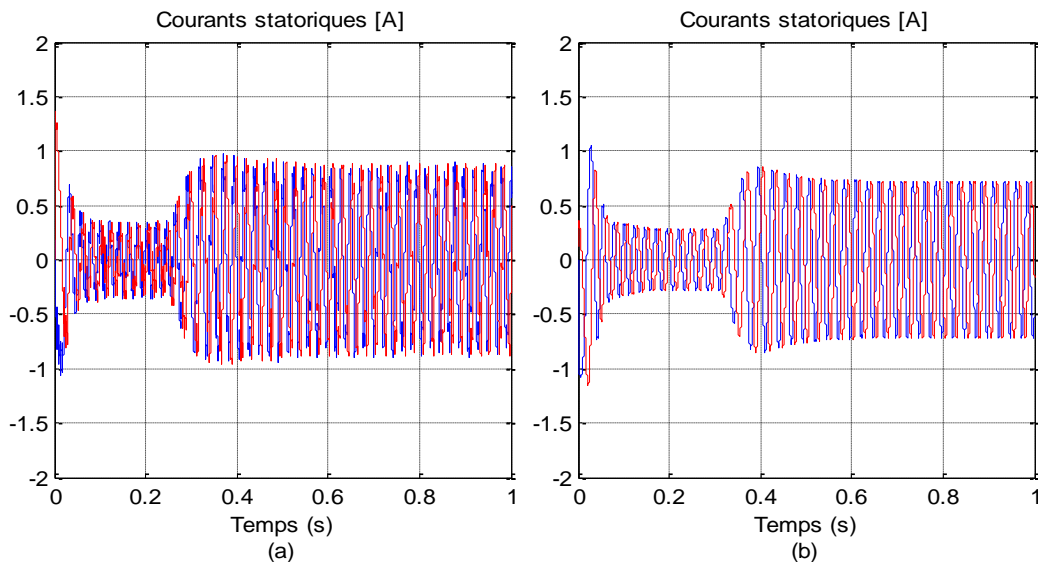


Fig. 1.20 Réponse des courants statoriques (A)

D'après la figure 1.21, le flux statorique dans les deux cas suit la référence 0.9960 Wb avec précision sans aucune influence de la variation de la charge, ce qui prouve qu'un bon contrôle découplé entre le flux et le couple électromagnétique est obtenu avec les deux stratégies. En outre, l'algorithme amélioré (PI-DTC-SPWM) présente des ondulations très réduites du flux statorique par rapport à la stratégie DTC classique.

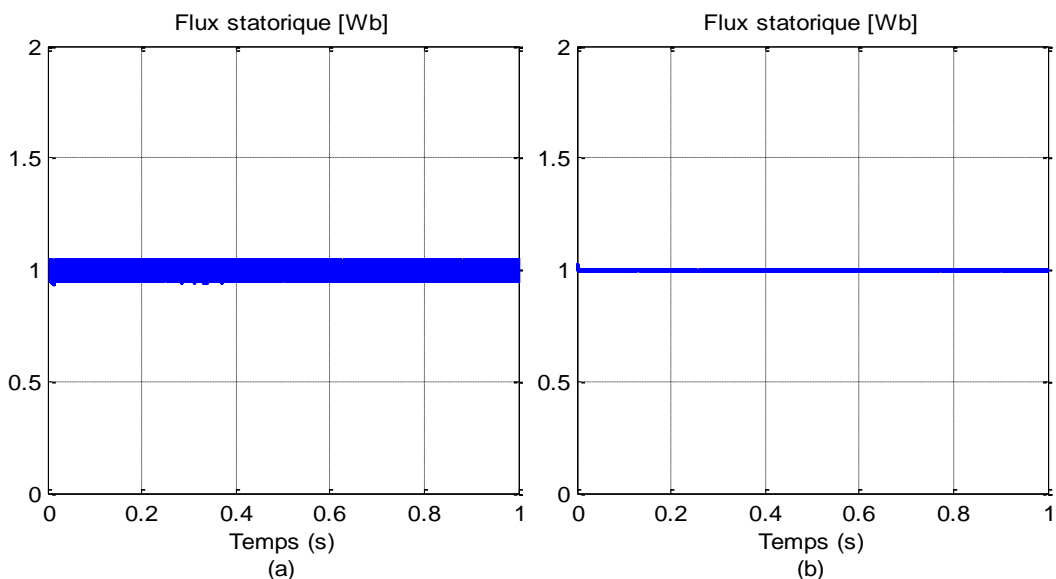


Fig. 1. 21 Amplitude du flux statorique (Wb)

La figure 1.22 présente les trajectoires vectorielles des flux statorique et rotorique. D'après les deux figures, les allures des trajectoires vectorielles des flux dans le cas de la PI-DTC-SPWM montrent une grande régularité et une réduction importante des fluctuations.

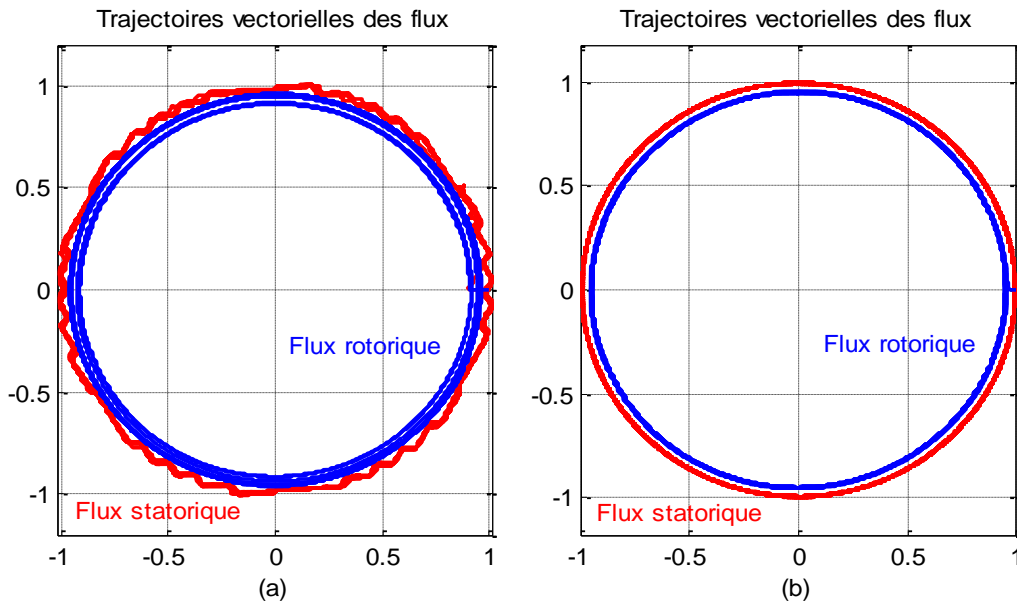


Fig. 1.22 Trajectoires vectorielles du flux statorique et du flux rotorique (Wb)

8.2 Comparaison entre les topologies d'onduleur appliquées au moteur à PI-DTC-SPWM

La machine utilisée dans la simulation est un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil de 300 W dont les paramètres sont donnés dans la section annexe. Afin de prouver l'efficacité du système global proposé, trois simulations sont faites ; la première concerne le moteur asynchrone alimenté par un onduleur cinq niveaux à POD qui utilise l'observateur DCM pour estimer la vitesse, la deuxième simulation est faite pour le même système mais avec un onduleur trois niveaux NPC et la troisième toujours avec le même système et un onduleur classique à deux niveaux. Une étude critique des résultats de simulation des trois installations est faite, une première fois avec une variation instantanée de la vitesse et une deuxième fois avec une variation de la vitesse en rampe.

Les figures sont spécifiés par [(a) pour la DTC modifiée avec un onduleur POD cinq niveaux, (b) pour la DTC modifiée avec un onduleur NPC trois niveaux et (c) pour la DTC modifiée avec un onduleur conventionnel deux niveaux].

8.2.1 Variation de la vitesse instantanée

La figure 1.23 présente les réponses de la vitesse estimée des trois systèmes, avec une vitesse de référence à l'instant initial de 400 tr/min puis une variation instantanée de la vitesse est appliquée à l'instant $t=0.9s$ avec une valeur qui est égale à 1400 tr/min pour voir le comportement des trois systèmes à basse et grande vitesse. Une charge de 0.9 N.m est introduite à l'instant $t=0.3s$. A basse vitesse les trois installations montrent exactement le même comportement que ça soit au niveau de dépassement ou du temps de réponse. Cependant, à grande vitesse, l'onduleur cinq niveaux (Fig. 23

(a)) montre une supériorité par rapport aux deux autres ; un dépassement quasi nul, moins d'ondulations, une excellente poursuite de la référence et un temps de réponse très réduit ($t=1s$ pour la Fig. 1.23 (a) alors que $t=1.5s$ pour la Fig. 23 (b) et $t=1.75s$ pour la Fig. 23 (c)).

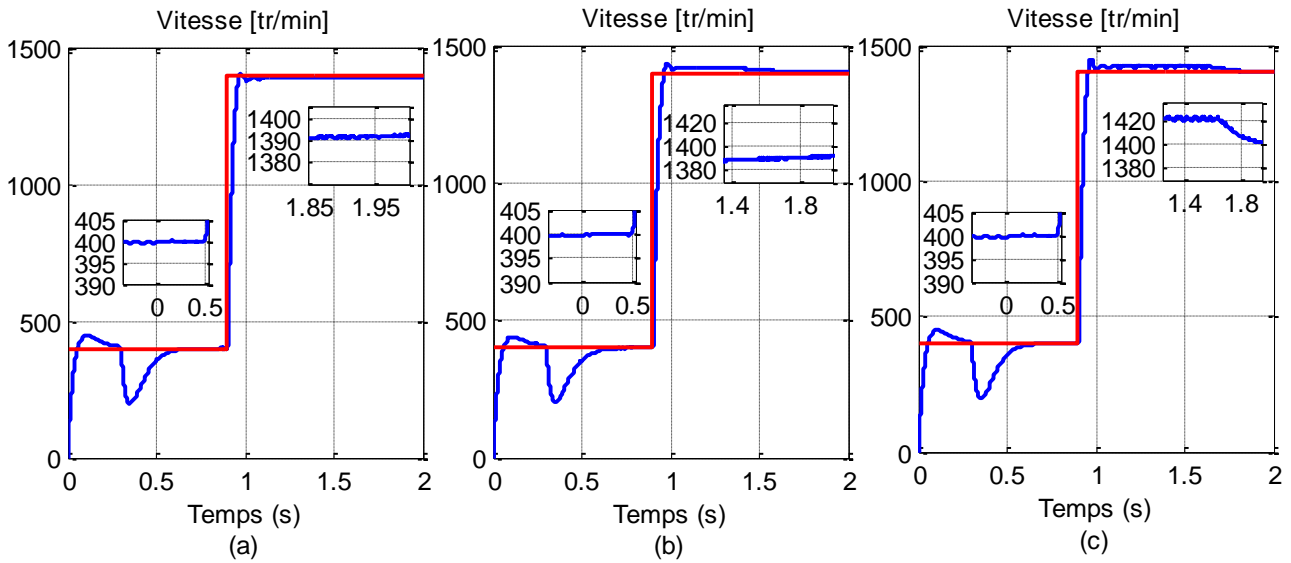


Fig. 1.23 Variation de vitesse [400 tr/min ; 1400 tr/min]

La figure 1.24 présente les réponses du couple électromagnétique pour les trois installations. Une interprétation frappante des trois courbes concerne le taux d'ondulations qui est quasi nul pour l'installation à onduleur cinq niveaux et ce en basse et grande vitesse, ce résultat se répercute automatiquement sur la stabilité du fonctionnement de la machine avec notamment moins de vibrations et moins de bruits.

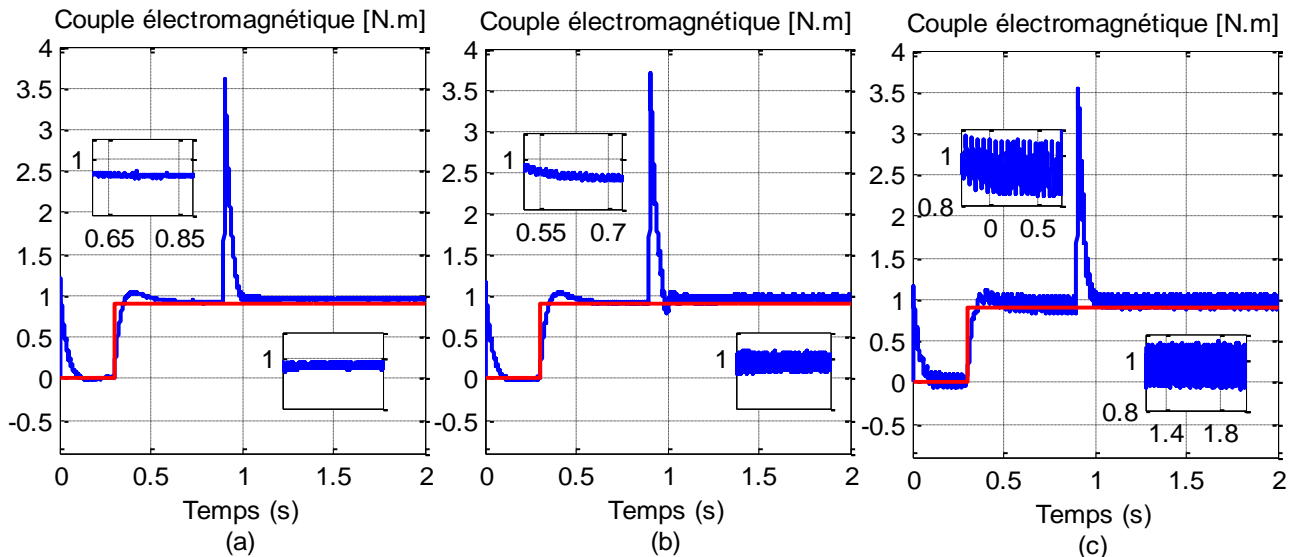


Fig. 1.24 Couple électromagnétique en [N.m]

Les courants statoriques des trois phases du moteur illustrés dans la figure 1.25 présente des formes sinusoïdales avec le même comportement vis-à-vis la variation de la charge. La variation instantanée de la vitesse appliquée à l'instant $t=0.9s$, est interprétée par la machine comme étant un

second démarrage. Cette prise de vitesse du moteur occasionne un pic dans la variation du couple électromagnétique, par conséquent, les accouplements mécaniques peuvent subir un à-coup et donc une instabilité et des bruits de fonctionnement. Comme dans tout démarrage la machine appelle un courant assez fort ce qui engendre des chutes de tension dans la ligne d'alimentation, la machine et même les autres installations alimentées par la même source peuvent déclenchées dans certains cas. Dans le cas où l'application ne supporte pas l'à-coup du couple ou le pic du courant ; il est possible d'imaginer une variation de vitesse en rampe qui sera plus douce pour le système.

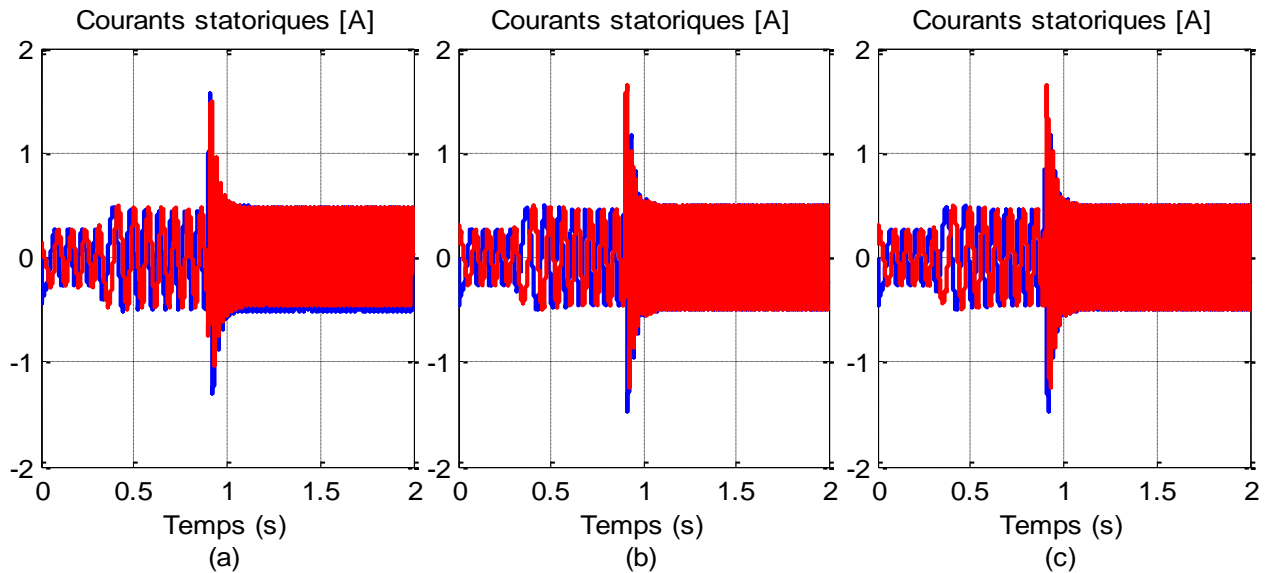


Fig. 1.25 Courants statoriques en [A]

La figure 1.26 présente le flux statorique dans les trois cas, la Fig. 1.26 (a) montre une amélioration au niveau du taux d'ondulations (0.4%) en comparaison (0.48%) pour la Fig. 1.26 (b) (0.48%) et (1.8%) pour la Fig. 1.26 (c), ce qui prouve encore la supériorité de l'onduleur cinq niveaux. Face à la variation instantanée de la vitesse les trois systèmes présentent le même pic du flux statorique.

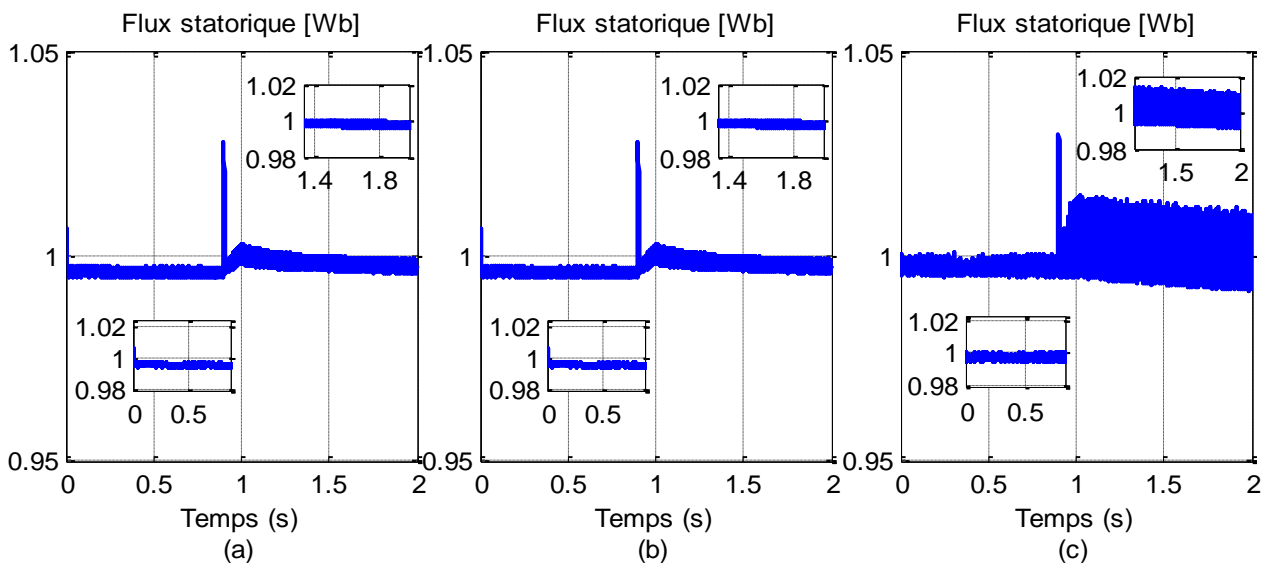


Fig. 1.26 Amplitude du flux statorique en [Wb]

8.2.2 Variation de la vitesse en rampe

Comme déjà évoqué la variation instantanée de la vitesse provoque un à-coup du couple et un appel très fort du courant. Pour contourner cette aliât, une variation de la vitesse en rampe est proposée. La figure 1.27 illustre la réponse de la vitesse, concernant la basse vitesse et l'application de la charge, les trois systèmes possèdent le même comportement comme précédemment. Dans la région des grandes vitesses, le comportement des trois systèmes est nettement amélioré, néanmoins, il faut souligner que les ondulations affaiblis beaucoup plus avec l'onduleur cinq niveaux (Fig. 1.27 (a)).

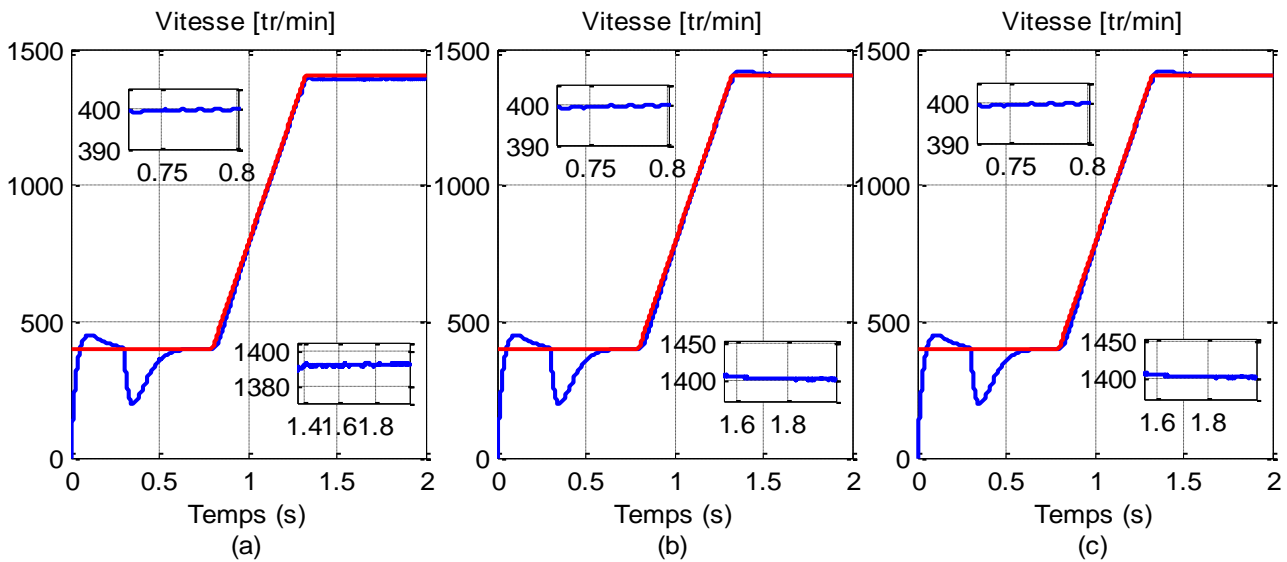


Fig. 1.27 Variation de vitesse [400 tr/min ; 1400 tr/min] en rampe

Il est clair que d'après la figure 1.28, la variation du couple durant la rampe de la vitesse est nettement plus douce. En plus, l'onduleur cinq niveaux affiche une bonne réduction des ondulations (5.55% à grande vitesse et 2.22% à faible vitesse) par contre avec l'onduleur à trois niveaux (10% à grande vitesse et 3.11% à faible vitesse) et à deux niveaux (24% à grande vitesse et 16.11% à faible vitesse) présentés respectivement sur la figure 1.28 (b) et la figure 1.28 (c).

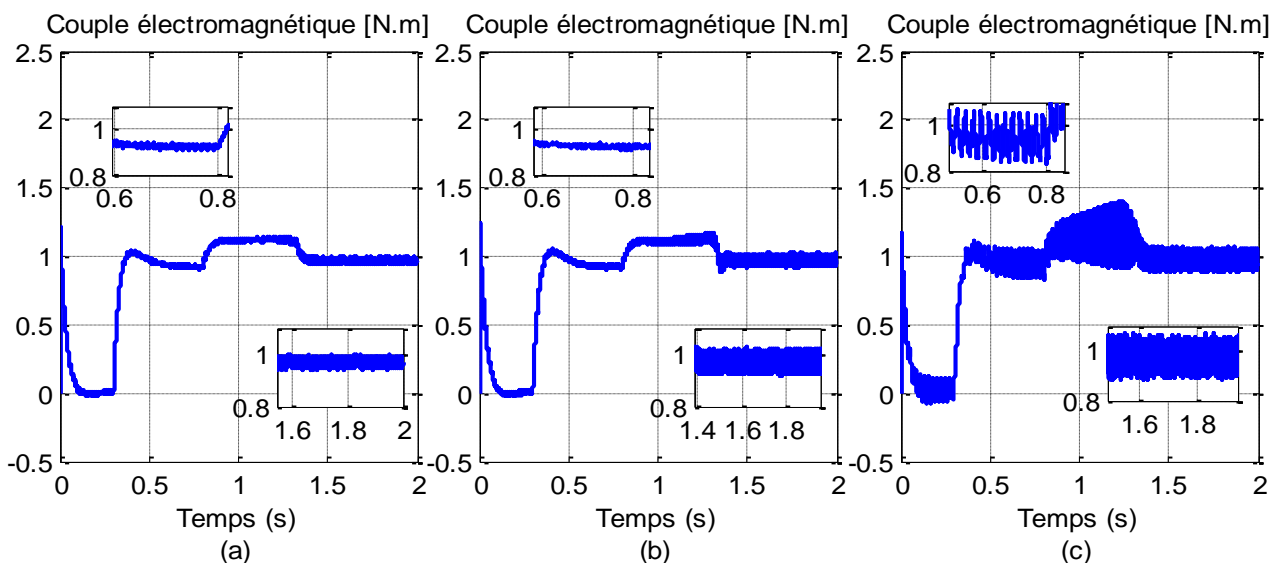


Fig. 1.28 Couple électromagnétique en [N.m]

D'après la figure 1.29, on peut observer que le flux statorique dans les trois cas ne représente aucun pic à cause de la variation de la vitesse et qui suit la référence 0.9960 Wb avec une grande précision. On peut remarquer que la technique proposée associé à un onduleur cinq niveaux a des ondulations très réduites (0.2% à grande vitesse et 0.2% à faible vitesse) par rapport à la topologie trois niveaux (0.46% à grande vitesse et 0.3% à faible vitesse) et à la topologie deux niveaux (1.85% à grande vitesse et 0.55% à faible vitesse).

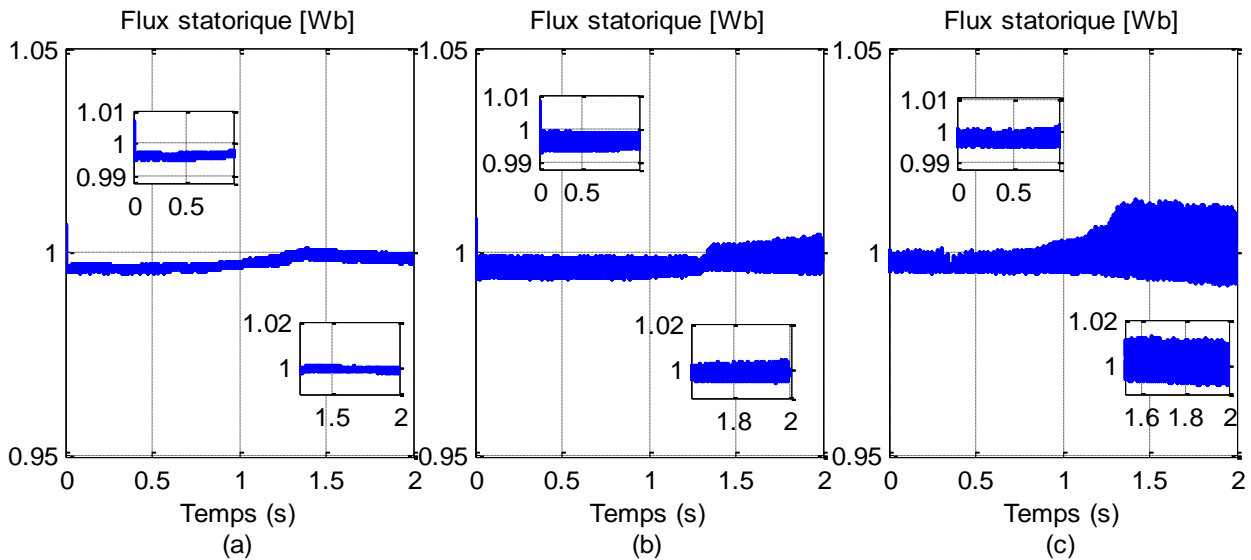


Fig. 1.29 Amplitude du flux statorique en [Wb]

L'astuce de faire varier la vitesse d'une manière progressive a permet d'effacer le pic du courant (Fig. 30) qui avait un effet néfaste sur le fonctionnement de l'installation entière. Les courants statoriques ont une forme quasi sinusoïdale et le courant appelé au démarrage est faible.

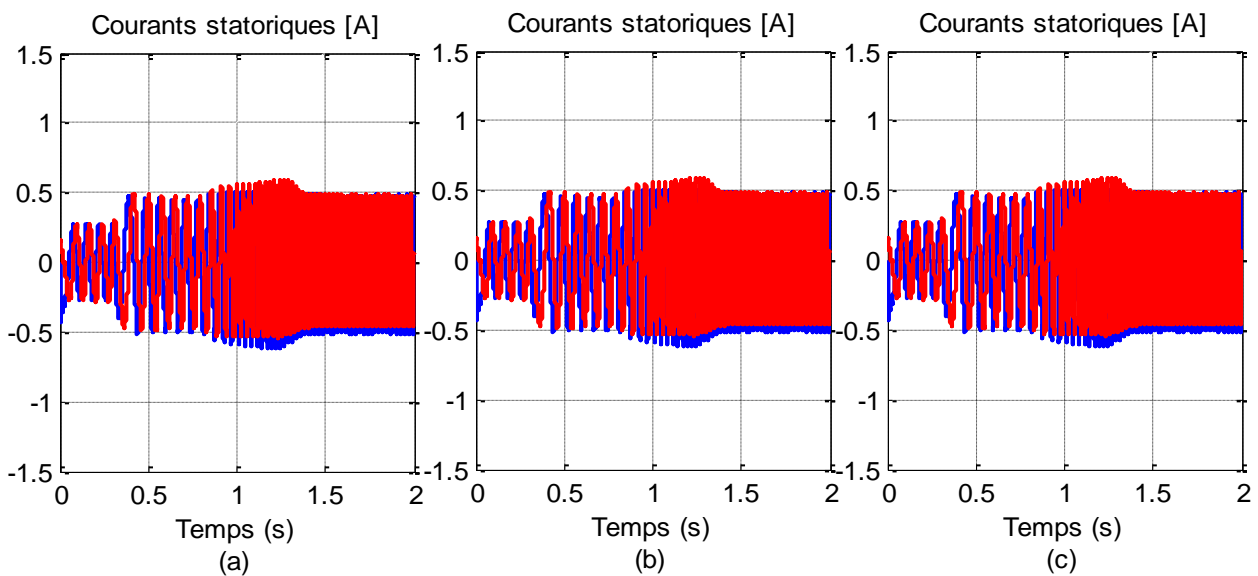


Fig. 1.30 Courants statoriques en [A]

La figure 1.31 affiche une analyse spectrale des courants statoriques dans le repère (d,q). La stratégie de commande associée avec l'onduleur cinq niveaux montre une bonne forme d'onde

sinusoïdale et un niveau de distorsion harmonique totale TDH bien réduit de 6.69% (Fig. 1.31 (a)), pour l'onduleur trois niveaux le TDH est de 9.58% (Fig. 1.31 (b)) et concernant l'onduleur deux niveaux il est de 21.73% (Fig. 1.31 (c)).

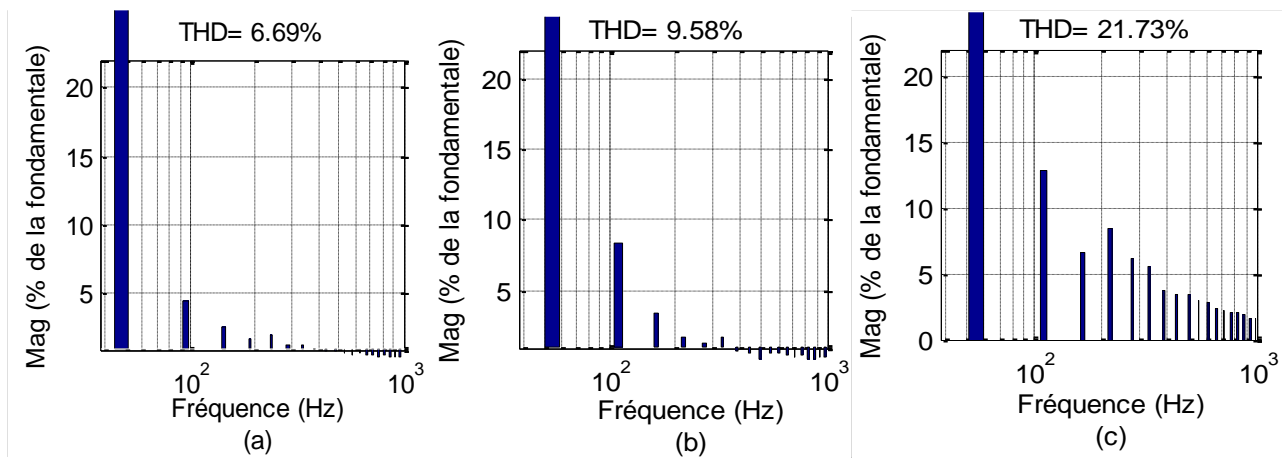


Fig. 1.31 Taux de distorsion harmonique des courants statoriques en %

9. Conclusion

Ce chapitre présente dans un premier temps la commande DTC classique et la PI-DTC-SPWM appliquée à un moteur asynchrone alimenté via un onduleur deux niveaux. Les résultats de simulation prouvent une supériorité de la PI-DTC-SPWM dans les réponses du couple, du flux statorique et des courants statoriques. Une amélioration supplémentaire de la stratégie PI-DTC-SPWM est apportée par l'utilisation d'un onduleur cinq niveaux POD. Les résultats de simulation qui sont présentés ensuite sous forme d'une comparaison de l'installation proposée avec deux autres installations de même commande mais avec des topologies différentes d'onduleur ; une fois avec un onduleur trois niveaux NPC et une seconde fois avec un onduleur classique deux niveaux, montre des performances améliorées avec l'onduleur cinq niveaux qui contribue fortement à la réduction des ondulations. D'un autre côté, suite à une variation instantanée de la vitesse, l'installation subit dans les trois cas un à-coup dans le couple et un appel de courant très fort, pour pallier ces deux effets négatifs, une variation de la vitesse en rampe est proposée, les résultats de simulation dans ce cas illustrent un comportement plus doux pour le système.

10. Références

- [Amm19] A. Ammar et al., Predictive direct torque control with reduced ripples for induction motor drive based on t-s fuzzy speed controller, *Asian J. Control* 21 (2019), no. 4, 2155–2166.
- [Ayr18] Ayir W, Ourahou M, Haddi A (2018) DFIG stator reactive and active power control based fuzzy logic. *Int J Circuits Syst Signal Process* 12:262–267.
- [Bel17] Belkacem B., Lahouari A. K., Rahli M., Comparative Study between SPWM and SVPWM control of a three level voltage inverter dedicated to a variable speed wind turbine. *Journal of Power Technologies* 97 (3) (2017) 190–200.

- [Cas02] Casadei. D, Profumo. P, Serra. G, Tani. A, FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.17, No.5, pp.779-787, 2002.
- [Dep88] M. Depenbrock, Direct Self Control (DSC) of Inverter Fed Induction Machine. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No.4, pp.420-429, 1988.
- [Eld18] El Daoudi, S., Lazrak, L., Benzazah, C., Ait Lafkih, M., Open Loop Control of Voltage Across a Three-Phase Resistive Load Fed by Two Level Inverters Controlled by DSP-TMS320F2812, (2018) International Review of Electrical Engineering (IREE), 13 (6), pp. 440-451.
- [Eld19] El Daoudi, S., Lazrak, L., Benzazah, C., & Lafkih, M. A. (2019). An improved Sensorless DTC technique for two/three-level inverter fed asynchronous motor. International Review on Modelling and Simulations (IREMOS), 12(5), 322–334.
- [Gor16] Goran Andonovski, Plamen Angelov, Sašo Blažič, Igor Škrjanc, A practical implementation of Robust Evolving Cloud-based Controller with normalized data space for heat-exchanger plant. Applied Soft Computing, V. 48, pp. 29-38, 2016. <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2016.05.036>.
- [Hav97] Ahmet M. Hava, Russel J. Kerkman, Thomas A. Lipo, A High Performance Generalized Discontinuous PWM Algorithm.
- [Hyo18] In, H.-C.; Kim, S.-M., Lee, K.-B, Design and Control of Small DC-Link Capacitor-Based Three-Level Inverter with Neutral-Point Voltage Balancing. Energies 2018, 11, 1435. <https://doi.org/10.3390/en11061435>.
- [Jos17] Monroy-Morales, J.L., Campos-Gaona, D.; Hernández-Ángeles, M., Peña-Alzola, R.; Guardado-Zavala, J.L. An Active Power Filter Based on a Three-Level Inverter and 3D-SVPWM for Selective Harmonic and Reactive Compensation. Energies 2017, 10, 297. <https://doi.org/10.3390/en10030297>.
- [Kaz02] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg, Control in power electronics selected problems. Academic Press, 2002.
- [Lad20] S. Ladjouzi, S. Grouni, PID controller parameters adjustment using a single memory neuron. Journal of the Franklin Institute 357 (2020) 5143–5172. <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2020.02.027>.
- [Laz18] Lazrak L., El Daoudi S., Benzazah C., Ait Lafkih M., Direct control of the stator flux and torque of the three-phase asynchronous motor using a 2-level inverter with sinusoidal pulse width modulation. Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 96, (18), pp. 6199-6210, 2018.
- [Meh10] Fateh MEHAZZEM, Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique. Ph.D. thesis, Ecole Doctorale ICMS, France, 2010.

- [Naj19] El Ouanjli, N., Derouich, A., El Ghzizal, A. et al. Direct torque control of doubly fed induction motor using three-level NPC inverter. *Prot Control Mod Power Syst* 4, 17 (2019). <https://doi.org/10.1186/s41601-019-0131-7>.
- [Seb11] Sebti Belkacem, Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone. Thèse de doctorat, Université de Bejaia, Algérie, 2016.
- [Tak86] I. Takahashi and T. Noguchi, A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor, *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Vol. IA-22, pp. 820-827, Sept./Oct. 1986.
- [Taz15] F. Tazerart, Z. Mokrani, D. Rekioua and T. Rekioua. Direct torque control implementation with losses minimization of induction motor for electric vehicle applications with high operating life of the battery. *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 40, no. 39, pp. 13827-13838, 2015.
- [Tou08] Riad Toufouti, Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone. Ph.D. thesis, University of Constantine, Algeria, 2008.
- [Ven20] M. Venkatesan, B. Adhavan, K. Suresh, K. Balachander, M. Lordwin Cencil Prabakar, Research on FPGA controlled three phase PV inverter using multi carrier PWM control schemes. *Microprocessors and Microsystems*, Volume 76, July 2020, 103089.
- [Yan17] Yang X., Yukai W., Ryo I., Robert D.: Extending Low-Speed Self-Sensing via Flux Tracking with VoltSecond Sensing. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 54, (5), pp. 4405–4414, Cincinnati, OH, USA, October, 2017.
- [Yin06] Ying Cheng, Chang Qian, Mariesa L. Crow, Steve Pekarek and Stan Atcitty, A Comparison of Diode-Clamped and Cascaded Multilevel Converters for a STATCOM With Energy Storage. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, VOL. 53, NO. 5, OCTOBER 2006.
- [Zak08] Zaky M. S., Khater M., Yasin H., Shokralla S. S.: Review of Different Speed Estimation schemes for Sensorless Induction Motor Drives. *Journal of Electrical Engineering*, 8, (2), pp. 102-140, 2017.
- [Zem17] Zemmit. A, Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes. Thèse de doctorat en génie électrique, Université Mohamed Boudiaf –Msila, 2017.
- [Zel05] M. Zelechowski, M. P. Kazmierkowski, F. Blaabjerg, Controller design for direct torque controlled space vector modulated (DTC-SVM) induction motor drives. *IEEE ISIE 2005 Dubrovnik*, Croatia, June 20-23, 2005.
- [Zha16] Z. Zhang, C. Wei, W. Qiao and L. Qu, Adaptive Saturation Controller-Based Direct Torque Control for Permanent-Magnet Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 7112-7122, 2016.

Chapitre 2

COMMANDE DU MOTEUR ASYNCHRONE

PAR LA DTC EN MODE GLISSANT

1. Introduction

La méthode DTC à fréquence de commutation constante, qui repose sur la modulation de la largeur d'impulsions sinusoïdale (SPWM), a été présentée pour surmonter les inconvénients de la DTC classique. Elle se base sur la linéarisation de la rétroaction entrée-sortie qui convertit un système non linéaire en un système linéaire équivalent, ce qui simplifie la conception du contrôle [8], malheureusement, le modèle mathématique linéaire de cette méthode contient généralement des hypothèses approximatives et une dynamique non précise. De plus, il peut également être affecté par la variation des paramètres due aux conditions environnementales et aux perturbations externes en cours de fonctionnement. Par conséquent, l'utilisation des méthodes linéaires ne permet pas d'obtenir des performances prometteuses élevées. Pour contourner les problèmes précités, le développement des méthodes non linéaires robustes, comme le contrôle en mode glissant (SMC), a récemment fait un grand succès. La SMC se caractérise par un comportement robuste élevé, elle force la trajectoire du système à glisser le long de la surface de commutation selon une loi de commande déterminée dont la stabilité des contrôleurs est vérifiée analytiquement par la théorie de Lyapunov [9]. Les avantages les plus puissants de cette technique sont sa grande robustesse face aux différentes incertitudes du système, sa réponse dynamique rapide et sa simplicité au niveau de l'implémentation [10].

Le but de ce chapitre est de faire une comparaison entre une première commande PI-DTC-SPWM et une seconde commande qui combine les principes du SMC, DTC et SPWM afin d'améliorer les performances opérationnelles du moteur asynchrone sans capteur de vitesse. Le modèle découplé du moteur asynchrone, pour les deux commandes, est présenté en générant le flux statorique et le couple électromagnétique séparément. La méthode SM-DTC-SPWM est basée sur des boucles qui sont faites à partir des fonctions en mode de glissement afin améliorer la stabilité et l'insensibilité aux variations des paramètres de la machine, les tensions statoriques sont générées à partir de la poursuite des erreurs du flux et du couple. Pour les deux commandes, les grandeurs physiques de rétroaction sont relevées en utilisant l'estimateur basé sur la méthode du calcul direct (DCM) qui se caractérise par sa simplicité et son temps de calcul réduit. L'efficacité et les performances des techniques proposées sont examinées en simulation à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK.

Dans ce chapitre, la théorie et le principe de fonctionnement de la commande par mode de glissement sont étudiés. Ensuite, le modèle du moteur asynchrone le mieux adapté à la commande en mode glissant est présenté. L'estimateur élaboré dans le premier chapitre est utilisé pour l'estimation de la vitesse mécanique du moteur asynchrone. Les résultats de simulation sont présentés sous forme d'une étude comparative entre la stratégie PI-DTC-SPWM appliquée avec un onduleur NPC trois niveaux et la stratégie SM-DTC-SPWM appliquée avec deux onduleurs ; NPC trois niveaux et le conventionnel deux niveaux.

2. Conception de la commande par mode de glissement

La commande à structure variable en mode de glissement se dote d'un schéma indépendant des paramètres du système ce qui rend la réponse en boucle fermée totalement insensible aux incertitudes particulières de la machine, ceci fournit une robustesse très forte et inhérente aux contrôleurs [Amm17]. Elle se base sur le fait de forcer la trajectoire du système à glisser le long d'une surface de commutation sous une loi de commande bien déterminée. La stratégie du mode glissant comporte deux phases ; la première est la phase d'atteinte où la trajectoire de l'état est entraînée à la surface $S = 0$ en un temps fini, la seconde est la phase de glissement où la trajectoire glisse sur la surface de commutation jusqu'au point d'équilibre comme le montre la figure 2.1. Le problème principal de la SMC est de trouver une loi de commande qui répond aux conditions suivantes ; l'atteinte de la surface de commutation et l'existence d'un mode de glissement en tout point de la surface [Mar07].

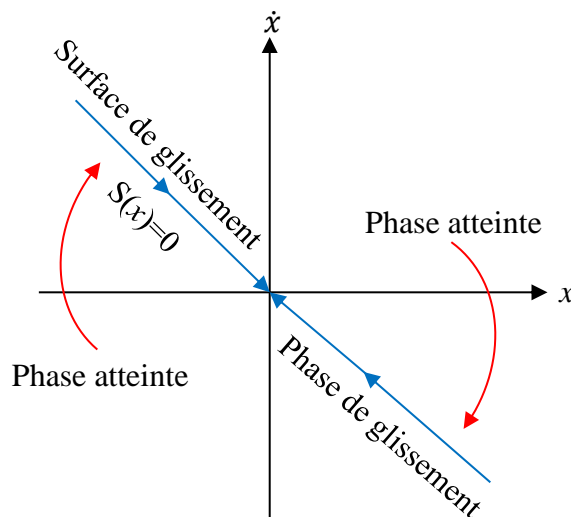


Fig. 2.1 Principe du mode de glissement de la trajectoire d'état

2.1 Choix de la surface de commutation

J.J Stoline a proposé une des formes d'équation générale pour déterminer la surface de glissement, elle est composée par l'erreur et sa dérivée.

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} (x^* - \hat{x}) \quad (2.1)$$

Avec : S est la surface de glissement, λ est un coefficient positif, n étant le degré relatif (nombre de fois qu'il fut dériver la sortie pour faire apparaitre la commande) et e est l'écart de la variable d'état et sa référence.

Pour $n = 1 \rightarrow S(x) = e(x)$

Pour $n = 2 \rightarrow S(x) = e(x) + \lambda \dot{e}(x)$

Pour $n = 3 \rightarrow S(x) = e(x) + 2\lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

2.2 Condition de convergence

La stratégie de commande en mode glissant doit garantir l'existence d'une surface de commutation $S = 0$ quel que soit la valeur de la variable d'état, ensuite assurer la convergence du système vers un point d'équilibre, pour cela il faut réaliser les conditions suivantes [Orl14] :

$$\begin{aligned} \lim_{S \rightarrow 0^-} \dot{S}(x) &< 0 \\ \lim_{S \rightarrow 0^+} \dot{S}(x) &> 0 \end{aligned} \quad (2.2)$$

De manière simplifiée, ces conditions peuvent être exprimées sous la forme suivante :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (2.3)$$

La condition de l'existence ressemble à un problème de stabilité généralisé qui peut être présenté en termes de théorie de Lyapunov utilisée généralement pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \text{ et } \dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (2.4)$$

Les trajectoires convergent alors vers une surface S (système stable/attractif) si les vecteurs S et \dot{S} sont de signes opposés.

2.3 Conception du contrôle

Après le choix de la surface de glissement et la garantie du critère de convergence, la commande doit être conçue de façon à ramener la variable d'état vers la surface et ensuite au point d'équilibre en maintenant la condition d'existence du mode glissant à chaque instant. Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre deux quantités maximale et minimale. La commande d'évaluation (eval) utilisée en mode de glissement est généralement une fonction quelconque de la famille suivante: signe, relais ou linéaire avec saturation comme illustré à la figure 2.2.

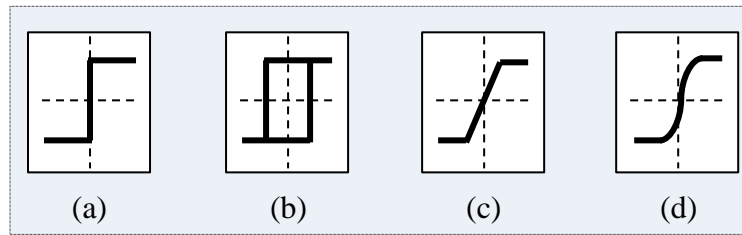


Fig. 2.2 Fonctions d'évaluation typiques: a) signe, b) relais, c) linéaire avec saturation, d) hyperbolique

Le principal inconvénient de la SMC est le phénomène de chattering qui est provoqué par une oscillation infinie due à la fonction de commutation. Ce phénomène désagréable peut générer des harmoniques à haute fréquence et peut également endommager les pièces mécaniques en mouvement et entraîner des pertes joules dans les parties électriques. Pour épargner ce désavantage, la fonction <sat> a été adoptée pour la synthèse de la commande SMC, en effet, elle présente de bonnes performances par rapport aux autres fonctions.

2.4 Expression analytique de la commande

La forme générale de l'équation d'état s'écrit sous l'expression suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (2.5)$$

La conception de la commande u ; en mode glissant ; est principalement constituée de deux termes, le contrôle équivalent u_{eq} et le contrôle discontinu u_n .

$$u = u_{eq} + u_n \quad (2.6)$$

La commande équivalente est déterminée en posant la condition $\dot{S} = 0$ qui est nécessaire pour que la trajectoire d'état reste sur la surface de commutation $S = 0$ [Hun93].

La dérivée temporelle de la surface de glissement est donnée par :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (2.7)$$

En substituant (2.6) et (2.7) dans l'équation (2.5):

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} f(x) + \frac{\partial S}{\partial x} g(x)u_{eq} + \frac{\partial S}{\partial x} g(x)u_n \quad (2.8)$$

En mode de glissement, la trajectoire restera sur la surface de commutation dont $S = \dot{S} = 0$ avec $u_n = 0$:

$$u_{eq} = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} f(x)\right) \left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x)\right)^{-1} \quad (2.9)$$

En remplaçant l'expression de u_{eq} dans (2.9), une nouvelle formule de la dérivée de la surface est obtenue :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} g(x)u_n \quad (2.10)$$

La commande un est déterminée en garantissant la condition de convergence $\dot{S} < 0$ qui est donnée par :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x)u_n < 0 \quad (2.11)$$

Pour satisfaire cette condition, u_n et $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x)$ doivent avoir deux signes opposés. La commande non linéaire un est définie comme étant une composante de commutation formé par une fonction d'évaluation $eval(S)$ multipliée par un coefficient constant « c » qui doit être positif pour assurer la convergence.

$$u_n = -c \text{ eval}(S) \quad (2.12)$$

3. Commande directe du couple en mode glissant (SM-DTC-SPWM)

Le schéma de principe de la commande à structure variable en mode glissant du moteur asynchrone SM-DTC est illustré par la Fig. 2.3. La combinaison de la SMC à la DTC-SPWM permet d'avoir un contrôle robuste qui maintient les grandeurs à régler dans une plage bien déterminée. La stratégie de commande se compose de trois boucles ; une première pour contrôler la vitesse et deux autres pour la régulation du flux statorique et du couple.

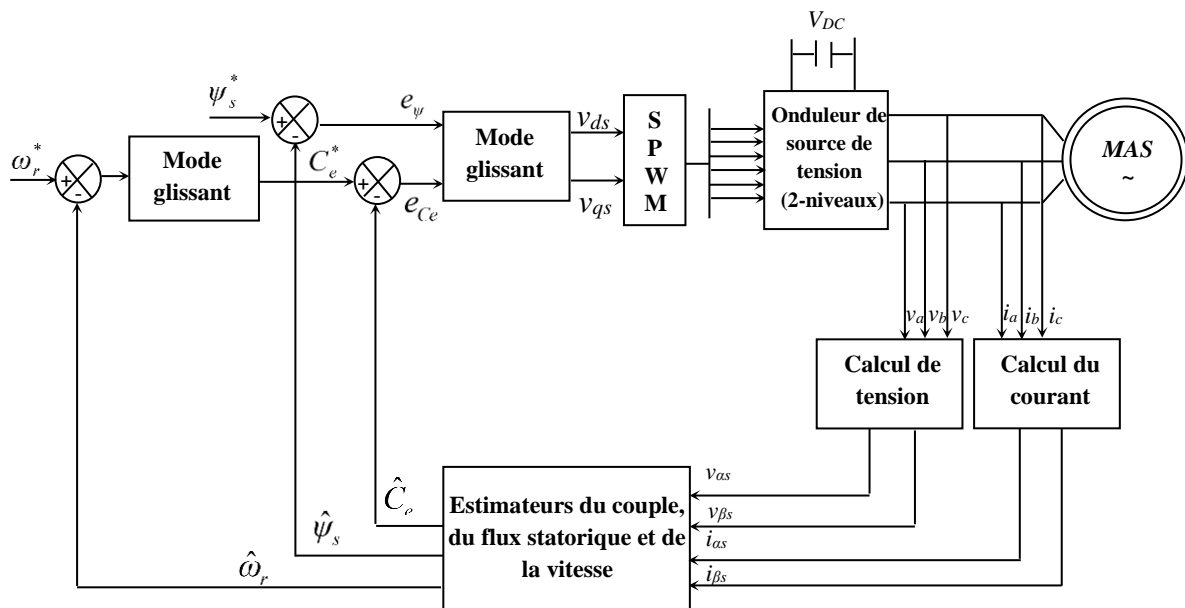


Fig. 2.3 Stratégie de la DTC en mode glissant

3.1 Modèle du moteur asynchrone à cage dédié à la SM-DTC-SPWM

Les équations suivantes expriment le modèle du moteur suivant le référentiel rotatif (d,q) :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds} \end{cases} \quad (2.13)$$

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = L_r i_{dr} + M_{sr} i_{ds} \\ \Psi_{qr} = L_r i_{qr} + M_{sr} i_{qs} \\ \Psi_{ds} = L_s i_{ds} + M_{sr} i_{dr} \\ \Psi_{qs} = L_s i_{qs} + M_{sr} i_{qr} \end{cases} \quad (2.14)$$

Le couple électromagnétique peut également être exprimé par l'équation suivante :

$$C_e = p(\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \quad (2.15)$$

L'équation mécanique fondamentale est présentée par la façon suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\omega_r \quad (2.16)$$

3.2 Principe du contrôle du flux et du couple en mode glissant

La figure 2.5 illustre les boucles de régulation du flux statorique et du couple dans la stratégie de commande SM-DTC-SPWM, elles reçoivent comme entrées les références (*) et les valeurs estimées (^) du flux et du couple et génèrent les tensions directe et en quadrature pour le modulateur de la largeur d'impulsion sinusoïdale.

Etant donné que le vecteur du flux statorique est orienté suivant la composante directe « $\Psi_{qs} = 0$ », les équations (2.13) et (2.15) peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \Psi_{ds} \\ C_e = p \frac{\Psi_{ds}}{R_s} (V_{qs} - \omega_s \Psi_{ds}) \end{cases} \quad (2.17)$$

Les fonctions d'erreur qu'il faut minimiser sont définies comme suit :

$$\begin{cases} e_\psi = |\Psi_s^*| - |\hat{\Psi}_s| \\ e_{C_e} = C_e^* - \hat{C}_e \end{cases} \quad (2.18)$$

Cristian Lascu propose une autre structure pour choisir la surface de glissement S, elle est définie à partir de (2.19) [Eld20]:

$$\begin{bmatrix} S_\psi \\ S_{C_e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\psi + c_\psi \frac{de_\psi}{dt} \\ e_{C_e} + c_{C_e} \frac{de_{C_e}}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

c_ψ et c_{C_e} sont des constantes à définir en fonction de la dynamique souhaitée. Dans la même optique que la stratégie PI-DTC-SPWM, la surface de glissement S_ψ , qui est définie à partir de l'erreur du flux statorique, permet de contrôler la composante directe de la tension, alors que la surface S_{C_e} qui représente l'erreur du couple électromagnétique permet la détermination de la composante en quadrature de la tension. La loi du contrôle est proposée de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = K_{p\psi} \text{sat}(S_{\psi}) + K_{i\psi} \int \text{sat}(S_{\psi}) dt \\ V_{qs} = K_{pC_e} \text{sat}(S_{C_e}) + K_{iC_e} \int \text{sat}(S_{C_e}) dt + \omega_s \hat{\psi}_s \end{cases} \quad (2.20)$$

Avec : $K_{p\psi}$, K_{pC_e} sont les gains proportionnels des régulateurs PI qui permettent la convergence de l'erreur, ils doivent être choisis de façon à satisfaire la condition de stabilité ($S_{\psi} \frac{dS_{\psi}}{dt} < 0$ et $S_{C_e} \frac{dS_{C_e}}{dt} < 0$) utilisant le critère de Lyapunov [Zai19]. $K_{i\psi}$, K_{iC_e} sont les gains intégraux qui assurent aussi la convergence de l'erreur et le découplage du couple et du flux. La stabilité suivant lyapunov est assurée si les paramètres des régulateurs PI sont suffisamment élevés [Las04]. L'enjeu principal de la SMC est de choisir une loi de contrôle qui répond aux conditions suivantes ; l'atteinte de la surface de glissement et l'existence d'un mode de glissement en tous points de la surface.

Le principal inconvénient de la SMC est le phénomène du broutage qu'il est possible de limiter en faisant un bon choix de la fonction d'évaluation. À cet effet, il est plus judicieux de remplacer la fonction signe qui est caractérisée par une variation brusque de la commande par la fonction linéaire avec saturation (Fig. 2.4) [Chen10].

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} +1 & \text{si } x \geq 0 \\ -1 & \text{si } x < 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

$$\text{sat}(x) = \begin{cases} +1 & \text{si } x > \varepsilon \\ \frac{x}{\varepsilon} & \text{si } x \leq \varepsilon \\ \varepsilon & \\ -1 & \text{si } x < -\varepsilon \end{cases} \quad (2.22)$$

Où ε est un petit gain positif représentant la largeur de la couche limite.

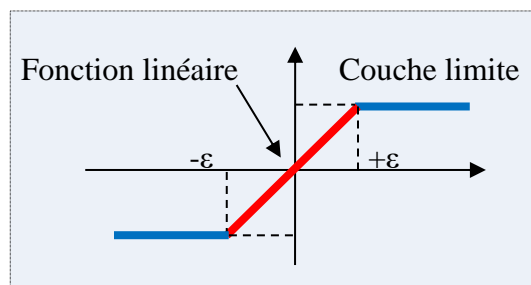


Fig. 2.4 Fonction linéaire avec saturation « sat »

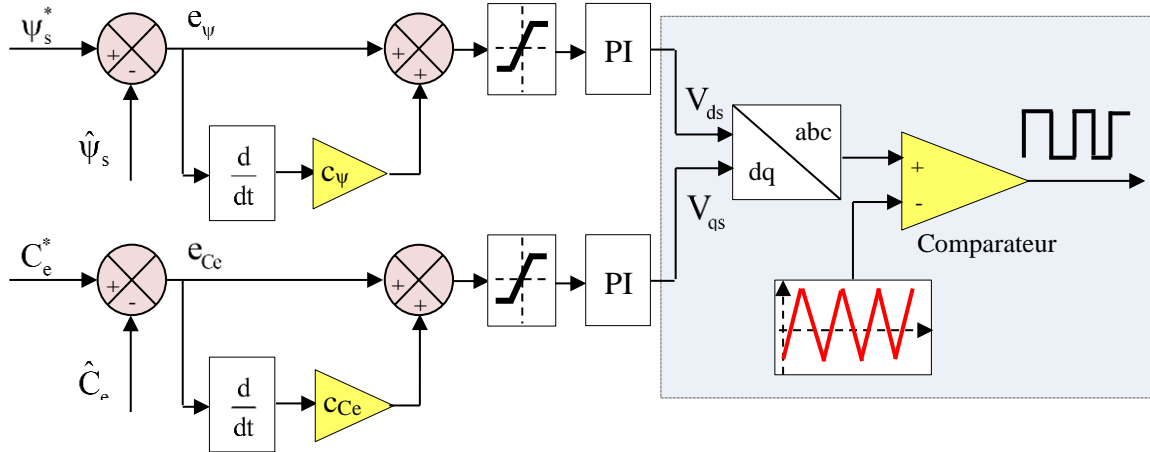


Fig. 2.5 Blocs de régulation du flux statorique et du couple électromagnétique

3.3 Principe du contrôle de la vitesse du moteur en mode glissant

La figure 2.6 présente la boucle de régulation de la vitesse en mode glissant. Le contrôleur sera conçu pour que la boucle de régulation génère la référence du couple électromagnétique avec une réponse dynamique rapide.

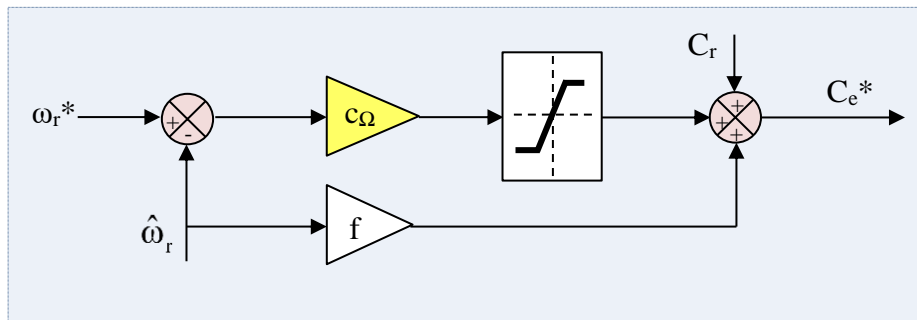


Fig. 2.6 Boucle de régulation de la vitesse avec le régulateur en mode glissant

La surface de glissement de la vitesse est définie par :

$$\begin{cases} S_\omega = \omega_r^* - \hat{\omega}_r \\ \dot{S}_\omega = \dot{\omega}_r^* - \dot{\hat{\omega}}_r \end{cases} \quad (2.23)$$

L'équation mécanique du moteur asynchrone est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e^* - C_r - f\omega_r \quad (2.24)$$

En substituant l'équation (2.24) dans l'équation de la dérivée de la surface (2.23) qui sera donnée comme suit :

$$\dot{S}_\omega = \dot{\omega}_r^* - \frac{1}{J} (C_e^* - C_r - f\hat{\omega}_r) \quad (2.25)$$

En se basant sur la théorie du mode glissant, on peut écrire :

$$C_e^* = C_{eeq}^* - C_{en}^* \quad (2.26)$$

La partie de commande équivalente (C_{eeq}^*) est définie pendant l'état de mode glissant avec $\dot{S}_\omega = 0$,

$C_{en}^* = 0$ et $\dot{\omega}_r^* = 0$, la commande équivalente est :

$$C_{eeq}^* = C_r + f\hat{\omega}_r \quad (2.27)$$

La partie non linéaire (C_{en}^*) est définie comme :

$$C_{en}^* = c_\omega \text{sat}(S_\omega) \quad (2.28)$$

D'après les expressions (2.27) et (2.28) on peut déduire l'équation du contrôle du couple en mode de glissement par :

$$C_e^* = C_r + f\hat{\omega}_r + c_\omega \text{sat}(S_\omega) \quad (2.29)$$

Avec c_ω est un gain positif.

4. Résultats des simulations

Les résultats de la simulation sont présentés sous forme d'une étude comparative entre la commande directe du couple en mode de glissement (SM-DTC-SPWM) via un onduleur de topologie NPC à trois niveaux, la même commande avec un onduleur à deux niveaux et un schéma du contrôle du couple direct à SPWM basé sur des régulateurs PI (PI-DTC-SPWM) en utilisant un onduleur NPC à trois niveaux. Les grandeurs du moteur sont prélevées à partir d'un estimateur en calcul direct appliqué à tous les schémas. Les figures sont spécifiés par [(a) pour la SM-DTC-SPWM avec un onduleur NPC à trois niveaux, (b) pour la SM-DTC-SWPM avec un onduleur à deux niveaux et (c) pour la PI-DTC-SPWM avec un onduleur NPC à trois niveaux].

La figure 2.7 illustre la performance de la vitesse selon la consigne qui est de 120 rad/s. Le couple de charge est appliqué à l'instant ($t=0.3s$). On peut remarquer que les deux figures (2.7 (a) et 2.7 (b)), présentant la SM-DTC-SPWM, ont les réponses les plus rapides en atteignant le régime permanent en seulement 0.17s, les moins affectées par l'application de charge et qui ont un dépassement très minime de moins de 6.385% par rapport à la figure (2.7 (c)). La stratégie SM-DTC-SPWM avec l'onduleur à trois niveaux offre le meilleur suivi de la consigne d'après la partie zoomée de la Fig. 2.7 (a) comparé aux deux autres systèmes (Fig. 2.7 (b) et Fig. 2.7 (c)).

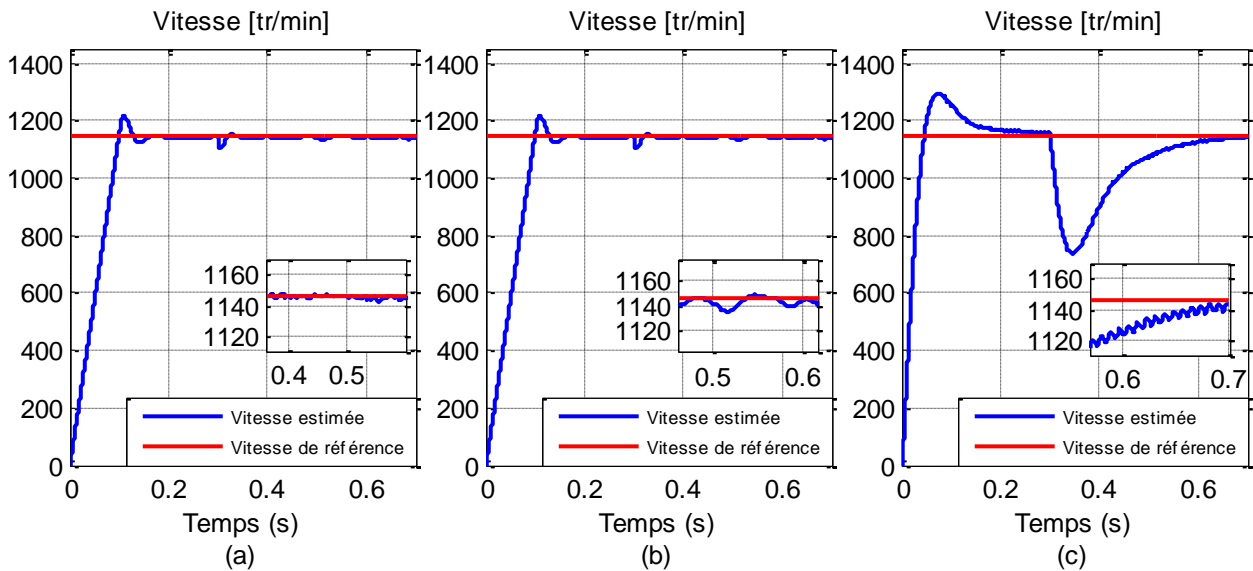


Fig. 2.7 Réponse de la vitesse du moteur (tr/min)

La figure 2.8 montre les réponses du couple pour les trois systèmes avec l'introduction de la charge à l'instant $t=0.3s$. On voit clairement que la stratégie proposée à la Fig.2.8 (a) a un niveau d'ondulations très réduit par rapport à la SM-DTC-SPWM avec un onduleur à deux niveaux et la PI-DTC-SPWM présentés respectivement sur la Fig. 2.8 (b) et Fig. 2.8 (c). De plus le couple résultant de la Fig. 2.8 (a) suit rapidement la référence après l'application du couple de charge.

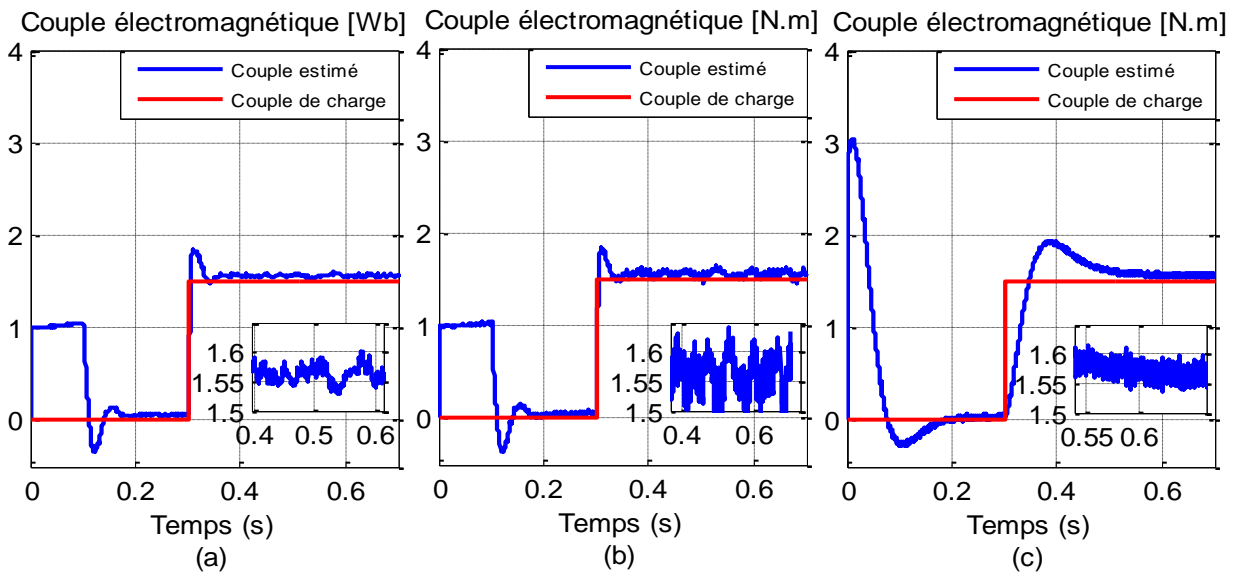


Fig. 2.8 Réponse du couple électromagnétique (N.m)

Les figures 2.9 (a) et 2.9 (b) montrent de bonnes formes d'onde sinusoïdale qui attendent le régime permanent directement après l'application de la charge. De plus la stratégie SM-DTC-SPWM, avec un onduleur à deux niveaux ou à trois niveaux, limite fortement le courant appelé au démarrage (presque la moitié de celle appelée par le moteur à PI-DTC-SPWM et un onduleur trois niveaux) ce qui présente un avantage grandiose. Le courant à vide prend une valeur de 0.28 A qui représente

une grandeur acceptable et cohérente avec les résultats expérimentaux, puisque les paramètres du moteur utilisés dans la simulation, ont été relevés avec des essais directs.

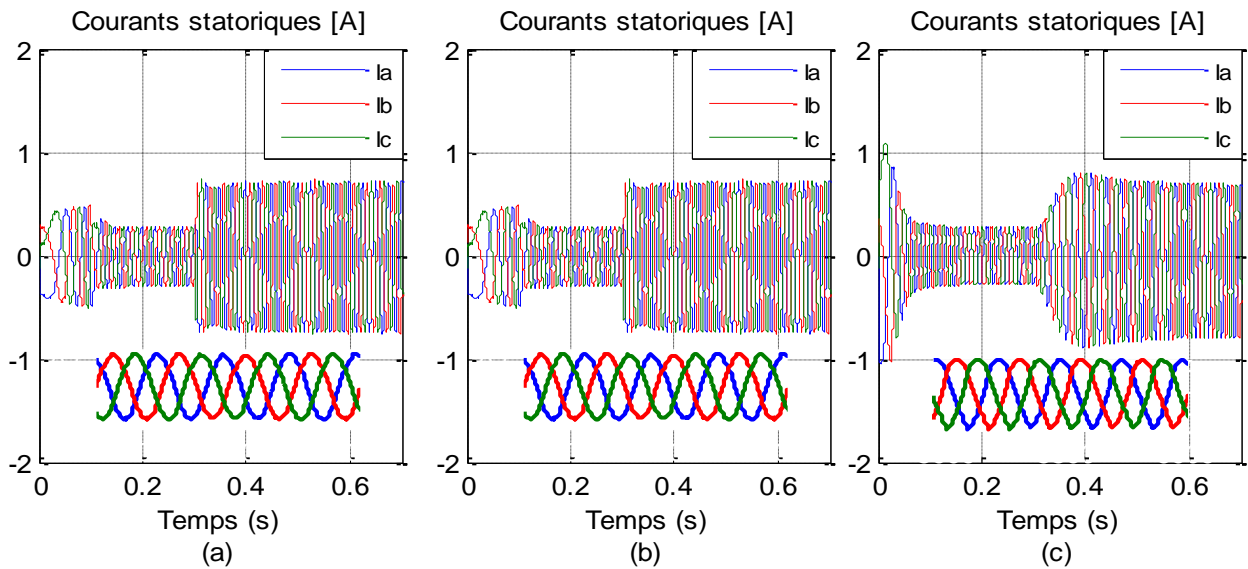


Fig. 2.9 Les courants statoriques (A)

D’après la figure 2.10, avec la partie zoomée, on peut observer que le flux statorique dans les trois cas suit la référence 0.9960 Wb avec une grande précision. On peut remarquer que l’algorithme SM-DTC-SPWM associé à un onduleur multi-niveaux a des ondulations très réduites du flux (0.4%) par rapport à la stratégie PI-DTC-SPWM avec le même type d’onduleur (0.55%) et la stratégie SM-DTC-SPWM avec un onduleur à deux niveaux (5%). De plus, la stratégie SM-DTC-SPWM associée à l’onduleur trois niveaux montre une stabilité inédite face à la perturbation de la charge.

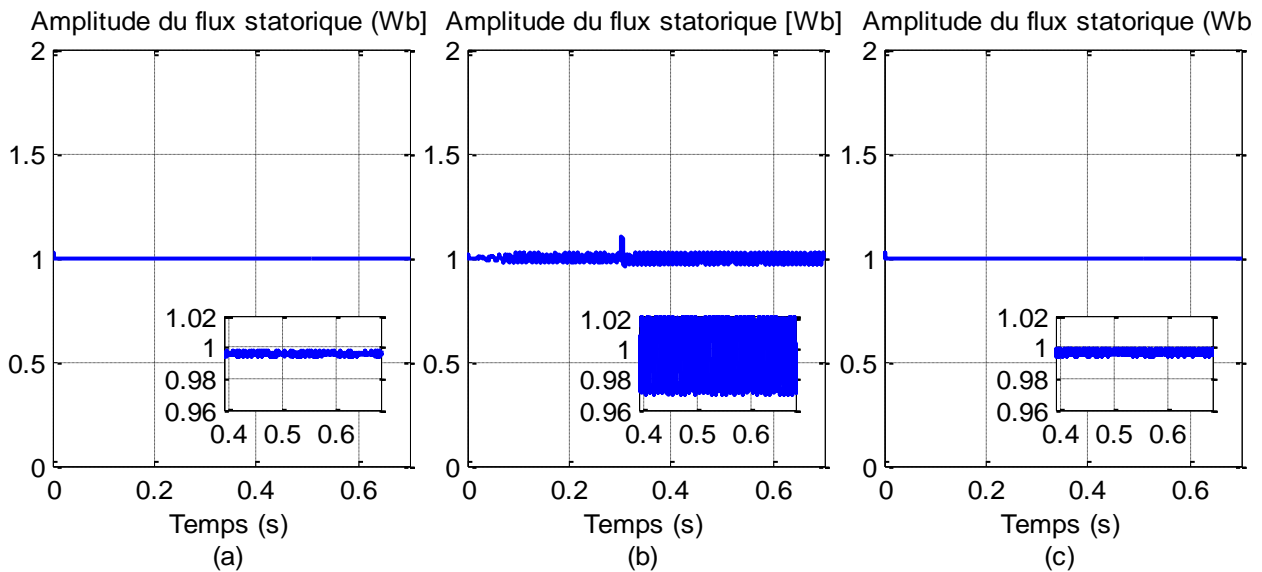


Fig. 2.10 Amplitude du flux statorique (Wb)

D’après les trois résultats, on peut constater que, quelle que soit la commande, l’onduleur trois niveaux présente sur l’onduleur deux niveaux l’avantage d’un meilleur taux de distorsion

harmonique, en plus l'association d'une commande élaborée telle que la SM-DTC-SPWM à l'onduleur NPC améliore encore le TDH puisqu'elle minimise les ondulations au niveau des courants statoriques qui sont fortement influencés par les variations du couple et du flux (Fig. 2.11).

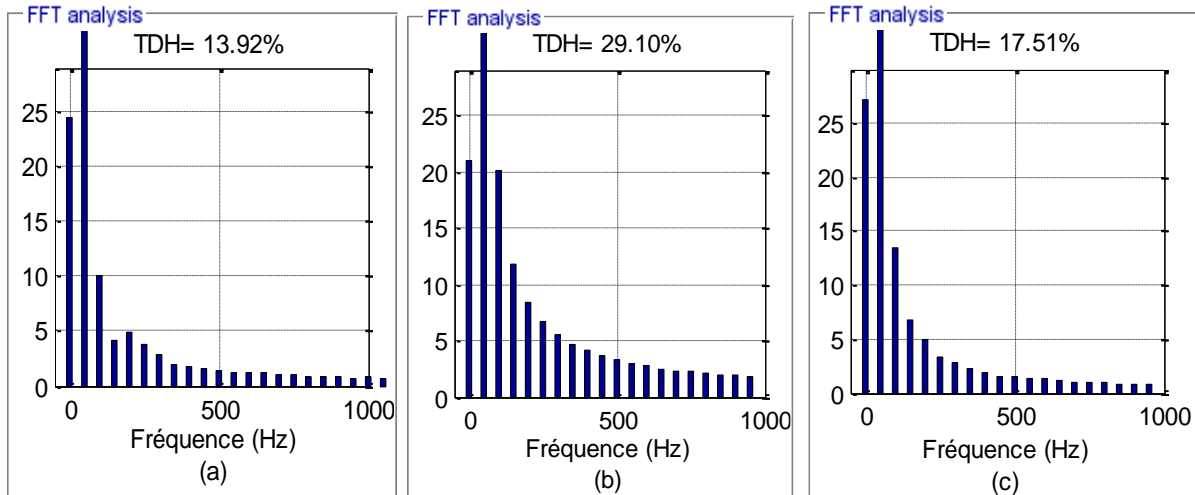


Fig. 2.11 Spectres harmoniques du courant statorique

5. Conclusion

Ce chapitre présente une analyse comparative des résultats de commande d'un moteur asynchrone à cage alimenté dans un premier temps par un onduleur NPC trois niveaux à SM-DTC-SPWM, dans un second lieu par un onduleur deux niveaux classique à SM-DTC-SPWM toujours et dans un troisième temps, par l'onduleur NPC trois niveaux à PI-DTC-SPWM. L'étude montre que l'utilisation de l'onduleur trois niveaux permet de réduire considérablement les ondulations et le TDH des courants du moteur, tandis que l'adoption d'une loi de commande robuste offre une bonne poursuite des consignes, une réduction appréciable du courant de démarrage et une grande rapidité pour atteindre le régime permanent. En conclusion, le choix de l'onduleur NPC trois niveaux avec la stratégie à structure variable SM-DTC-SPWM aboutit à une commande presque parfaite.

6. Références

- [Ach16] Abdelyazid Achour, Djamila Rekioua, Ahmed Mohammedi, Zahra Mokrani, Toufik Rekioua and Seddik Bacha: Application of Direct Torque Control to a Photovoltaic Pumping System with Sliding-mode Control Optimization. *Electric Power Components and Systems*. Volume 44, 2016, Issue 2, pp. 172-184.
- [Amm17] Abdelkarim Ammar, Amor Bourek, Abdelhamid Benakcha, Nonlinear SVM DTC for induction motor drive using input-output feedback linearization and high order sliding mode control, *ISA Transactions* (2017), <http://dx.doi.org/10.1016/j.isatra.2017.01.010>.
- [Chen10] Cheng NB, Guan LW, Wang LP, Han J (2010) Chattering reduction of sliding mode control by adopting nonlinear saturation function. *Adv Mater Res* 143–144:53–61. <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/amr.143-144.53>.

- [Eld20] El Daoudi S, Lazrak L, Ait Lafkih M (2020) Sliding mode approach applied to sensorless direct torque control of cage asynchronous motor via multi-level inverter. *Prot Control Mod Power Syst* 5:13. <https://doi.org/10.1186/s41601-020-00159-7>.
- [Eld21] El Daoudi, S., Lazrak, L., El Ouanjli, N. et al. Applying sliding mode technique for the nonlinear DTC-SPWM control strategy of sensorless squirrel cage asynchronous motor. *Int. J. Dynam. Control* (2021). <https://doi.org/10.1007/s40435-021-00758-8>.
- [Hun93] J. Hung, W. Gao and J. Hung, Variable structure control: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 2-22, 1993.
- [Las04] Lascu C, Boldea I, Blaabjerg F (2004) Variable-structure direct torque control—a class of fast and robust controllers for induction machine drives. *IEEE Trans Ind Electron* 51(4):785–792. <https://doi.org/10.1109/tie.2004.831724>.
- [Laz18] Lazrak L, El Daoudi S, Benzazah C, Ait Lafkih M (2018) Direct control of the stator flux and torque of the three-phase asynchronous motor using a 2-level inverter with sinusoidal pulse width modulation. *J Theor Appl Inf Technol* 96(18):6199–6210.
- [Liu17] Jianxing Liu, Sergio Vazquez, Ligang Wu, Abraham Marquez, Huijun Gao and Leopoldo G. Franquelo: Extended State Observer Based Sliding Mode Control for Three-Phase Power Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 64, Issue.1, Jan. 2017, pp. 22 – 31.
- [Mar07] Marcos Vinicius Lazarini, Ernesto Ruppert Filho, Sensorless three-phase induction motor direct torque control using sliding mode control strategy laboratory set-up for motor speed control teaching. *International Conference on Engineering Education – ICEE 2007, Coimbra, Portugal September 3 – 7, 2007*.
- [Orl14] T. Orłowska-Kowalska, *Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives*. Springer International Publishing Switzerland 2014.
- [Zai19] Zaihidee FM, Mekhilef S, Mubin M (2019) Robust speed control of PMSM using sliding mode control (SMC)—a review. *Energies* 12:1669.

Chapitre 3

COMMANDE DU MOTEUR ASYNCHRONE PAR LA LOGIQUE FLOUE

1. Introduction

Récemment, les techniques d'intelligence artificielle sont apparues comme des moyens prometteurs pour résoudre les problèmes du contrôle non linéaire, en particulier, le contrôle basé sur la logique floue qui est capable de gérer les systèmes complexes ou faiblement modélisés, de plus, il présente des performances robustes et une faible dépendance mathématique aux paramètres de l'installation [Qaz20]. La structure de la commande DTC basée sur la logique floue est constituée d'une table de commutation floue remplaçant les contrôleurs à hystérésis et la table de commutation conventionnelle, les lois de commutation de l'onduleur à deux niveaux sont déterminés par les règles linguistiques de la table de décision floue [Oua19]. La conception du contrôleur en logique floue ne nécessite pas de modèle mathématique exact du système et peut gérer toutes les non-linéarités et les incertitudes. Ce chapitre propose une stratégie de commande intelligente de la DTC basée sur la logique floue d'un moteur asynchrone, dont la régulation de la vitesse est assurée par un contrôleur en mode glissant et l'estimation est effectuée par un estimateur en calcul direct. Pour mettre en évidence les performances de la commande DTC basée sur la logique floue, une commande parallèle en mode glissant est proposée pour le même moteur. De même, afin de mettre la lumière sur la supériorité de la régulation de la vitesse en mode glissant, ce chapitre propose aussi une régulation de la vitesse basée sur un contrôleur PI.

Ce chapitre commence par présenter le principe de la logique floue en détaillant les différentes fonctions d'appartenance et les différentes opérations faites sur les ensembles flous, en plus, un intérêt particulier est consacré à la méthode d'inférence de Mamdani. La commande du flux statorique et du couple de moteur basée sur la logique floue est décrite avec ces trois étapes ; étape de fuzzification, étape de contrôle et mécanisme d'inférence puis l'étape de défuzzification. Dans une troisième partie, la régulation de la boucle de la vitesse soit par un régulateur PI ou par un contrôleur en mode glissant est étudiée. Enfin, les résultats de simulation sont faits à titre critique et comparatif à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK.

2. Conception de la logique floue

Le principe du contrôle par la logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens où les variables traitées ne sont pas des variables logiques mais des variables linguistiques. De plus, ces

variables linguistiques sont traitées à l'aide des règles qui font références à un savoir-faire sur le comportement du système [Kle97].

2.1 Théorie de la logique floue

Dans la théorie des ensembles classiques, il n'y a que deux situations acceptables pour un élément, appartenir ou ne pas appartenir à un ensemble, ceci est traduit par un degré d'appartenance nul ou égal à 1. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Lotfi Zadeh a tenté de sortir de cette logique booléenne en introduisant la notion de l'ensemble flou : permettre des graduations dans l'appartenance d'un élément à un ensemble, c'est-à-dire que le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble flou peut prendre n'importe quelle valeur dans l'intervalle $[0,1]$. Dans la théorie classique les contours des ensembles sont « nets », tandis que pour les ensembles flous, les contours sont graduels, ou encore flous. En effet, à titre d'exemple si la température d'un liquide est prise comme variable linguistique, et si encore le terme « Chaud » définit l'ensemble de toutes les températures plus élevées que 40°C , dans le cas où la température mesurée est de 39.99°C ne sera pas considérée comme chaude, donc elle n'appartient pas à l'ensemble des températures chaudes $[\mu(39.99) = 0]$. La fonction caractéristique d'un tel ensemble dénotée par « μ » peut être décrite comme montrée à la figure 3.1 (a).

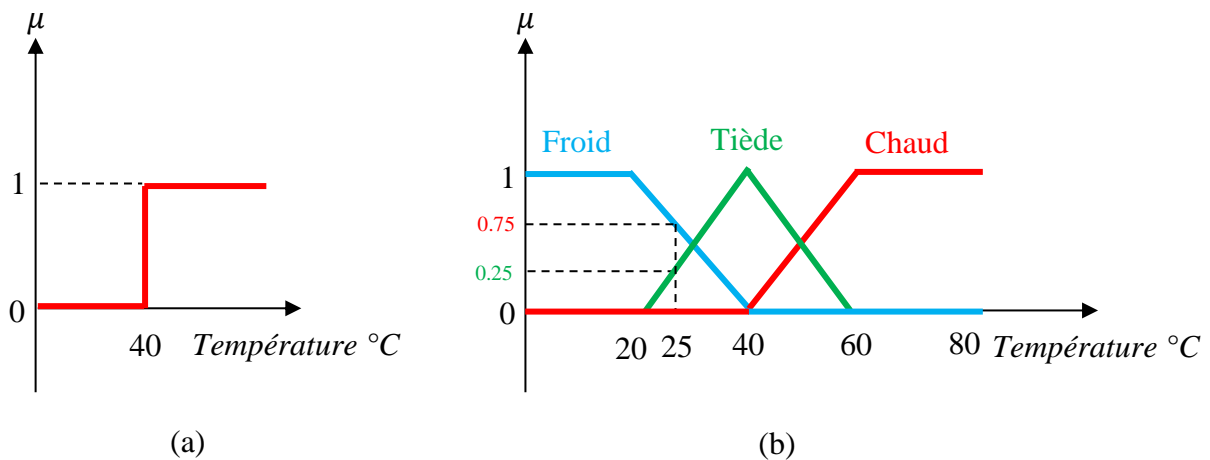


Fig. 3.1 Classification d'un liquide par : (a) la logique classique et (b) par la logique floue

Toujours pour le même exemple, la classification d'un liquide selon sa température se fait selon trois ensembles : froid, tiède et chaud. La façon d'établir cette classification est présentée à la figure 3.1 (b). Cette figure montre que les limites entre ces trois groupes ne varient pas soudainement, mais progressivement. Par exemple, un liquide de 25°C appartient à l'ensemble « Froid » avec une valeur $\mu = 0.75$ de la fonction d'appartenance et à l'ensemble « Tiède » avec une valeur $\mu = 0.25$. La figure 3.1 (b) donne donc le degré d'appartenance d'un liquide, selon sa température, à un certain ensemble flou. La terminologie, pour cet exemple, est résumée comme suit :

- Variable flou (linguistique) : Température ;
- Valeur d'une variable linguistique : Froid, Tiède, Chaud ;

- Ensembles flous : « Froid », « Tiède », « Chaud » ;
- Univers de discours (Plage des valeurs) : (0, 20, 40, 60,...) ;
- Fonction d'appartenance : $\mu_A(x) = a$ ($0 \leq a \leq 1$), exemple : $\mu_{\text{Tiède}}(25) = 0.25$
- Degré d'appartenance : a.

2.2 Fonctions d'appartenance

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En générale, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par $\mu_A(x)$. L'argument x se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice A indique l'ensemble concerné [Ben17]. Les fonctions d'appartenance peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme, mais en général, les formes géométriques les plus répondues en pratique sont : trapézoïdale et triangulaire. La figure 3.2 illustre les représentations graphiques des fonctions d'appartenances les plus utilisées.

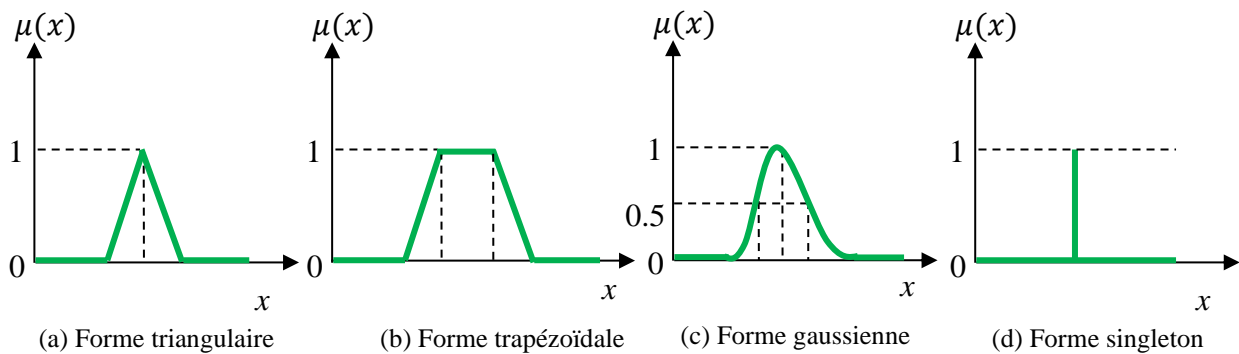


Fig. 3.2 Formes usuelles des fonctions d'appartenance

Pour certaines situations, les fonctions d'appartenance sont égales à l'unité pour une seule valeur et égale à 0 pour les autres comme l'illustre la figure 3.2 (d). Elles prennent alors le nom de « fonction d'appartenance singleton ». Elle correspond dans le domaine flou à une valeur particulière de cette variable.

2.3 Univers de discours

La théorie des premiers pas dans la conception d'une application floue est de définir l'ensemble de référence ou « univers de discours » pour chaque variable linguistique (variable floue). L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles prises par une variable donnée, dans l'exemple précédant, la variable floue est la température pour laquelle trois ensembles flous sont attribués : « Froid », « Tiède » et « Chaud », chacun est caractérisé par sa fonction d'appartenance $\mu_{\text{Froid}}(x)$, $\mu_{\text{Tiède}}(x)$, $\mu_{\text{Chaud}}(x)$. L'univers de discours est l'ensemble des réels de l'intervalle [0,80°C].

2.4 Opérations sur les ensembles flous

La théorie mathématique sur les ensembles flous définit de nombreuses opérations sur ces ensembles et sur les fonctions d'appartenance qui rendent ces notions utilisables. Ces relations sont

traduites respectivement par les opérateurs « OU », « ET » et « NON ». Soit A et B deux ensembles flous, dont les fonctions d'appartenance sont respectivement $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$.

- Opérateur « OU » :

L'opérateur « OU » qui correspond à l'union de deux ensembles A et B peut être réalisé par :

– La fonction « Max » : $\mu_{A \cup B}(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$ (3.1)

– La fonction arithmétique « Somme » : $\mu_{A \cup B}(x) = \frac{\mu_A(x) + \mu_B(x)}{2}$ (3.2)

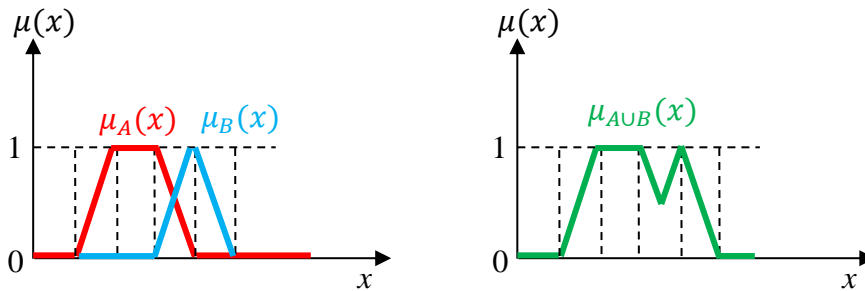


Fig. 3.3 Union des ensembles flous A et B

- Opérateur « ET » :

Dans la logique floue, l'opérateur « ET » qui correspond à l'intersection de deux ensembles A et B peut être exprimé par :

– La fonction « Min » : $\mu_{A \cap B}(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$ (3.3)

– La fonction arithmétique « Produit » : $\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \times \mu_B(x)$ (3.4)

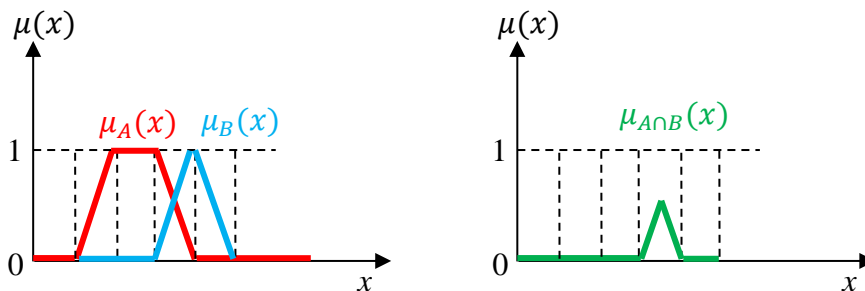


Fig. 3.4 Intersection des ensembles flous A et B

- Opérateur « NON » :

L'opérateur « NON » qui correspond au complément de l'ensemble A est exprimé par :

$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$ (3.5)

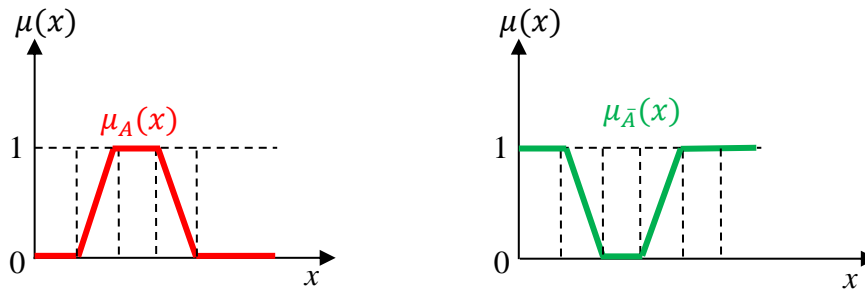


Fig. 3.5 Complémentation de l'ensemble flou A

2.5 Raisonnement par la logique floue

En général, la prise de la décision d'un système basé sur la logique floue utilise la connaissance humaine présentée sous forme des règles floues appelées aussi règles d'inférence, liées entre elles par des opérateurs flous : « OU », « ET », « ALORS ». Elles sont exprimées sous la forme suivante [Kle97][Buh94] : SI (condition) ALORS (conclusion). Une règle floue est donc une combinaison entre une condition (nommée prédicat ou prémisse) et une conclusion, le prédicat peut prendre plusieurs variables liées entre elles par des opérateurs déjà mentionnés.

3. Structure générale de la commande par la logique floue

Après avoir présenté les notions de base les plus utilisés en logique floue, nous expliquons dans cette section la procédure générale de la conception d'un contrôleur par logique floue. La structure d'un contrôleur flou est illustrée par la figure (3.6) suivante.

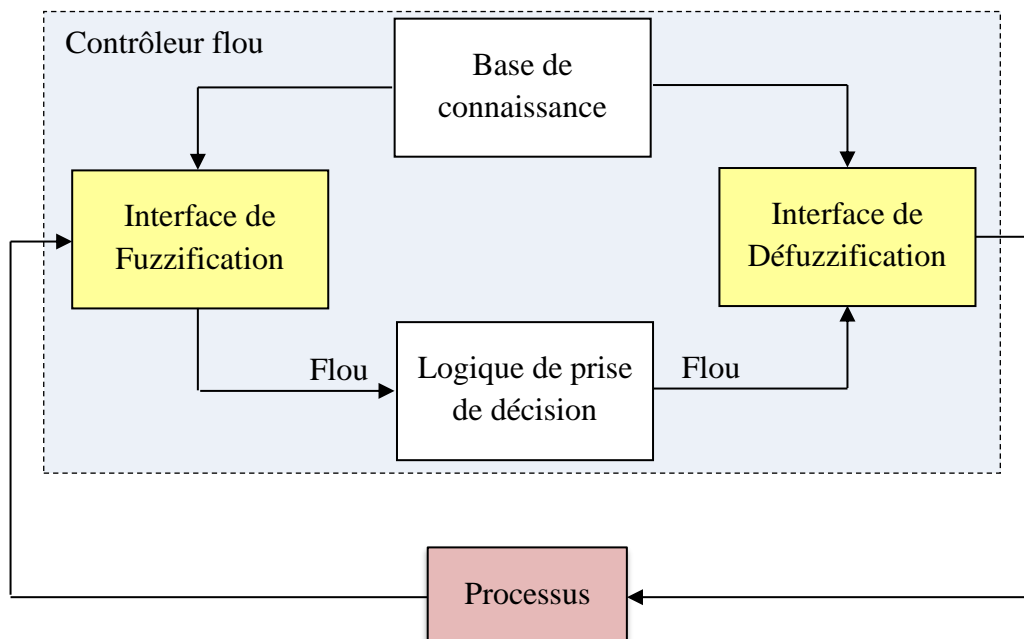


Fig. 3.6 Schéma synoptique général d'un contrôleur flou

Il est composé de quatre blocs [Tou08] :

- Une interface de fuzzification à l'entrée ;

- Une base de connaissance ;
- Une logique de prise de décision (ou bloc d'inférence) ;
- Une interface de défuzzification en sortie.

3.1 Interface de fuzzification

L'objet de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée (variables physiques) en variables linguistiques (variables floues), en définissant des fonctions d'appartenance pour les différentes variables d'entrée.

Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Définition des fonctions d'appartenance de toutes les variables d'entrées ;
- Transformation des grandeurs physiques (réelles ou numériques) à des grandeurs linguistiques ;
- Représentation d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants ;

Le nombre de fonction d'appartenance n'est pas précis, son choix dépend de l'application et de la précision désirée, en générale, on utilise trois, cinq ou encore sept pour augmenter la précision, mais, aussi augmenter le temps du calcul [Buh94].

Pour illustrer le mécanisme de la fuzzification, nous allons donner un exemple en fixant comme valeur d'entrée $x = 0.37$. Le résultat de la fuzzification sera présenté sur la figure (3.7). On remarque que pour cette valeur correspond les ensembles flous Z et P avec les degrés d'appartenances $\mu_Z(x) = 0.25$ et $\mu_P(x) = 0.75$.

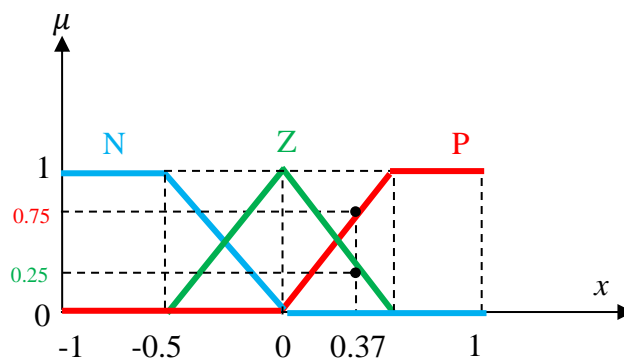


Fig. 3.7 Exemple de fuzzification

3.2 Base de connaissance et inférence floue

3.2.1 Base de connaissance

La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts du contrôle prévu [Buh94]. Elle est composée :

- D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions d'appartenance.
- D'une base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles d'inférence.

3.2.2 Inférence floue

Le but de l'inférence est d'établir des règles floues, c'est-à-dire, de déterminer les sorties du contrôleur flou à partir des entrées résultantes de la fuzzification. Les règles d'inférence s'établissent de la manière suivante :

Si (x est A) ET (y est B) ALORS (z est C)

a. *Description des règles d'inférence*

Les règles d'inférence peuvent être décrites de plusieurs façons :

- Linguistiquement :

On écrit les règles de façon explicitée comme dans l'exemple suivant :

Si (x est positif) ET (y est zéro) ALORS (z est positif)

OU

Si (x est positif) ET (y est négatif) ALORS (z est zéro)

- Symboliquement :

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations, par exemple :

Si (x est P) ET (y est Z) ALORS (z est P)

OU

Si (x est P) ET (y est N) ALORS (z est Z)

Avec : N signifie négatif, P signifie positif et Z signifie zéro.

- Par matrice d'inférence :

La matrice d'inférence est une autre simplification de la forme linguistique, elle rassemble toutes les règles d'inférence sous forme de tableau, il y a donc autant de cases que des règles, par exemple :

Tableau 3.1 Matrice d'inférence

$x \backslash y$	P	N	Z
P	P	P	Z
Z	P	Z	N
N	Z	N	N

b. Implication floue

L'implication floue est un opérateur (méthode d'inférence) qui permet d'évaluer le degré de vérité d'une règle de la forme : « Si x est A Alors y est B », à partir des valeurs de la prémisse d'une part et de celle de la conclusion d'autre part. Ce degré de vérité est évalué à partir des degrés d'appartenance de x à A et de y à B comme suit [Min02] :

$$\mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (3.6)$$

Les méthodes d'inférence les plus utilisées pour le traitement numérique des règles d'inférence floues sont : Méthode d'inférence Max-Min (Mamdani) [Mam74], Max-Produit (Larsen) [Lar02], Somme-Produit (Zadeh) [Zad65] et Sugeno [Sug85].

- Méthode d'inférence Max-Min (Mamdani) :

Cette méthode réalise l'opérateur ET par la fonction Min, la conclusion ALORS de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (opérateur OU) par la fonction Max. La dénomination de cette méthode, dite Max- Min ou « implication de Mamdani », revient en fait que les opérateurs « ALORS, ET, OU » sont réalisés par les fonctions Max et Min [Lab04][Heb97]. Afin de mieux expliquer l'application numérique de cette méthode, deux variables d'entrées (x, y) et une variable de sortie z , représentées par des fonctions d'appartenance sous forme triangles et trapézoïdales (Fig. 3.8), sont prises à titre d'exemple.

- La 1^{ère} règle « R_1 » consiste à prendre : « ET » devient « Min », « ALORS » devient « Min ».
- La 2^{ème} « R_2 » règle consiste à prendre : « OU » devient « Max », « ALORS » devient « Min ».

La méthode de Mamdani consiste à déduire la fonction d'appartenance partielle $\mu_{R_i}(z)$ de chaque règle par les relations suivantes [Gda15] :

$$\mu_{c_i} = \min(\mu(x), \mu(y)) \quad (3.7)$$

$$\mu_{R_i}(z) = \min(\mu_{c_i}(x, y), \mu_{0_i}(z)) \quad (3.8)$$

Avec: $\mu_{0_i}(z)$ est la fonction d'appartenance de la décision qui correspond à la $i^{\text{ème}}$ règle (R_i).

La fonction d'appartenance résultante des deux règles est donnée par l'expression suivante :

$$\mu_{\text{res}}(z) = \max(\mu_{R_1}(z), \mu_{R_2}(z)) \quad (3.9)$$

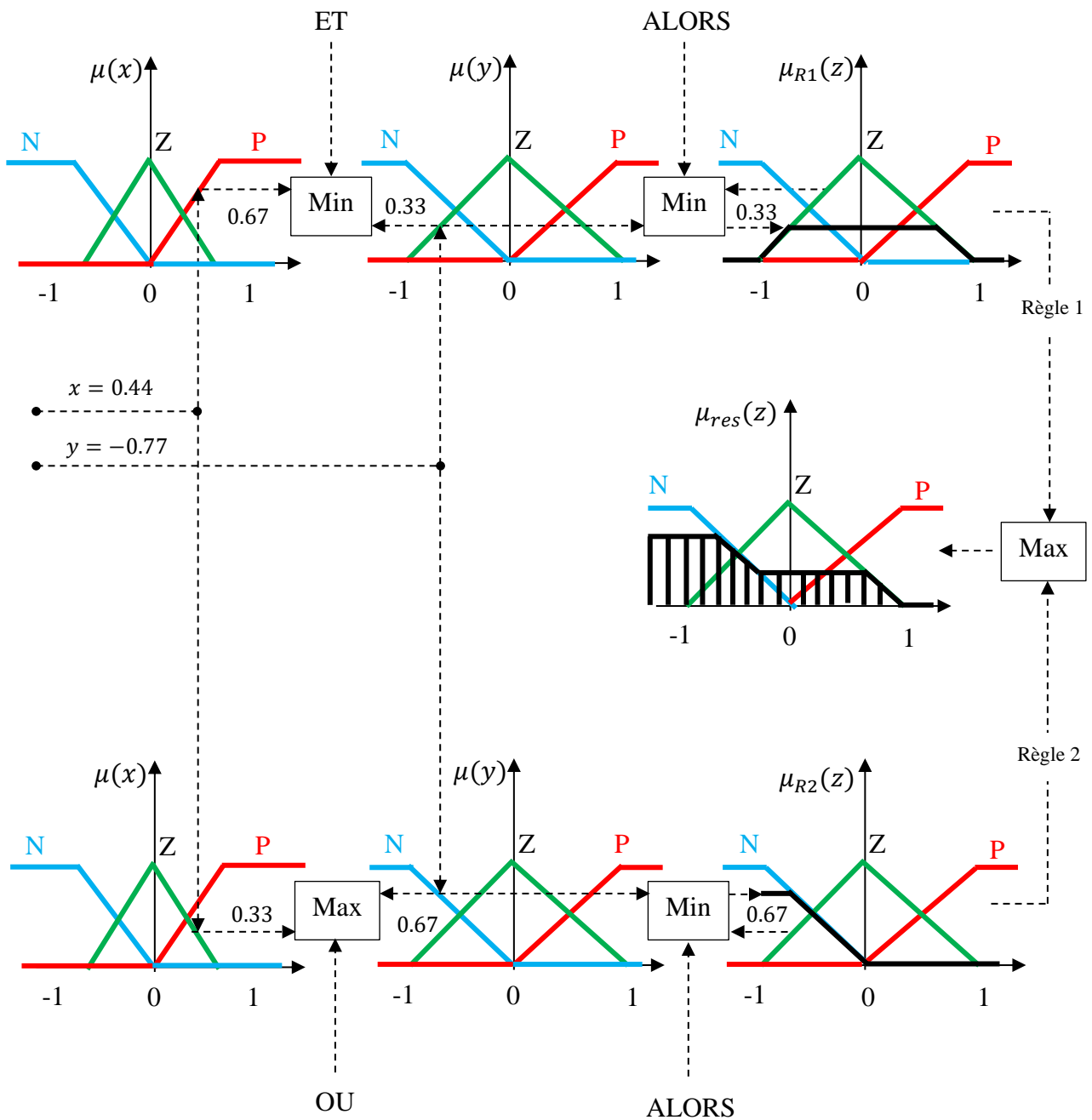


Fig. 3.8 Méthode de l'inférence Max-Min (Mamdani)

3.2.3 Interface de fuzzification

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue, elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus. Plusieurs méthodes ont été élaborées pour faire cette opération. La méthode de défuzzification choisie est souvent liée à la puissance de calcul du système flou [Meu03], parmi lesquelles les types suivants :

- Méthode par valeur maximum.
- Méthode de la moyenne des maxima.
- Méthode du centre de gravité.

4. La commande directe du couple par la logique floue (FL-DTC)

Dans la DTC classique, les erreurs du couple et du flux sont directement utilisées pour choisir l'état de commutation des interrupteurs de l'onduleur sans prendre en considération leurs valeurs ; trop grande ou relativement faible. Ainsi, l'état de commutation choisi pour une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de variation des consignes est le même qu'en fonctionnement normal où l'erreur est minimal, par conséquent la réponse est systématiquement peu précise. Les performances du système peuvent être améliorées si le vecteur de tension sélectionné dépend de la valeur de l'erreur du couple et du flux. Dans ce but, un contrôleur basé sur la logique floue (FLC) est utilisé pour remplacer les comparateurs à hystérésis et la table de commutation conventionnelle.

4.1 Modèle du moteur asynchrone à cage dédié à la FL-DTC

Suivant le repère fixe (α, β) , le modèle mathématique du moteur asynchrone est donné comme suit:

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} \\ V_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} \end{cases} \quad \begin{cases} 0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \psi_{\beta r} \\ 0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \omega_r \psi_{\alpha r} \end{cases}$$

(3.10)

Par ailleurs, l'expression du couple électromagnétique et l'équation mécanique fondamentale peuvent être exprimées comme suit:

$$C_e = p(\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (3.11)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\omega_r \quad (3.12)$$

4.2 Contrôle du flux statorique et du couple

La figure 3.9 illustre la structure générale du contrôle direct du couple basée sur la logique floue pour un moteur asynchrone alimenté via un onduleur de tension à deux niveaux. A chaque période d'échantillonnage T_e , une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique est faite connaissant les courants statoriques mesurés et le vecteur tension imposé, cette estimation est basée sur la méthode en calcul direct défini dans le premier chapitre. La vitesse est également estimée puis comparée à sa référence, l'erreur est régulée par un contrôleur PI ou en mode glissant.

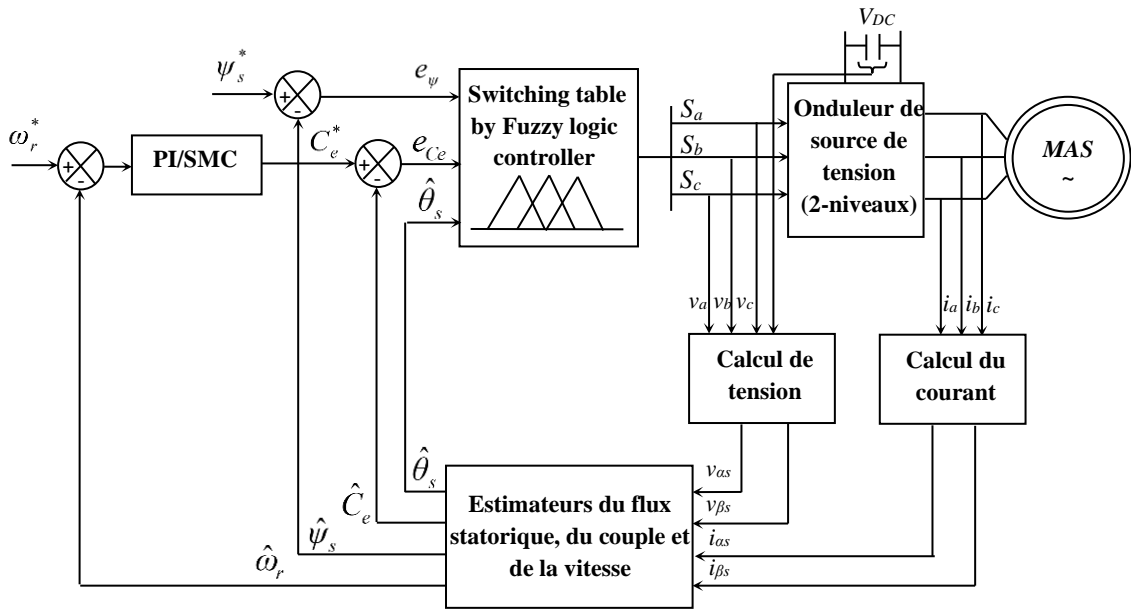


Fig. 3.9 Schéma synoptique de la méthode DTC en logique floue appliquée à un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux

La FLC proposée a trois sorties qui sont les états de commutation de l'onduleur (S_a , S_b et S_c) et trois entrées qui sont : l'erreur du couple e_{C_e} , l'erreur du flux statorique e_{ψ} et la position du vecteur flux représenté par l'angle θ , ces entrées sont définies respectivement par les équations (3.13), (3.14) et (3.15). La conception du FLC consiste en trois étapes ; l'étape de fuzzification, l'étape de contrôle et d'inférence puis l'étape de défuzzification.

$$e_{C_e} = C_e^* - \hat{C}_e = \Delta C_e \quad (3.13)$$

$$e_{\psi} = \psi_s^* - \hat{\psi}_s = \Delta \psi \quad (3.14)$$

$$\theta = \arctg\left(\frac{\Psi_{\beta s}}{\Psi_{\alpha s}}\right) \quad (3.15)$$

Avec : $\hat{\psi}_s$ (\hat{C}_e) et ψ_s^* (C_e^*) sont respectivement le flux statorique (couple électromagnétique) estimée et de référence.

a. Etape de fuzzification

L'étape de fuzzification consiste à transformer les variables d'entrée physiques du FLC en variables linguistiques en définissant les fonctions d'appartenance pour chaque variable. Chaque entrée et sortie du contrôleur flou est divisée en un nombre déterminé de l'ensemble flou. Concernant la première variable d'entrée qui est l'erreur du flux, elle est fuzzifiée en deux variables linguistiques :

- La variable linguistique N est attribuée à l'erreur du flux négative.
- La variable linguistique P est attribuée à l'erreur du flux positive.

Des fonctions d'appartenances trapézoïdales sont choisies pour les deux ensembles flous (P et N) comme le montre la figure 3.10 (a).

Concernant la deuxième entrée du FLC proposé qui est l'erreur du couple électromagnétique, elle est fuzzifiée en trois variables linguistiques :

- La variable linguistique N est attribuée à l'erreur du couple négative.
- La variable linguistique P est attribuée à l'erreur du couple positive.
- La variable linguistique Z est attribuée à l'erreur du couple nulle.

La fonction d'appartenance triangulaire est choisie pour l'ensemble (Z) et des fonctions d'appartenances trapézoïdales sont choisies pour les ensembles (P) et (N) comme l'illustre la figure 3.10 (b). La position du vecteur flux statorique est la troisième variable d'entrée du contrôleur flou. L'univers de discours de cette variable est décomposé en six ensembles flous (θ_1 à θ_6) dont les fonctions d'appartenance sont des formes triangulaires comme illustré par la figure 3.10 (c).

La variable de sortie représente l'état de commutation des interrupteurs de l'onduleur est décomposée en trois groupe de sortie (S_a, S_b, S_c), l'univers du discours de chaque sortie est divisé en deux ensembles flous (zéro et un) dont les fonctions d'appartenances sont de type singleton comme le montre la figure 3.11.

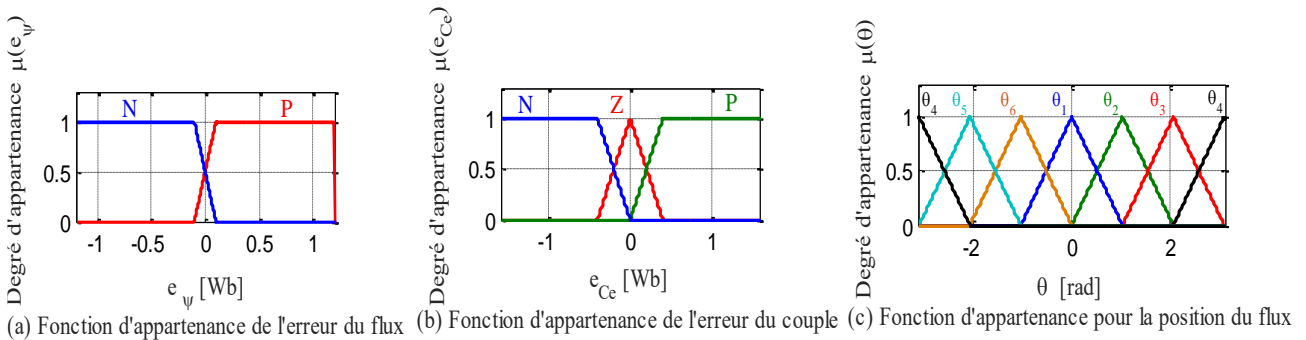


Fig. 3.10 Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée

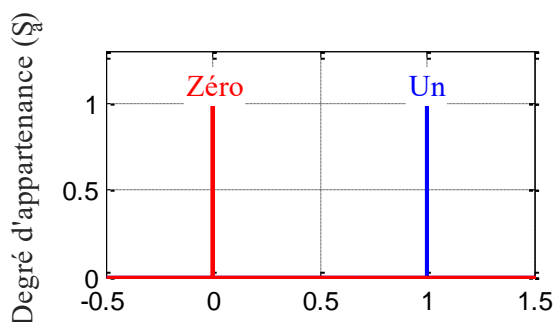


Fig. 3.11 Fonctions d'appartenance pour la variable de sortie

b. Règles de contrôle et mécanisme d'inférence

Les règles de contrôle permettent de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou, elles doivent être exprimées en fonction des variables d'entrée et de sortie en se basant sur la table

de commutation de la DTC classique. La structure interne du contrôleur flou est représentée par la figure 3.12.

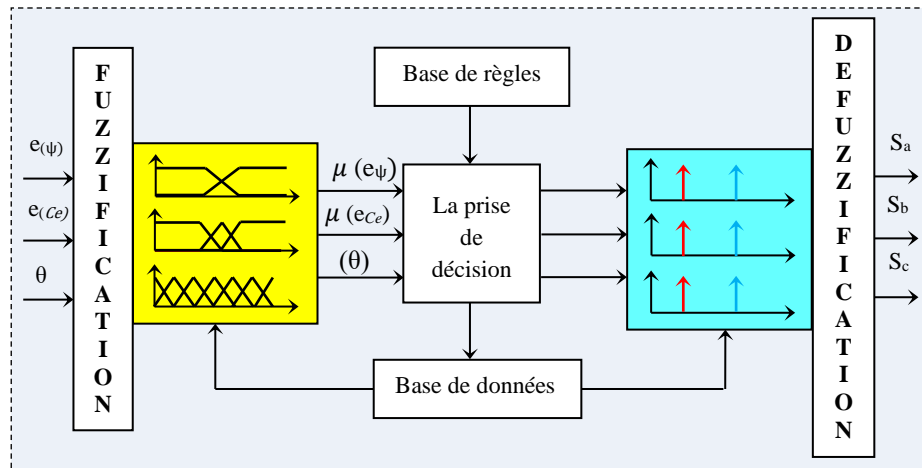


Fig. 3.12 Structure interne du contrôleur flou

L'algorithme du contrôle comporte 36 règles, l'ensemble de ces règles sont représentées dans le tableau 3.2. La méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani basé sur la décision (Max-Min) [Oua19]. Les règles de contrôle peuvent être exprimées en fonction des variables d'entrée et de sortie de la manière suivante:

Règle: Si (e_{ψ} est A) ET (e_{Ce} est B) ET (θ est C) ALORS (V est V_i).

Avec : A, B et C désignent les ensembles flous des variables d'entrée tandis que V_i désigne l'ensemble flou des variables de sortie. L'opérateur « ET » est réalisé par la fonction « Min » tandis que l'opérateur « ALORS » de chaque règle est réalisé par la fonction « Min ». Le lien entre toutes les règles et l'opérateur « OU » est exécuté par la fonction « Max ».

Exemples:

- Si (e_{ψ} est P) ET (e_{Ce} est P) ET (θ est θ_1) ALORS (S_a est 1) ET (S_b est 1) ET (S_c est 0) \Rightarrow (V est V_2).
- Si (e_{ψ} est P) ET (e_{Ce} est N) ET (θ est θ_2) ALORS (S_a est 1) ET (S_b est 0) ET (S_c est 0) \Rightarrow (V est V_1).

Tableau 3.2 Les règles floues

$e_{(Ce)}$	$e_{(\psi)}$	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
P	P	110	010	011	001	101	100
Z		111	000	111	000	111	000
N		101	100	110	010	011	001
P	N	010	011	001	101	100	110
Z		000	111	000	111	000	111
N		001	101	100	110	010	011

Les degrés d'appartenance de θ , e_{C_e} , e_ψ et x aux ensembles flous A, B, C et V_i sont respectivement données par : $\mu_A(\theta)$, $\mu_B(e_{C_e})$, $\mu_C(e_\psi)$ et $\mu_V(V)$.

La fonction d'appartenance μ_{R_i} pour la règle i peut être écrite par :

$$\mu_{c_i} = \min(\mu_A(\theta), \mu_B(e_{C_e}), \mu_C(e_\psi)) \quad (3.16)$$

$$\mu_{R_i}(V) = \min(\mu_{c_i}, \mu_{0i}(V)) \quad (3.17)$$

La fonction d'appartenance résultante à la sortie est donnée par l'expression suivante :

$$\mu_{res}(V) = \max(\mu_{R_i}(V)) \quad (3.18)$$

Avec: $\mu_{0i}(V)$ est la fonction d'appartenance de la décision qui correspond à la $i^{\text{ème}}$ règle (R_i).

c. Etape de défuzzification

Généralement, le système d'inférence fournit une fonction d'appartenance résultante « $\mu_{res}(V)$ » pour la variable de sortie, il s'agit d'une information floue que les actionneurs ne peuvent pas exécuter, il convient de la transformer en une grandeur de commande numérique : c'est le but de l'étape de défuzzification. Dans ce travail, la méthode par valeur maximum est utilisée comme critère pour la défuzzification, la valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue [Bor88].

4.3 Contrôle de la vitesse

a. Avec un régulateur PI

L'objectif de la régulation de la vitesse est d'obtenir une référence du couple adéquate pour atteindre la vitesse de référence avec un délai minime. La boucle de vitesse est proposée dans la figure 3.13, elle est basée sur l'équation mécanique (3.12). Les gains du régulateur proportionnel-intégral (PI) sont déterminés en utilisant la méthode d'identification de la fonction de transfert globale en boucle fermée avec un système du second ordre [Laz18].

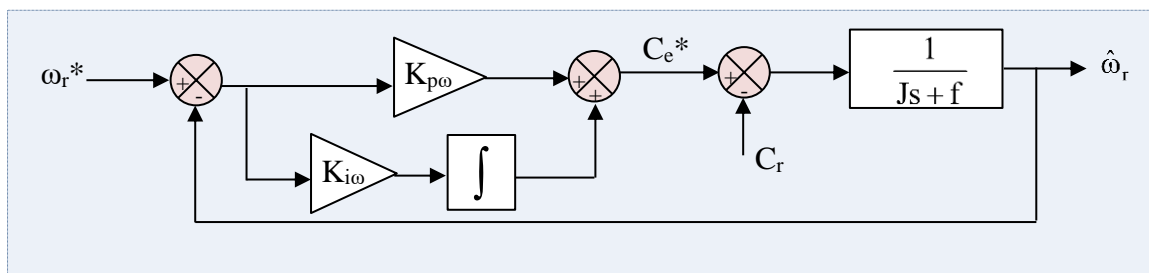


Fig. 3.13 Boucle de régulation de la vitesse avec le régulateur proportionnel-intégral

La fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée en considérant la charge comme une perturbation, s'écrit donc comme suit :

$$G_{\omega} = \frac{\hat{\omega}_r}{\omega_r^*} = \frac{K_{p\omega} s + \frac{K_{p\omega}}{K_{i\omega}}}{Js^2 + (K_{p\omega} + f)s + \frac{K_{p\omega}}{K_{i\omega}}} \quad (3.19)$$

Avec : $\hat{\omega}_r$ et ω_r^* sont respectivement les vitesses estimée et de référence, $K_{p\omega}$ et $K_{i\omega}$ sont les gains proportionnel et intégral du régulateur.

a. Avec un régulateur en mode glissant

Malgré le développement spectaculaire des lois de commande, le régulateur proportionnel-intégral PI est encore couramment utilisé dans la boucle externe de la vitesse du moteur pour sa simplicité de désigne. Cependant, le PI peut dégrader considérablement les performances dynamiques du moteur en présence des perturbations et des incertitudes [Gra16]. Pour améliorer d'avantage les performances du moteur, cet article propose l'utilisation d'un régulateur robuste dans la boucle externe de vitesse, à savoir le régulateur en mode glissant. La figure 3.14 présente la structure de la boucle de vitesse basée sur le régulateur en mode glissant dont le principe consiste à forcer les trajectoires de l'état du système de glisser sur la surface de commutation vers un point d'équilibre.

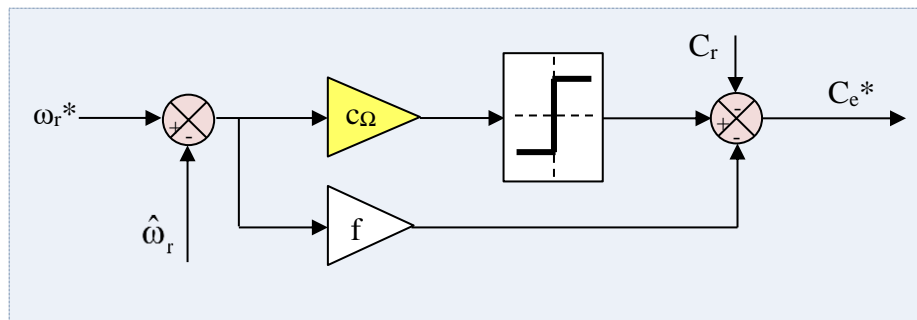


Fig. 3.14 Boucle de régulation de la vitesse avec le régulateur en mode glissant

- Conception de la surface de glissement

J.J. Slotine a proposé l'équation générale suivante définissant la surface de glissement S [Eld20-1]:

$$S = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} \varepsilon \quad ; \quad \lambda > 0 \quad (3.20)$$

En choisissant le degré relatif égal à 1, la surface de glissement sera égale à l'erreur du suivi :

$$S_{\omega} = \omega_r^* - \hat{\omega}_r \quad ; \quad \dot{S}_{\omega} = \dot{\omega}_r^* - \dot{\hat{\omega}}_r \quad (3.21)$$

En remplaçant l'équation (3.12) dans l'équation de la dérivée de la surface (3.21) on obtient :

$$\dot{S}_{\omega} = \dot{\omega}_r^* - \frac{1}{J} (C_e^* - C_r - f\hat{\omega}_r) \quad (3.22)$$

Selon la théorie du mode glissant [Eld20-2], la grandeur désirée peut être exprimé par la somme de deux contrôles (C_{eeq}^*) équivalent et (C_{en}^*) discontinu :

$$C_e^* = C_{eeq}^* + C_{en}^* \quad (3.23)$$

Le contrôle équivalent (C_{eeq}^*) est définie durant l'état du mode glissant avec $\dot{S}_\omega = 0$, $C_{en}^*=0$ et $\dot{\omega}_r = 0$:

$$C_{eeq}^* = C_r + f\hat{\omega}_r \quad (3.24)$$

- Sélection de la loi de contrôle

Pour attirer la trajectoire du système vers la surface de glissement pendant le mode de convergence, le contrôle discontinu (C_{en}^*) doit être choisi en appliquant la théorie de la stabilité de Lyapunov suivante :

$$\dot{S}_\omega S_\omega < 0 \quad (3.25)$$

Le contrôle discontinu peut être donc exprimé comme suit :

$$C_{en}^* = c_\omega \text{sat}(S_\omega) \quad (3.26)$$

Le mode glissant est connue par son phénomène de « chattering » qui dégrade sa performance, pour le réduire, la partie discontinue (C_{en}^*) sera définie avec la fonction de saturation. Le couple de référence généré par la boucle de régulation de la vitesse peut être exprimé par:

$$C_e^* = C_r + f\hat{\omega}_r + c_\omega \text{sat}(S_\omega) \quad (3.27)$$

Pour garantir la stabilité du système, le coefficient c_ω doit être strictement positif.

5. Résultats des simulations et discussions

La simulation est faite sous MATLAB/SIMULINK utilisant un moteur asynchrone triphasé à cage d'une puissance de 300 W dont les paramètres ont été relevés à partir des essais directs. Afin de distinguer les caractéristiques de la FLC et de mettre en évidence les améliorations apportées par une régulation en mode glissant, plusieurs simulations sont faites ; la première concerne le moteur asynchrone commandé par la DTC floue avec une boucle externe de vitesse contrôlée par un régulateur en PI, la deuxième simulation est faite pour le même système mais avec une boucle externe de vitesse contrôlée par un régulateur en mode glissant, la troisième applique la DTC en mode glissant avec une boucle en PI de vitesse alors que la dernière traite la DTC en mode glissant avec une régulation de vitesse en mode glissant aussi. Les quatre cas de figure utilisent le même estimateur de vitesse. L'analyse critique des performances des différentes simulations est effectuée sous plusieurs contraintes de fonctionnement telles que les régimes transitoire et permanent, les basses (proche de zéro), moyennes et grandes vitesses, l'inversion de vitesse et l'application de deux différentes charges à divers instants. Dans toutes les simulations ci-dessous, un couple de charge de 0.8 N.m est appliqué à l'instant $t=0.3s$ un deuxième couple de charge de 1.5 N.m est

imposé à l'instant $t=1.85s$. Une variation de vitesse en rampe est introduite à l'instant $t=0.75s$ (de 20 tr/min à 800 tr/min), une variation instantanée (de 800 tr/min à 1325 tr/min) et une inversion instantanée du sens de rotation (de 1400 tr/min à -1060 tr/min) sont appliquées respectivement aux instants $t=1.5s$ et $t=2.4s$.

a. La DTC floue avec une boucle externe de vitesse en PI

La figure 3.15 illustre la réponse de la vitesse estimée du 1^{er} système pendant les régimes transitoires et permanents. Pendant le démarrage (zoom 1), des ondulations assez importantes (600%) apparaissent pour le fonctionnement à basse vitesse (une référence de vitesse proche de zéro 20 tr/min). Le système atteint le régime permanent au bout de 0.6s après l'application de la 1^{ère} charge. D'après le zoom 2, la vitesse estimée suit la consigne de façon précise pendant la variation en rampe avant d'atteindre le régime permanent un dépassement apparaît et atteint 2.75% (zoom 3). La variation instantanée de la vitesse (de 800 tr/min à 1325 tr/min) un dépassement de 1.88% survient, l'application de la 2^{ème} charge à la vitesse de 1325 tr/min entraîne une descente de 13.2% (zoom 4). Une inversion du sens de rotation est faite à l'instant 2.4s (zoom 5), après une descente de 13.2%, l'allure de la vitesse suit la référence après un temps de réponse presque 2.65s.

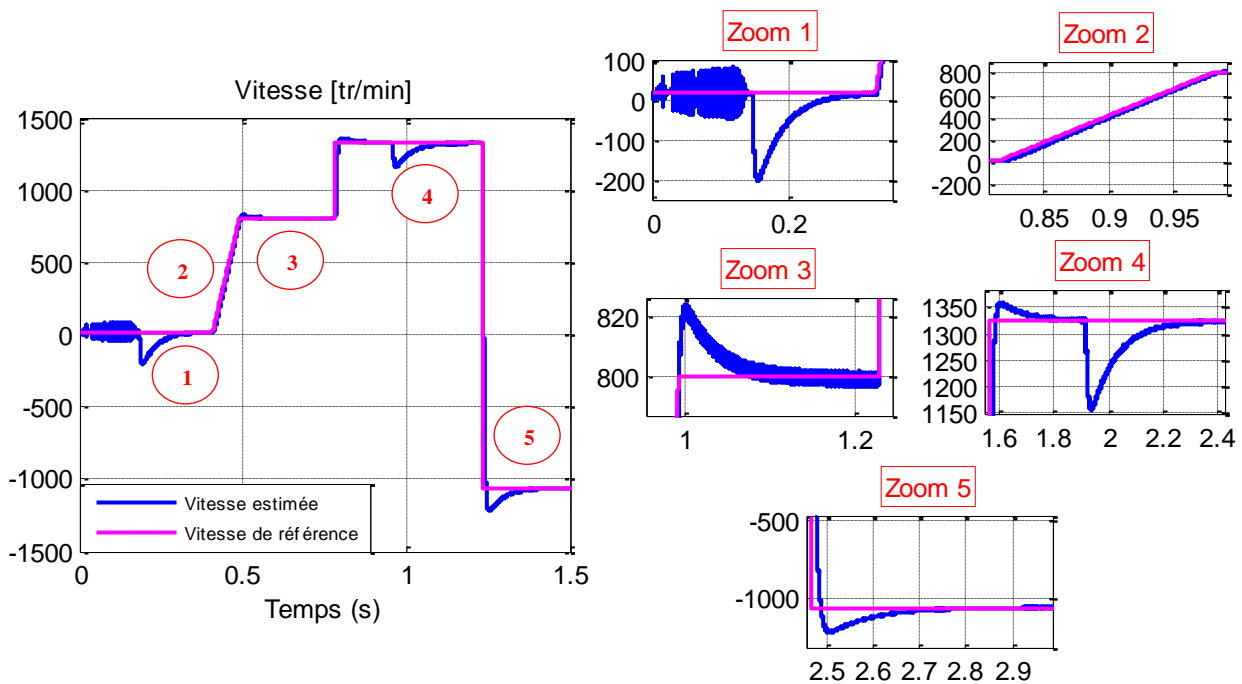


Fig. 3.15 Réponse de la vitesse estimée en [tr/min] et ses Zooms

La figure 3.16 présente la réponse du couple électromagnétique pour le même système. Tout en long du démarrage à vide avec une référence de vitesse basse, le couple électromagnétique présente des ondulations (200%) qui disparaissent à l'instant d'application du 1^{er} couple de charge, juste après, il suit parfaitement la consigne (zoom 1). Pendant la variation de la vitesse en rampe, le couple électromagnétique s'écarte de 0.1 N.m du couple de charge (zoom 2 et 3), cet écart disparaît

une fois le régime permanent établi. La variation instantanée de la vitesse est interprétée comme étant un nouveau démarrage du système ce qui engendre un pic du couple électromagnétique, l'application du second couple de charge montre un parfait suivi du couple électromagnétique (zoom 4). De même, l'inversion du sens de rotation introduit une descente qui atteint 4 N.m (zoom 5).

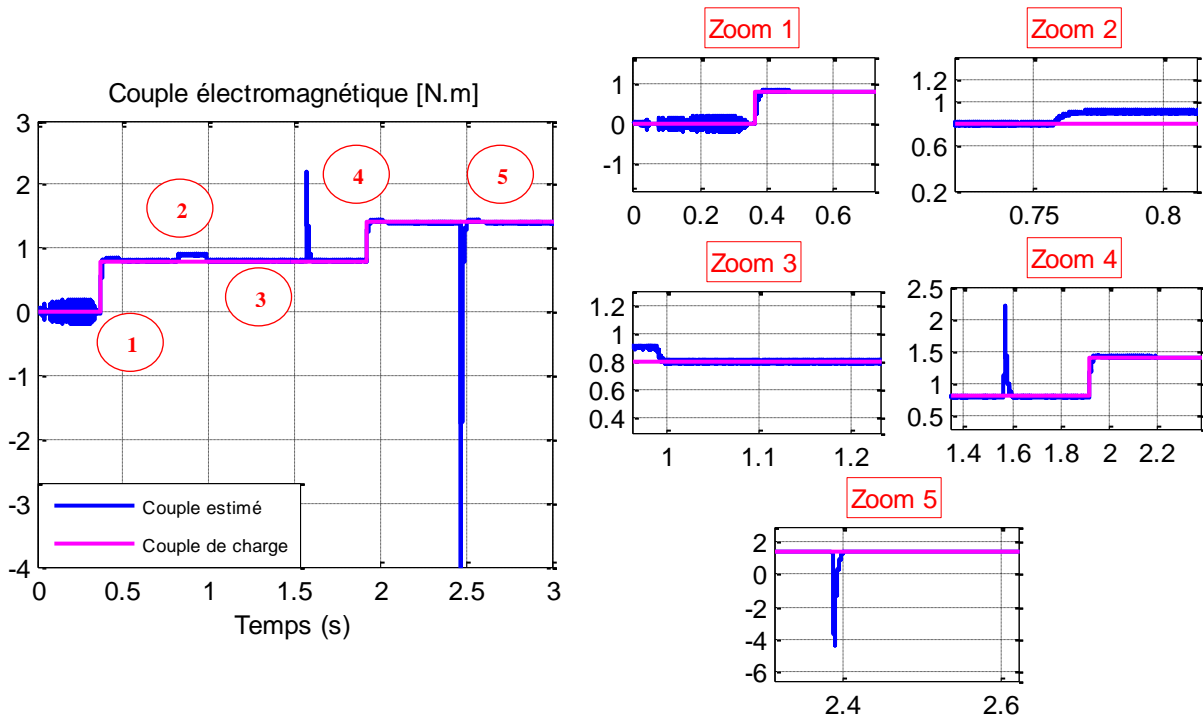


Fig. 3.16 Réponse du couple électromagnétique en [N.m] et ses Zooms

Les allures des composantes des courants statoriques suivant le repère (α, β) sont montrées dans la figure 3.17 pour toutes les variations imposées au niveau de la vitesse et de la charge. Il faut remarquer que le courant de démarrage est minime (zoom 1) et les temps de réponses sont très faibles quand on applique la charge ou on change la vitesse (zoom 2). Le courant présente également une bonne forme d'onde sinusoïdale dans les diverses régions (zoom 3, 4 et 5). L'application de la vitesse instantanée (zoom 4) et l'inversion du sens de rotation (zoom 5) produisent des pics importants.

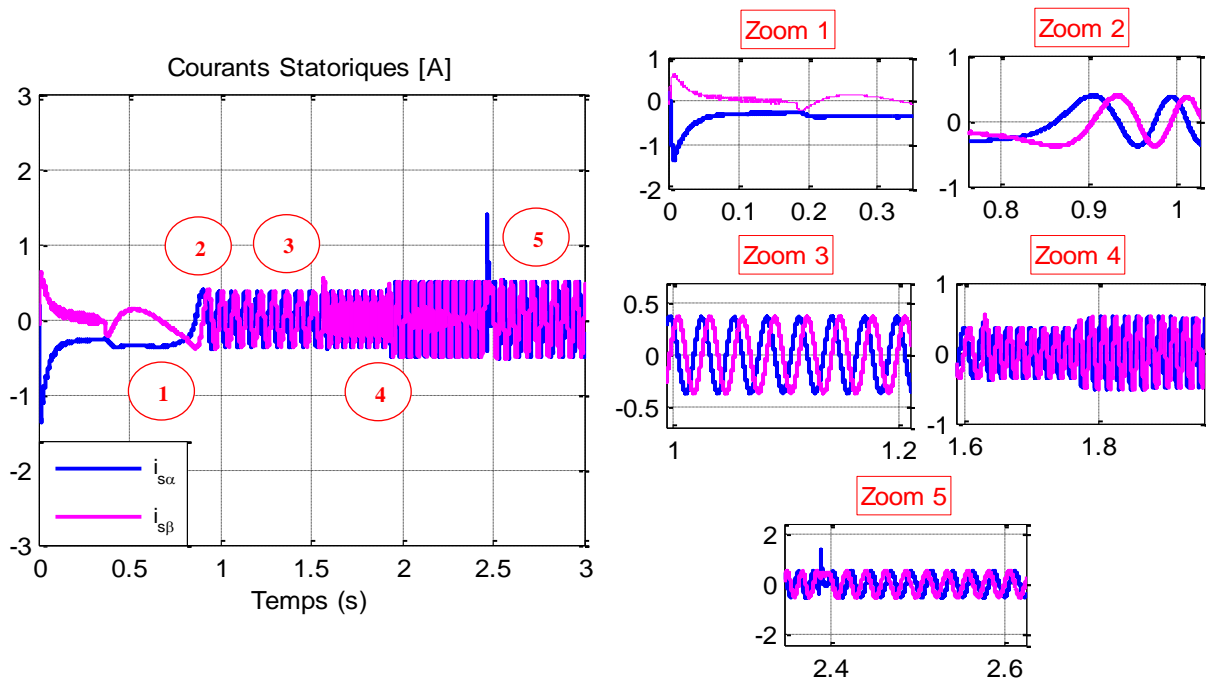


Fig. 3.17 Courants statoriques en [A] et ses Zooms

b. La DTC floue avec une boucle externe de vitesse en mode glissant

Ce test est effectué pour découvrir le comportement du moteur si on applique un régulateur en mode glissant dans la boucle externe de la vitesse. La remarque primordiale qui s'affiche dans la figure 3.18 représentant la réponse de la vitesse, est que les ondulations à faible vitesse sont nettement plus réduites (zoom 1). De plus, la boucle de la vitesse suggérée assure une bonne dynamique vu que le temps de réponse est plus court (<0.1 (zoom 3 et 4)) (2.49s (zoom 5)) et le suivi est parfait. Cette stratégie avec le régulateur en mode glissant affirme une grande robustesse puisqu'elle est insensible à toutes les variations de la charge et de la vitesse, qu'elle soit instantanée ou en rampe (zoom 1, 2, 4 et 5).

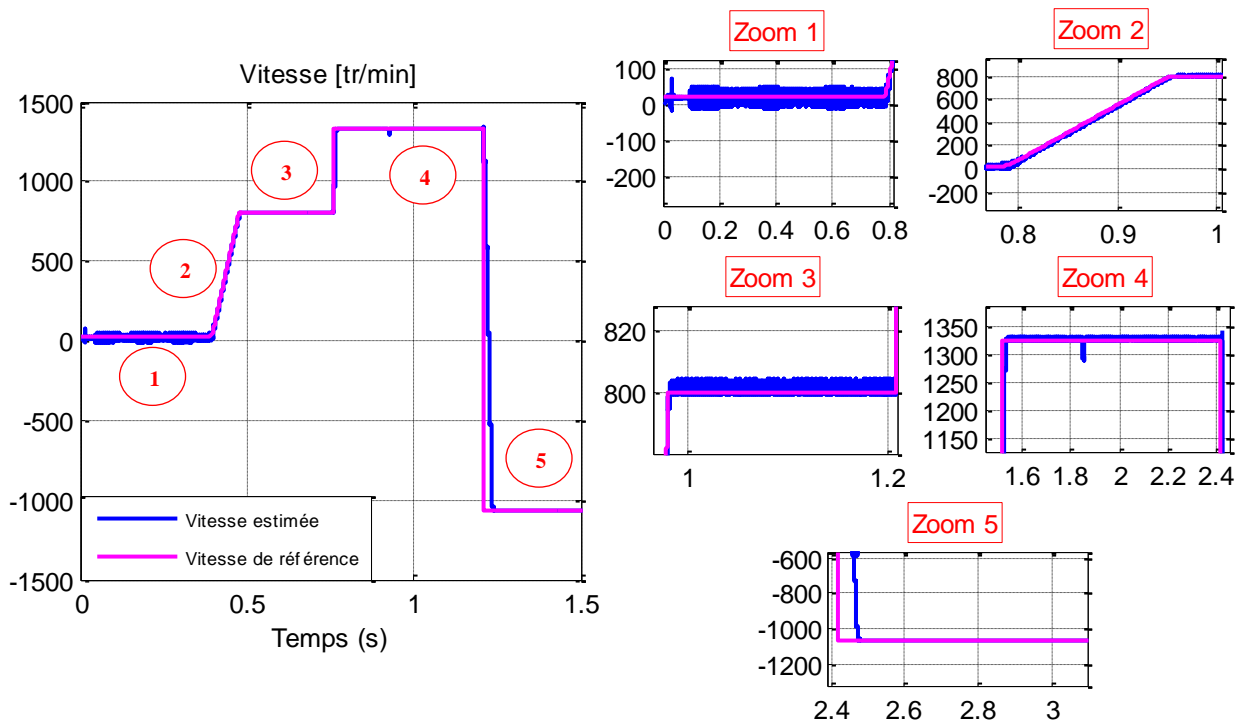


Fig. 3.18 Réponse de la vitesse estimée en [tr/min] et ses Zooms

La figure 3.19 présente la variation du couple électromagnétique pour cette stratégie, l'allure du couple à faible vitesse montre des ondulations plus accentuées (zoom 1 et 2) dont la cause principale est le phénomène de chattering connu comme étant le grand inconvénient du mode glissant, sinon, les pics lors des variations sont nettement plus réduits et les ondulations sont pratiquement nulles pour les vitesses supérieures (zoom 3, 4 et 5).

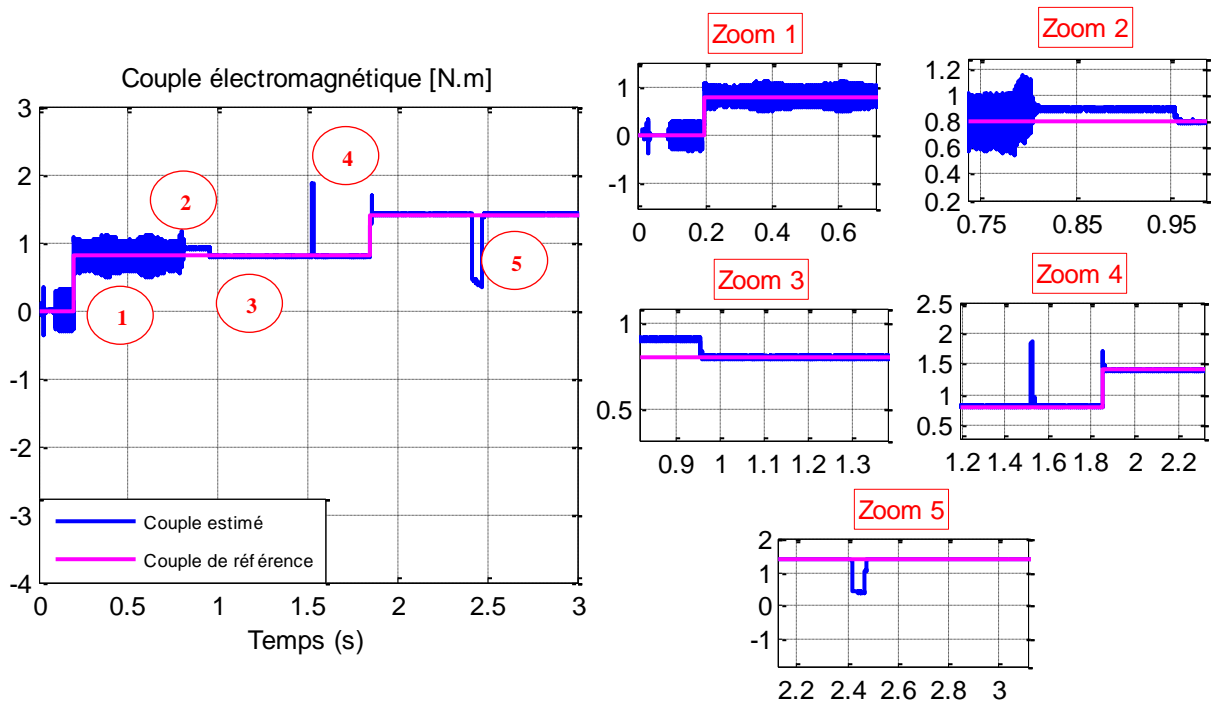


Fig. 3.19 Réponse du couple électromagnétique en [N.m] et ses Zooms

En générale, les courants statoriques affichent des formes d'onde plus régulières (zoom 2, 3 et 4) qui sont moins affectées par les variations de la vitesse (zoom 5) avec un temps de réponse plus réduit, par contre, les courants présentent plus d'ondulations au démarrage et à faible vitesse (zoom 1).

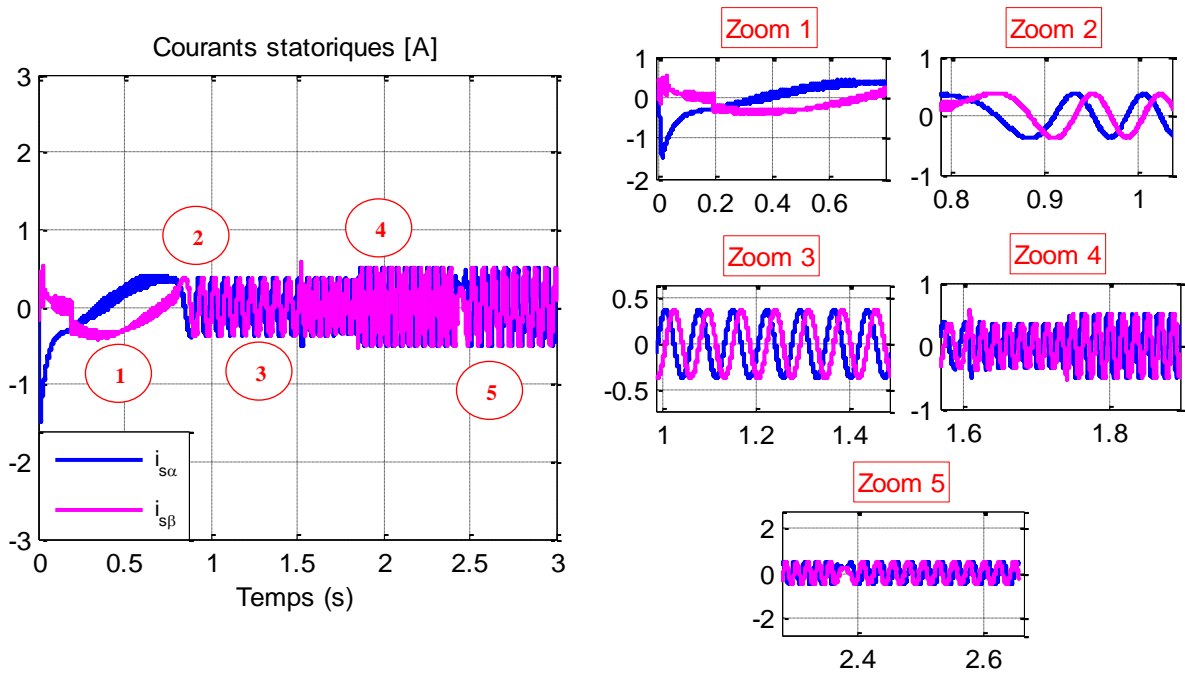


Fig. 3.20 Courants statoriques en [A] et ses Zooms

c. La DTC en mode glissant avec une boucle externe de vitesse en PI

Dans cette section les boucles internes de la commande DTC sont contrôlées par des régulateurs en mode glissant avec l'utilisation d'un régulateur PI dans la boucle externe de vitesse. L'absence des ondulations dans l'allure de la vitesse et surtout dans la région basse vitesse est grandement perceptible (Fig. 3.21), il faut aussi souligner que, par rapport à la commande floue avec régulateur de vitesse PI, cette stratégie réagit mieux aux perturbations dus à l'application de la charge; une descente réduite de vitesse (zoom 1, 4 et 5). Par contre les perturbations dus aux variations de la vitesse favorisent des dépassements supérieurs à ce de la commande floue (zoom 3 et 4). D'un autre côté, le zoom 2 montre un suivi moins précis que la commande floue.

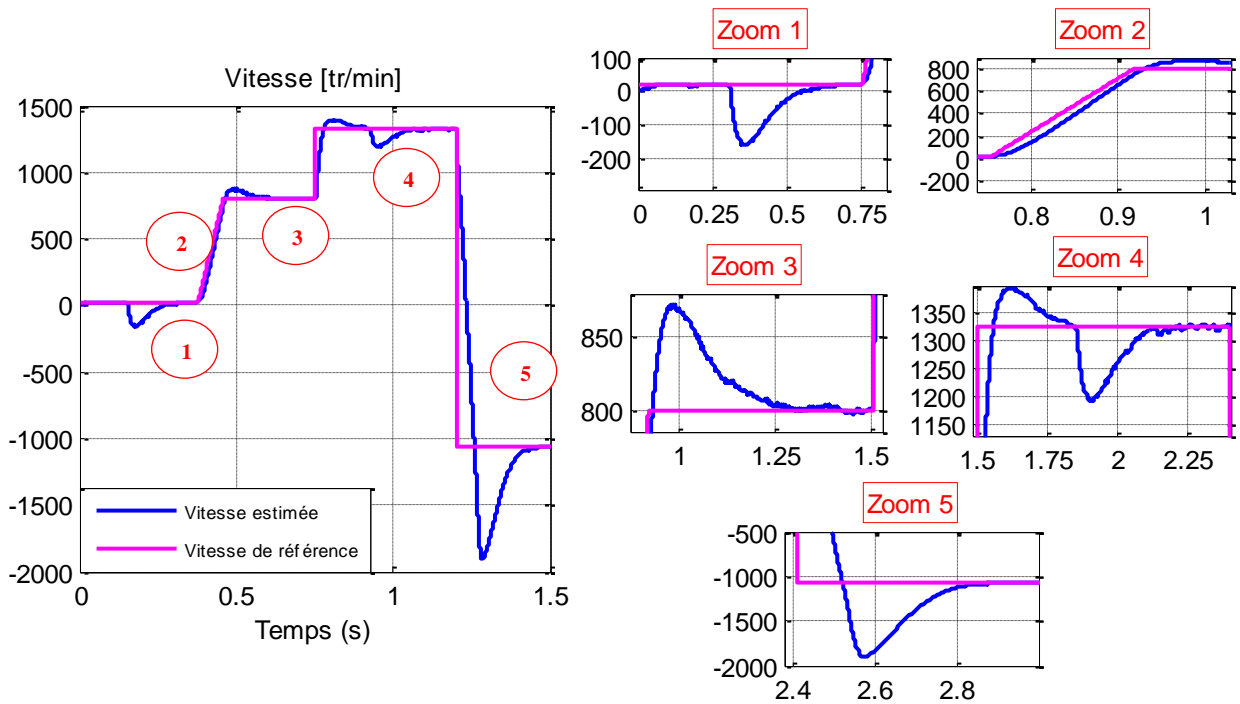


Fig. 3.21 Réponse de la vitesse estimée en [tr/min] et ses Zooms

Les figures 3.22 et 3.23 montrent respectivement les réponses du couple électromagnétique et du courant statorique. Des ondulations très fortes causées par le phénomène chattering de la commande glissante accompagnent la dynamique du couple et du courant. D’après la figure 3.22, on constate que la dynamique du moteur est fortement affectée par les perturbations externes à cause de l’utilisation du régulateur usuel PI, par conséquent, la forme d’onde du courant est également influencée.

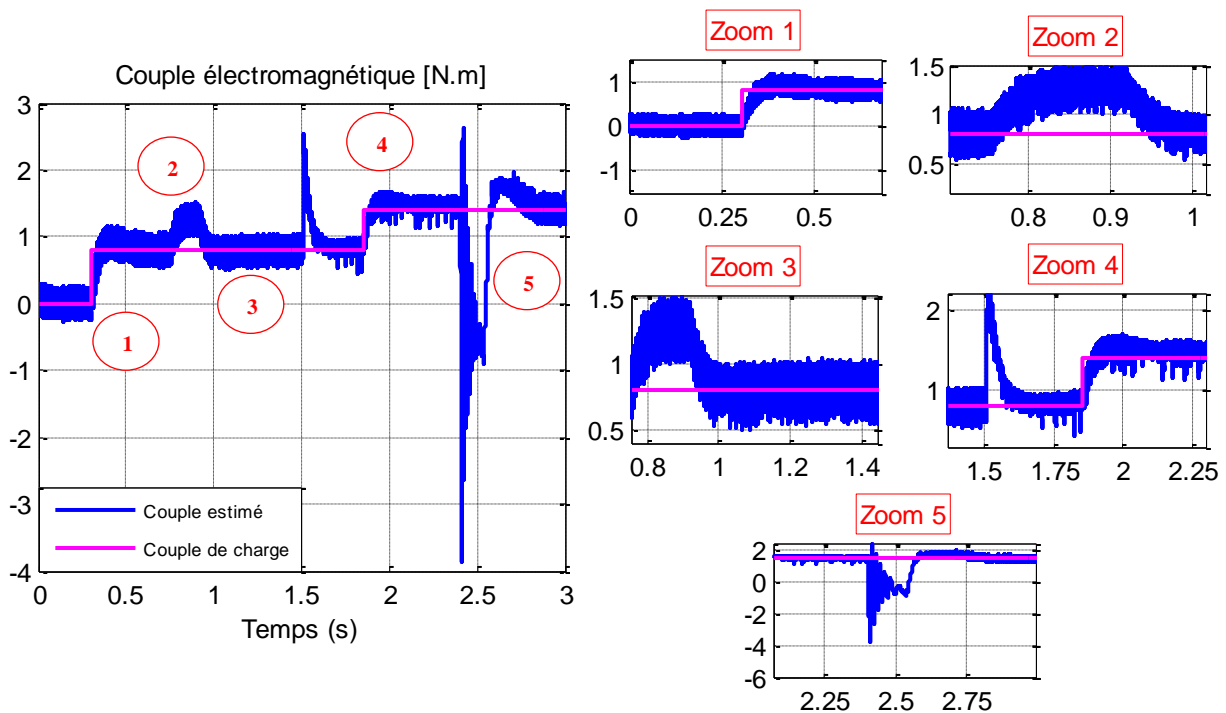


Fig. 3.22 Réponse du couple électromagnétique en [N.m] et ses Zooms

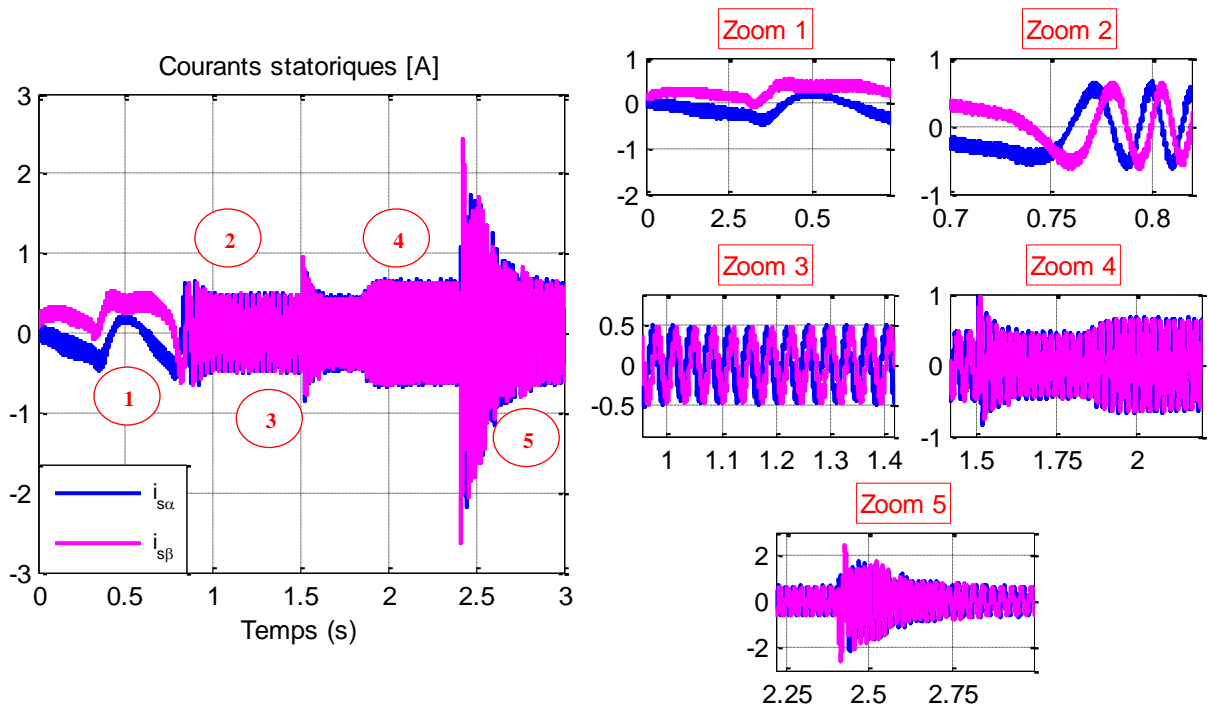


Fig. 3.23 Courants statoriques en [A] et ses Zooms

d. La DTC en mode glissant avec une boucle externe de vitesse en mode glissant

Contrairement au test précédent (c) qui utilise un régulateur PI, l'allure de la vitesse présentée dans la figure 3.24 est nullement affectée par le changement de la vitesse ou l'application de la charge ; ce qui représente un point fort pour le régulateur en mode glissant. Par contre, les temps de réponse semblent être un peu plus grand (1.1s (zoom 3)), (1.56s (zoom4)) et (2.64s (zoom 5)) comparés à ce du test (b) effectué par la commande floue et le régulateur en mode glissant.

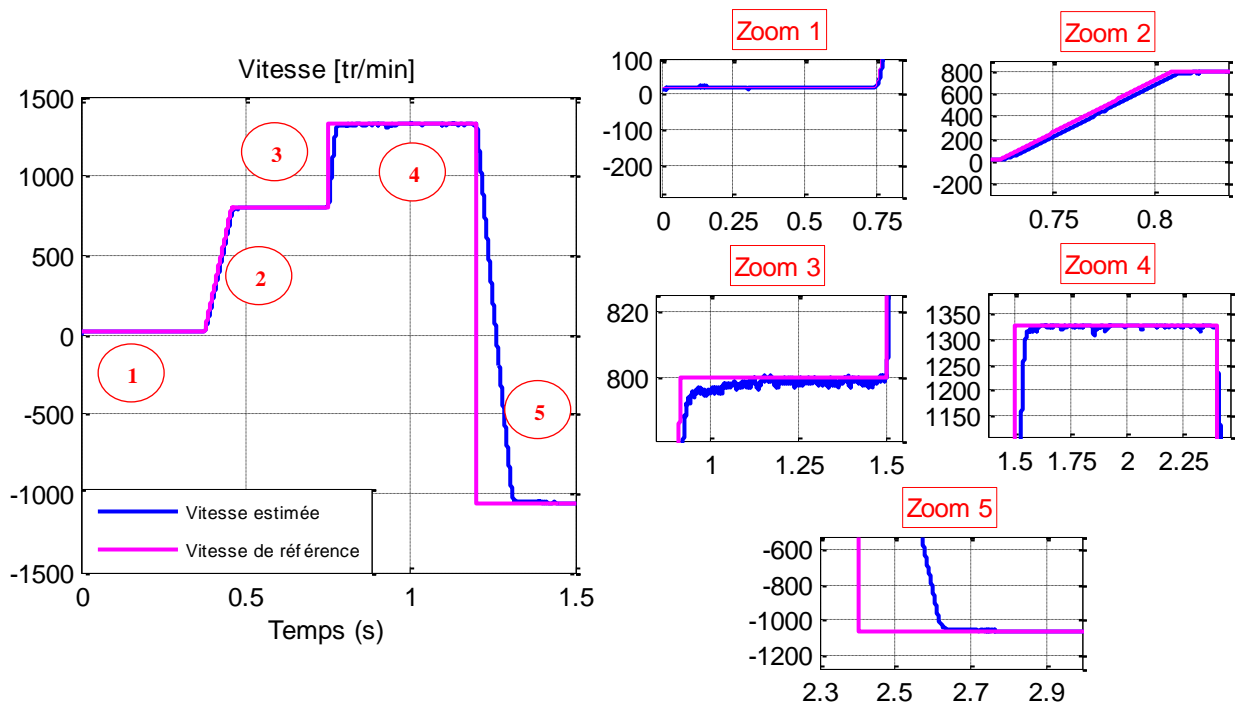


Fig. 3.24 Réponse de la vitesse estimée en [tr/min] et ses Zooms

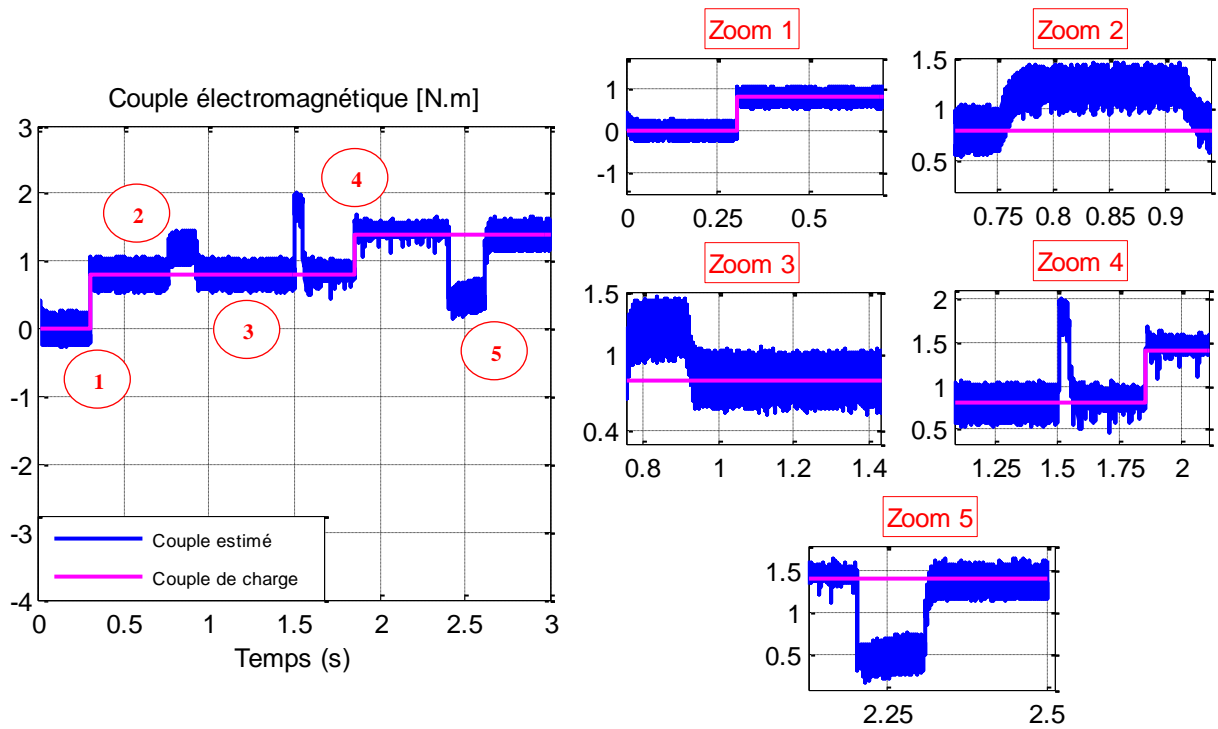


Fig. 3.25 Réponse du couple électromagnétique en [N.m] et ses Zooms

Les allures du couple électromagnétique et du courant statorique, montrées dans les figures 3.25 et 3.26 respectivement, possèdent des temps de réponses quasi nulles et aucun pic pour toutes les variations. En l’occurrence, les ondulations sont omniprésentes à cause du phénomène de chattering.

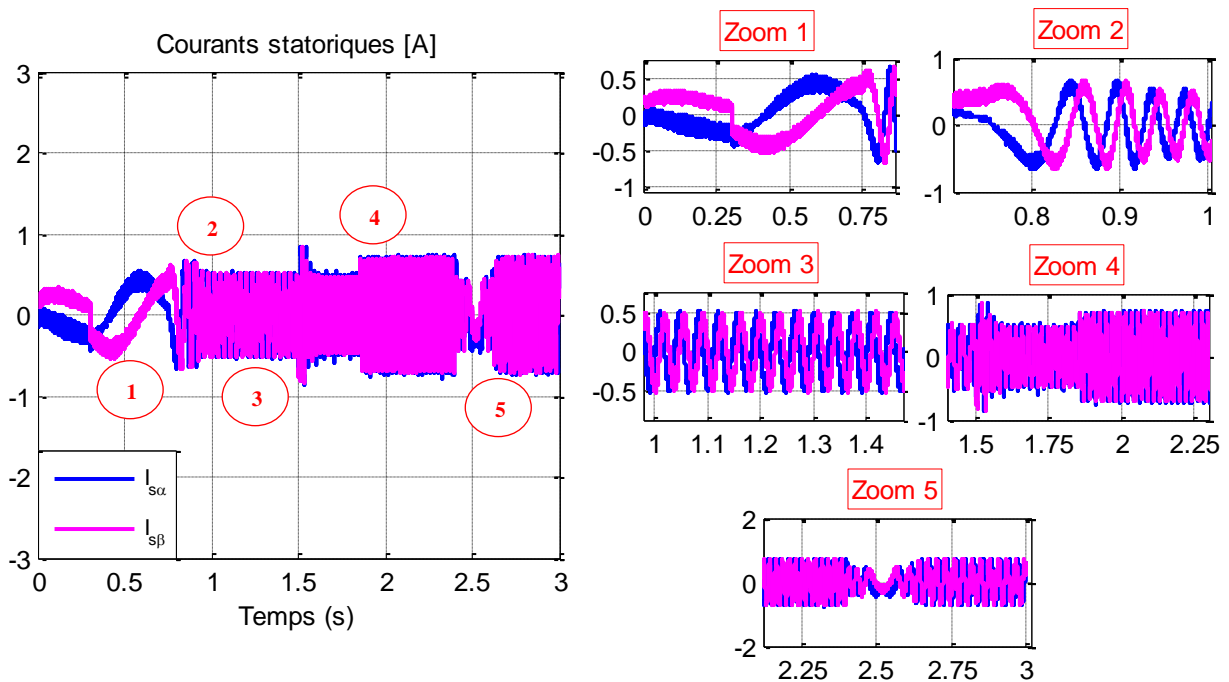


Fig. 3.26 Courants statoriques en [A] et ses Zooms

Pour une même commande, la courbe représentant le flux statorique ne dépend pas de la boucle externe de la vitesse qu’elle soit en PI ou en mode glissant. Les figures 27 (a) et 27 (b) présentent

respectivement les amplitudes des flux statoriques de la commande floue et en mode glissant. Les deux figures possèdent un temps de réponse nulle, un suivi parfait de la référence et aucune influence des variations de vitesse ou de charge. Cependant, la commande floue fournit une allure du flux statorique parfaitement stable et constante (0.18%) contrairement au mode glissant où le flux est affecté d'ondulations (5.02%).

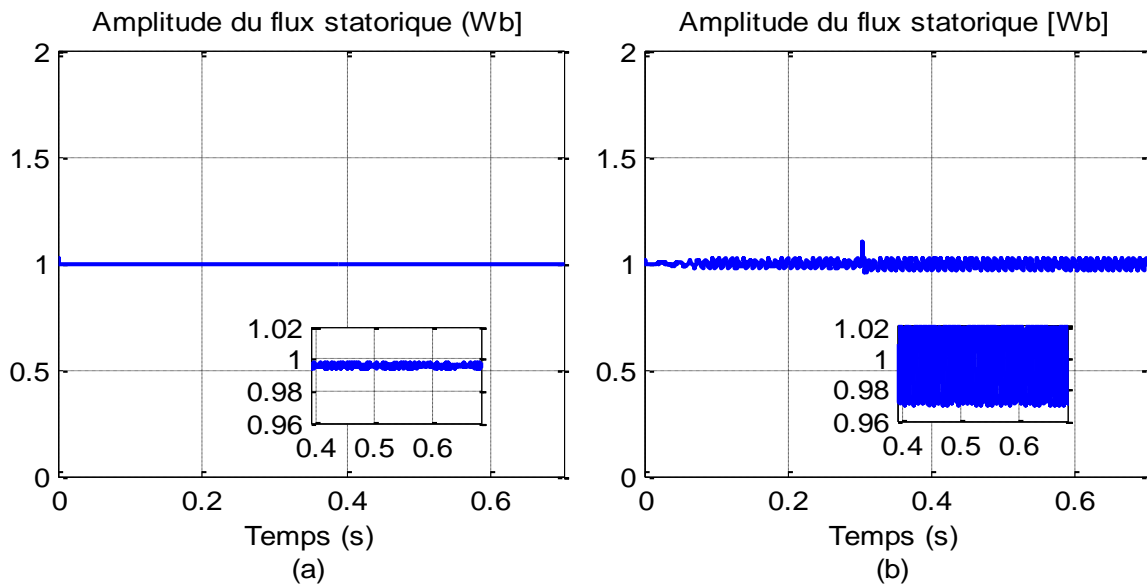


Fig. 3.27 Amplitude du flux statorique en [Wb] pour : (a) DTC floue et (b) DTC en mode glissant

e. Tableaux exhaustifs des différentes performances

Les tableaux 3.3 et 3.4 chiffrant les différentes performances pour toutes les commandes et toutes les contraintes de simulations. D'après cette étude comparative, il s'avère que du point de vue ondulations, la commande SM-DTC-SPWM avec la boucle externe en SM affiche la meilleure performance à basse vitesse (5%) et à grande vitesse (0.4%) alors que la SM-DTC-SPWM avec la boucle externe en PI minimise à son tour les ondulations à vitesse moyenne (0.15%). Concernant les ondulations au niveau du couple à moyenne vitesse et grande vitesse, la commande DTC en logique floue avec la boucle externe en PI les réduit d'avantage (2.5% et 1.42%). Pour toutes les contraintes imposées au système, la DTC basée sur la logique floue avec la boucle externe en SM affirme une grande supériorité concernant les temps de réponse pour toutes les grandeurs à savoir vitesse, couple et courant. Par contre la DTC basée sur le mode glissant avec la boucle externe en mode glissant limite fortement les dépassements pour toutes les contraintes. Pour le suivi et le dépassement du couple et du courant statorique, la logique floue avec la boucle externe en mode glissant confirme son excellence.

Tableau 3.3 Récapitulations exhaustives des différents résultats de simulations (1)

Ondulations (%)		Temps de réponse (s)			Dépassement/descente (Δ)			Suivi
Vitesse	Couple	Vitesse	Couple	Courant statorique	Vitesse [rpm]	Couple [N.m]	Courant statorique	

Chapitre 3 : Commande du moteur asynchrone par la logique floue

									[A]	
FL-DTC (Boucle externe en PI)	Basse vitesse	600	200	<0.01	<0.01	0.3	0	0	-	Bon
	Application de 0.8 N.m	-	-	0.6	0.4	-	-180	+0.05	-	
	Variation en rampe	-	-	1	0.95	0.85	+23.5	+0.1	-	
	Moyenne vitesse	0.562	2.5	-	-	-	-	-	-	
	Variation instantanée	-	-	1.65	1.6	1.6	+25	+1.39	+0.25	
	Grande vitesse	0.301	1.42	-	-	-	-	-	-	
	Application de 1.5 N.m	-	-	2.2	1.95	1.875	-167	+0.01	-	
	Inversion de sens	0.377	1.4	2.65	2.44	<0.1	-140	-2.88	+0.785	
FL-DTC (Boucle externe en SM)	Basse vitesse	300	200	<0.01	<0.01	0.3	0	0	-	Parfait
	Application de 0.8 N.m	-	-	0.3	0.3	-	-5	0	-	
	Variation en rampe	-	-	0.7	0.7	0.7	0	+0.1	-	
	Moyenne vitesse	0.575	62.5	-	-	-	-	-	-	
	Variation instantanée	-	-	1.51	1.51	1.51	0	+1	+0.2	
	Grande vitesse	0.3	3.75	-	-	-	-	-	-	
	Application de 1.5 N.m	-	-	1.85	1.85	1.85	-35	+0.1	-	
	Inversion de sens	0.37	1.78	2.49	2.49	2.49	0	-1.2	0	
SM-DTC- SPWM (Boucle externe en PI)	Basse vitesse	30	200	0.03	<0.01	0.3	0	0	-	Mauvais
	Application de 0.8 N.m	-	-	0.5	0.4	-	-130	+0.3	-	
	Variation en rampe	-	-	1.25	0.95	0.8	+70	+0.7	-	
	Moyenne vitesse	0.15	50	-	-	-	-	-	-	
	Variation instantanée	-	-	1.62	1.62	1.55	+75	+1.7	+0.7	
	Grande vitesse	1.509	35.7	-	-	-	-	-	-	
	Application de 1.5 N.m	-	-	2.15	1.9	1.9	-125	+0.8	-	
	Inversion de sens	0.37	25.36	2.8	2.6	2.6	-790	-2.5	+1.8	
SM-DTC- SPWM (Boucle externe en SM)	Basse vitesse	5	200	0.03	<0.01	0.3	0	0	-	Moyen
	Application de 0.8 N.m	-	-	0.3	0.3	-	-5	0	-	
	Variation en rampe	-	-	1.1	0.93	0.81	0	+0.6	-	
	Moyenne vitesse	0.3	50	-	-	-	-	-	-	
	Variation instantanée	-	-	1.56	1.56	1.56	0	+1.15	+0.5	

	Grande vitesse	0.4	20	-	-	-	-	-	-
	Application de 1.5 N.m	-	-	1.85	1.85	1.85	-17	0	-
	Inversion de sens	0.07	26.6	2.64	2.6	2.6	0	-1.3	0

Tableau 3.4 Récapitulations exhaustives des différents résultats de simulations (2)

	Ondulations (%)		Temps de réponse (s)			Dépassement/descente (Δ)			Suivi
	Vitesse	Couple	Vitesse	Couple	Courant statorique	Vitesse	Couple	Courant statorique	
FL-DTC (Boucle externe en PI)	**	****	*	*	***	*	**	**	***
FL-DTC (Boucle externe en SM)	***	***	****	****	****	***	****	****	****
SM-DTC-SPWM (Boucle externe en PI)	***	**	*	*	**	**	*	*	*
SM-DTC-SPWM (Boucle externe en SM)	****	*	***	***	*	****	***	***	**

6. Conclusion

Ce chapitre présente une méthode d'amélioration proposée pour surmonter les différents inconvénients concernant la commande DTC conventionnelle. Ainsi, il consiste en une combinaison des stratégies du contrôle non linéaires à haute performance. L'approche proposée a été appliquée tout d'abord pour maintenir un contrôle découplé du flux et du couple en remplaçant les régulateurs conventionnels par celle en logique floue. Cette technique a amélioré considérablement les ondulations du couple et du flux statoriques avec un temps de réponse réduit. Ensuite, l'association de la DTC floue avec la méthode par mode glissant en tant que commande de la boucle externe de vitesse a permis d'obtenir des fonctionnalités prometteuses telles qu'un démarrage doux, une grande robustesse face aux différentes perturbations, une grande insensibilité aux perturbations de charge et un bon suivi des références dans différentes conditions de fonctionnement.

7. Références

- [Bor88] Borne. P, Rozinger. J, Dieullot. J.Y, Dubois. L, Introduction à la commande floue. Collection Sciences & Technologie, Editions Technip, Paris 1998.
- [Ben17] Benharir. N, Contribution à l'amélioration des performances d'un variateur de vitesse d'un moteur asynchrone par les approches de l'intelligence artificielle. Thèse de doctorat en génie électrique, Ecole Nationale Polytechnique d'Oran, 2017.
- [Buh94] H. Buhler, Réglage par la logique floue. Edition Presses polytechniques Romandes, 1994.

- [Eld20-1] S. El Daoudi, L. Lazrak and M. Ait Lafkih, Performance analysis of sensorless SM-DTC using MRAS-sliding mode observer for induction motor fed by two different topologies of inverter. Proc. of the 2nd International Conference on Electrical, Communication and Computer Engineering (ICECCE) 14-15 April 2020, Istanbul, Turkey.
- [Eld20-2] S. El Daoudi, L. Lazrak and M. Ait Lafkih, Sliding mode approach applied to sensorless direct torque control of cage asynchronous motor via multi-level inverter. Prot Control Mod Power Syst 5, 13 (2020), <https://doi.org/10.1186/s41601-020-00159-7>.
- [Gda15] S. Gdaim, A. Mtibaa and M. F. Mimouni, Design and Experimental Implementation of DTC of an Induction Machine Based on Fuzzy Logic Control on FPGA. In IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 23, no. 3, pp. 644-655, June 2015, doi: 10.1109/TFUZZ.2014.2321612.
- [Gra16] Cristian Garcia, Jose Rodriguez, Cesar Silva, Christian Rojas, Pericle Zanchetta and Haitham Abu-Rub, Full Predictive Cascaded Speed and Current Control of an Induction Machine. IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume. 31, Issue. 3, Sept. 2016, pp. 1059 – 1067.
- [Heb97] B. Heber, L. X. Uu, Y. Tang, Fuzzy Logic enhanced speed control of indirect field oriented induction machine drive. IEEE trans. on power electronics, Vol. 12, N°3, Sep. 1997.
- [Kle97] Klement.E. P, Slany. W, Fuzzy Logic in Artificial Intelligence». In book: Encyclopedia of Computer Science and Technology Chapter: Vol. 34, Suppl. 19, 1997.
- [Lab04] Labiod S., Contribution à la commande adaptative floue des systèmes non linéaires. Thèse de Doctorat, ENP.2004.
- [Lar02] H. L. Larsen, Fundamentals of fuzzy sets and fuzzy logic—Part II. Fuzzy Knowledge Operators, 2002.
- [Laz18] Lazrak, L., El Daoudi, S., Benzazah, C., & Lafkih, M. A. (2018). Direct control of the stator flux and torque of the three-phase asynchronous motor using a 2-level inverter with sinusoidal pulse width modulation. Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 96(18), 6199-6210.
- [Mam74] Mamdani. E.H, Applications o fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant. Proc. Inst. Elec. Eng., vol.121, No.12, pp. 1585-1588, 1974.
- [Min02] Minh Ta-Cao, Hoang Le-Huy, Rotor Resistance Estimation Using Fuzzy Logic for High Performance Induction Motor Drives. Conf. Rec. IEEE/IECON Aachen Germany, pp. 303-308, Nov., 2002.
- [Oua19] Najib El Ouanjli, Saad Motahhir, Aziz Derouich, Abdelaziz El Ghzizal, Ali Chebabhi and Mohammed Taoussi, Improved DTC strategy of doubly fed induction motor using fuzzy logic controller, Energy Reports 5 (2019) 271–279.
- [Qaz20] Qazwan A. Tarbosh, Ömer Aydo Du, Nabil Farah, Md Hairul Nizam Talib, Adeeb Salh and Nihat Çankaya, Review and Investigation of Simplified Rules Fuzzy Logic Speed Controller of

High Performance Induction Motor Drives. IEEE Access, vol. 8, pp. 49377-49394, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2977115.

[Sug85] Sugeno. M, Takagi. T, Multi-dimensional fuzzy reasoning. Fuzzy Sets and Systems, Vol. 9, No. 2, 1985.

[Tou08] Toufouti. R, «Contribution à la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone». Thèse de doctorat en génie électrique, Université Mentour Constantne, 2008.

[Zed65] Zadeh. L.A, Fuzzy sets. Information and control, Vol.8, pp-338-352, 1965.

Chapitre 4

CONTRIBUTION A L'AMELIORATION DE L'ESTIMATION DE VITESSE POUR UN MOTEUR ASYNCHRONE A COMMANDE DIRECTE DU COUPLE EN MODE GLISSANT

1. Introduction

L'accomplissement d'une commande, aussi performante qu'elle soit, d'un moteur asynchrone, ne peut être satisfaisante qu'avec un retour précis de l'information de vitesse. Au paravent cette fonction était attribuée aux capteurs mécaniques, cependant, en raison de leur limite d'utilisation et leurs multiples inconvénients, les chercheurs scientifiques ont élaborés un éventail d'algorithmes d'estimation de la vitesse. Ces algorithmes se distinguent par leurs simplicités, leurs rapidités et leurs sensibilités vis-à-vis des variations des paramètres de la machine ainsi que leurs robustesses même avec une large gamme de vitesses de fonctionnement. L'objectif de ce chapitre est d'effectuer une étude comparative entre trois estimateurs dédiés à un moteur asynchrone alimenté par un onduleur NPC trois niveaux et contrôlé par la commande DTC basée sur le mode glissant. Les trois estimateurs étudiés comprennent l'observateur en mode glissant, la méthode en calcul direct et le système adaptatif d'un modèle de référence à flux statorique. Après une étude critique et comparative des résultats de simulation, sous le logiciel MATLAB/Simulink, trois nouvelles structures sont proposées afin d'aboutir à un comportement aussi performant à basse vitesse qu'à grande vitesse ; la première est un estimateur combiné du MRAS et du SMO, la deuxième consiste à basculer de l'estimateur SMO vers le MRAS suivant la vitesse de fonctionnement, alors que la troisième consiste cette fois à basculer du SMO vers l'estimateur combiné. Des simulations sont proposées pour mettre la lumière sur la contribution la plus performante.

2. Principe de la commande et le convertisseur

La commande DTC basée sur le mode glissant permet d'assurer un découplage entre le contrôle du couple et celui du flux tout en travaillant avec une fréquence de commutation constante. Son principe consiste à forcer les erreurs du couple électromagnétique et du flux statorique à glisser sur des surfaces prédéfinies vers un état d'équilibre. Les sorties de la commande permettent d'imposer les vecteurs de tension adéquats via une modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale appliquée à un onduleur NPC à trois niveaux. Le schéma synoptique de la figure 4.1 résume le fonctionnement de la chaîne de commande [Eld20].

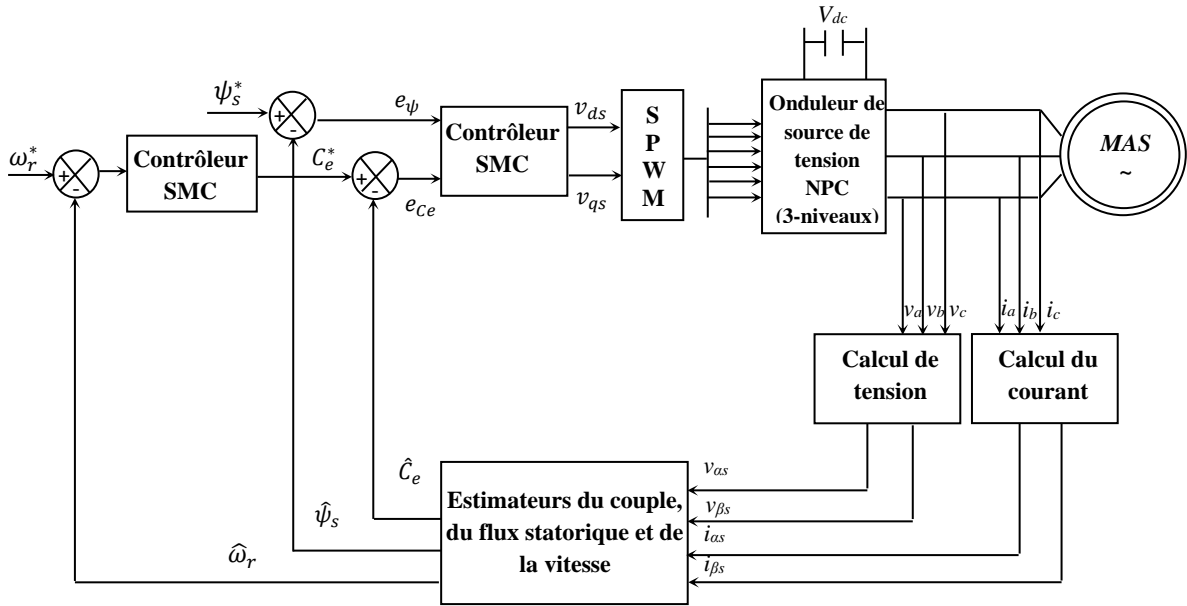


Fig. 4.1 Diagramme synoptique de la commande en mode glissant du moteur asynchrone alimenté par un onduleur NPC à trois niveaux sans capteur de vitesse

Pour la même installation constituée par un moteur à induction alimenté par un onduleur NPC trois niveaux et dont la commande appliquée est la DTC basée sur le mode glissant, on se propose dans cette partie de présenter la modélisation de trois estimateurs de vitesse.

3. Estimateur DCM basé sur la méthode en calcul direct

L'estimation par la méthode du calcul direct, connue par sa simplicité de mise en œuvre et son temps de calcul limité, se fait en procédant premièrement par l'estimation du flux rotorique à partir des tensions et des courants statoriques mesurés selon les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\psi}_{\alpha r}}{dt} = \frac{L_r}{M_{sr}} V_{\alpha s} - \frac{L_r}{M_{sr}} \left(R_s i_{\alpha s} + \sigma L_s \frac{di_{\alpha s}}{dt} \right) \\ \frac{d\hat{\psi}_{\beta r}}{dt} = \frac{L_r}{M_{sr}} V_{\beta s} - \frac{L_r}{M_{sr}} \left(R_s i_{\beta s} + \sigma L_s \frac{di_{\beta s}}{dt} \right) \end{cases} \quad (4.1)$$

Avec :

$$\hat{\omega}_r = \frac{d\hat{\theta}_r}{dt} = \frac{d \left(\tan^{-1} \left(\frac{\hat{\psi}_{\beta r}}{\hat{\psi}_{\alpha r}} \right) \right)}{dt} = \frac{1}{1 + \left(\frac{\hat{\psi}_{\beta r}}{\hat{\psi}_{\alpha r}} \right)^2} \frac{d \left(\frac{\hat{\psi}_{\beta r}}{\hat{\psi}_{\alpha r}} \right)}{dt} \quad (4.2)$$

En se référant aux équations (4.1), la vitesse estimée s'écrit alors sous la forme suivante :

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{\hat{\psi}_{\beta r}^2 + \hat{\psi}_{\alpha r}^2} \left[(\hat{\psi}_{\alpha r} \hat{\psi}_{\beta r} - \hat{\psi}_{\beta r} \hat{\psi}_{\alpha r}) - \frac{M_{sr}}{T_r} (\hat{\psi}_{\alpha r} i_{\beta s} - \hat{\psi}_{\beta r} i_{\alpha s}) \right] \quad (4.3)$$

Le calcul de la vitesse estimée est illustré dans la figure 4.2 :

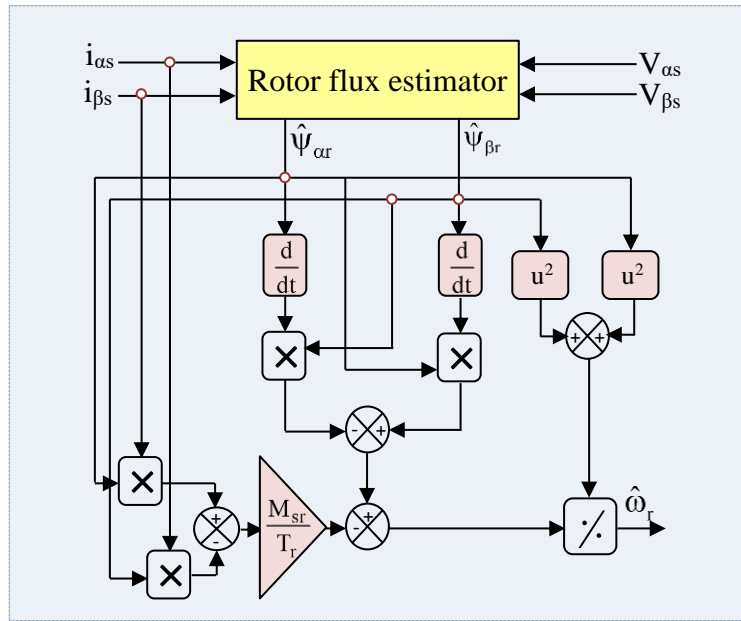


Fig. 4.2 Design de l'estimateur de vitesse basée sur la méthode en calcul direct (DCM)

4. Estimateur MRAS basé sur le système adaptatif du modèle de référence à flux statorique

La structure du MRAS à flux statorique proposé dans ce chapitre est formée par deux modèles ; le premier est de référence qui introduit le système réel, le deuxième est le modèle ajustable présentant le système estimé.

Modèle de référence :

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{\alpha s} = \int (V_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) \\ \hat{\psi}_{\beta s} = \int (V_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) \end{cases} \quad (4.4)$$

Modèle ajustable :

Selon le repère fixe (α, β) les équations rotoriques peuvent être décrites comme suit ($\omega_s = 0$):

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \psi_{\beta r} \\ 0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \omega_r \psi_{\alpha r} \end{cases} \quad (4.5)$$

Avec :

$$\begin{cases} \psi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + M_{sr} i_{\alpha s} \\ \psi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + M_{sr} i_{\beta s} \end{cases} \quad \begin{cases} \psi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + M_{sr} i_{\alpha r} \\ \psi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + M_{sr} i_{\beta r} \end{cases} \quad (4.6)$$

Le modèle ajustable peut s'écrire donc selon la forme présentée en (4.7) dont les courants rotoriques sont remplacés par leurs expressions en (4.6) :

$$\begin{cases} \tilde{\Psi}_{\alpha s} = \frac{L_r}{R_r + L_r s} \left[\left(1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \right) L_s \hat{\omega}_r i_{\beta s} + \frac{L_s}{L_r} \left[R_r + \left(1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \right) L_r s \right] i_{\alpha s} - \hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{\beta s} \right] \\ \tilde{\Psi}_{\beta s} = \frac{L_r}{R_r + L_r s} \left[- \left(1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \right) L_s \hat{\omega}_r i_{\alpha s} + \frac{L_s}{L_r} \left[R_r + \left(1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \right) L_r s \right] i_{\beta s} + \hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{\alpha s} \right] \end{cases} \quad (4.7)$$

Le principe du MRAS est de comparer les états de référence et ajustable, l'erreur de cette comparaison destinée au correcteur est calculée suivant le produit croisé suivant :

$$\begin{cases} \gamma_\alpha = \hat{\Psi}_{\alpha s} - \tilde{\Psi}_{\alpha s} \\ \gamma_\beta = \hat{\Psi}_{\beta s} - \tilde{\Psi}_{\beta s} \end{cases} \quad (4.8)$$

À cet égard, la composante d'état d'erreur du flux statorique basée sur le modèle ajustable et de référence est donnée comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\gamma}_\alpha \\ \dot{\gamma}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_\alpha \\ \gamma_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\tilde{\Psi}_{\beta s} & \left(1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \right) L_s i_{\beta s} \\ \tilde{\Psi}_{\beta s} & - \left(1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \right) L_s i_{\alpha s} \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (4.9)$$

$$[\dot{\gamma}] = [A][\gamma] + [B] \quad (4.10)$$

Tenant compte de la stabilité et de la convergence du système, ce dernier est hyper stable si la matrice de transfert direct [A] est strictement réelle positive et que la matrice non linéaire de la rétroaction [B] satisfasse le critère de Popov proposée en [Kand17] :

$$\int_0^t [\gamma]^T [B] dt \geq -\chi^2 \quad (\text{pour tout } t \geq 0) \quad (4.11)$$

Avec : χ est un gain positif.

La satisfaction de ce critère conduit à un mécanisme d'adaptation candidat comme suit [Sch92] :

$$\hat{\omega}_r = \delta_1(\gamma) + \int_0^\tau \delta_2(\gamma) d\tau \quad (4.12)$$

$\delta_1(\gamma)$ et $\delta_2(\gamma)$ sont des fonctions à définir selon le système étudié.

Une solution à cette inégalité peut être trouvée en utilisant la relation suivante :

$$\int_0^t \kappa \left(\frac{df(t)}{dt} \right) f(t) dt \geq -\frac{1}{2} \kappa f^2(0), \quad \kappa > 0 \quad (4.13)$$

En utilisant l'expression (4.13), on peut montrer que l'inégalité de Popov est satisfaite par les fonctions suivantes :

$$\begin{aligned} \delta_1 &= K_{p\delta} \left[\left(\tilde{\Psi}_{\alpha s} - \left(1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \right) L_s i_{\alpha s} \right) \gamma_\beta - \left(\tilde{\Psi}_{\beta s} - \left(1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \right) L_s i_{\beta s} \right) \gamma_\alpha \right] \\ \delta_2 &= K_{i\delta} \left[\left(\tilde{\Psi}_{\alpha s} - \left(1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \right) L_s i_{\alpha s} \right) \gamma_\beta - \left(\tilde{\Psi}_{\beta s} - \left(1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \right) L_s i_{\beta s} \right) \gamma_\alpha \right] \end{aligned} \quad (4.14)$$

Désignons par :

$K_{p\delta}$ et $K_{i\delta}$: Gains d'adaptation.

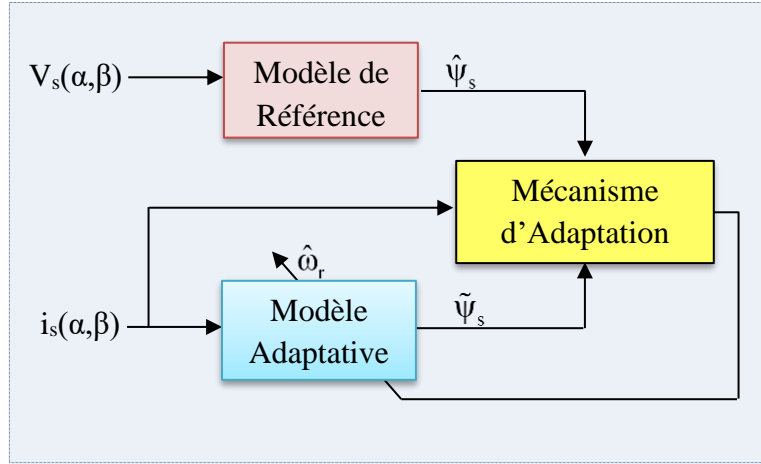


Fig. 4.3 Design de l'estimateur de vitesse en MRAS à flux statorique

5. Estimateur SMO basé sur le mode glissant

Le concept de l'estimateur en mode glissant est une approche à structure variable qui permet de déterminer simultanément le flux rotorique, le couple et la vitesse en connaissant la valeur du flux statorique estimé. Généralement l'analyse de la stabilité asymptotique de cette technique est définie selon le critère de Lyapunov [Ye19].

La synthèse de l'observateur en mode glissant est effectuée à partir du modèle de la machine faisant intervenir le flux et les courants statoriques, soit alors :

$$\begin{cases} \frac{d\psi_s}{dt} = V_s - R_s i_s + j\omega_s \psi_s \\ \frac{di_s}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) i_s + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_s \right) \psi_s + \frac{1}{\sigma L_s} V_s \end{cases} \quad (4.15)$$

Pour la conception de l'observateur [Amm17], la quantité $(\omega_s \psi_s)$ est considérée comme une perturbation d'où le système d'équation (4.16) :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\psi}_s}{dt} = V_s - R_s i_s - K_I \text{sat}(S_I) \\ \frac{d\hat{i}_s}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \hat{i}_s + \frac{1}{\sigma L_s T_r} \hat{\psi}_s + \frac{1}{\sigma L_s} V_s - K_I \text{sat}(S_I) \end{cases} \quad (4.16)$$

K_I est une constante choisie pour assurer la stabilité et l'attractivité vers la surface de glissement.

S_I est la surface dite de glissement qui dépend de l'écart entre le courant estimé et celui mesuré :

$$S_I = \left(K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} \right) (\hat{i}_s - i_s) \quad (4.17)$$

Un régulateur proportionnel-intégral est modélisé de façon à imposer la convergence de l'écart vers zéro.

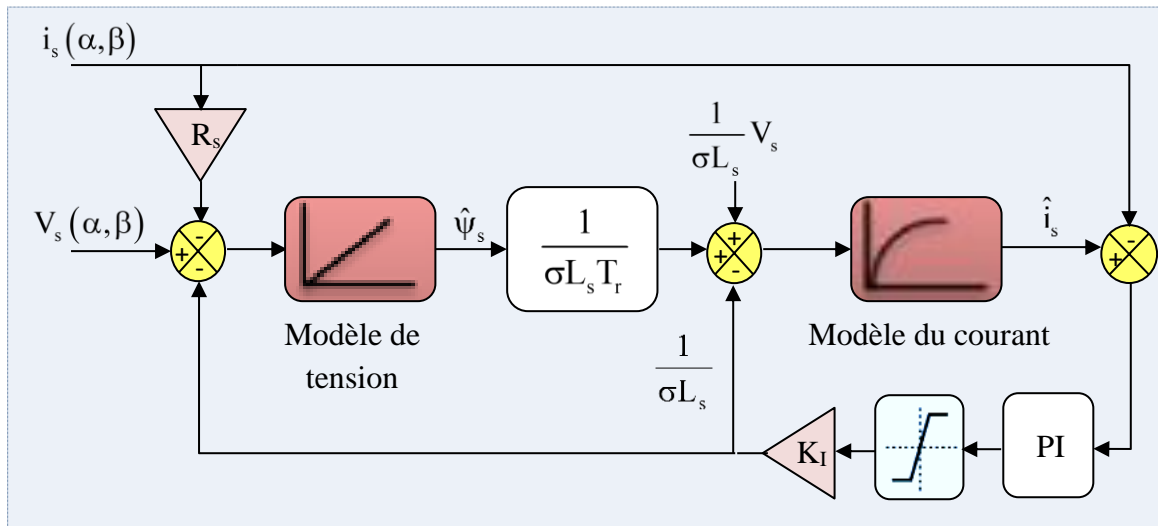


Fig. 4.4 Observateur du flux statorique en mode glissant (SMO)

Le flux rotorique, le couple électromagnétique et la vitesse peuvent être estimée donc comme suit [Amm20] :

$$\hat{\psi}_r = \frac{L_r \hat{\psi}_s - L_r L_s \sigma i_s}{M_{sr}} \quad (4.18)$$

$$\hat{C}_e = p(\hat{\psi}_{\alpha s} i_{\beta s} - \hat{\psi}_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (4.19)$$

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_s - \hat{\omega}_{sl} = \frac{1}{\psi_r^2} \left(\frac{d\hat{\psi}_{\beta r}}{dt} \hat{\psi}_{\alpha r} - \frac{d\hat{\psi}_{\alpha r}}{dt} \hat{\psi}_{\beta r} \right) - \frac{R_s \hat{C}_e}{p \psi_r^2} \quad (4.20)$$

6. Résultats de simulations des trois observateurs

La simulation est établie sous la plateforme MATLAB/SIMULINK pour un moteur asynchrone à cage alimenté via un onduleur NPC trois niveaux et commandé par la technique DTC basée sur le mode glissant. Les paramètres du moteur utilisés sont : Puissance=300W, $L_s=L_r=3.62\text{H}$, $M_{sr}=3.317\text{H}$, $R_r=14.762\Omega$, $R_s=28.571\Omega$, $J=0.0008183\text{kg.m}^2$, $p=2$ et $f=0.000474\text{N.m.s/rd}$; sont issus d'essais directs.

Le but de ce chapitre est d'effectuer une analyse comparative entre trois types d'estimateur ; DCM, SMO et MRAS, qui seront insérer pour la commande DTC basée sur le mode glissant. Pour définir les points de différence entre ces observateurs, les simulations sont faites avec trois différentes consignes de vitesse : basse (20 tr/min), moyenne (600 tr/min) et grande (1300 tr/min), en plus, un couple de charge de 1.5 N.m est appliqué en régime permanent à l'instant $t=0.3\text{s}$. On se focalisera spécifiquement dans cette partie sur la performance de la vitesse estimée qui sera comparée à la vitesse mécanique du moteur dans les trois régions déjà mentionnées. Concernant les performances du flux statorique, du couple électromagnétique et des courants statoriques, les résultats seront les mêmes pour les trois installations puisqu'elles utilisent la même commande DTC-SM.

6.1 Tests de simulation à basse vitesse

La figure 4.5 regroupe la réponse des trois estimateurs pour une consigne de vitesse de 20 tr/min. La figure 4.5(a), qui représente la réponse de l'estimateur SMO, montre la meilleure dynamique (un régime transitoire qui ne dépasse pas 0.05s), des oscillations minimales, un suivi rigoureux de la vitesse mécanique et une très faible sensibilité lors de l'application de la charge (une descente de -10 tr/min). Concernant la figure 4.5(b) de l'estimateur DCM, la vitesse estimée présente un régime transitoire qui dure 0.1s, des perturbations importantes après l'application de la charge (un dépassement de 90 tr/min) et de faibles oscillations autour de la vitesse mécanique pendant le régime permanent. Le comportement du MRAS à basse vitesse est illustré par la figure 4.5(c), il se caractérise par une forte descente au démarrage qui peut atteindre -100 tr/min et une dynamique très lente avec un retard de 0.75s. Il faut noter aussi que la réponse de la vitesse est fortement perturbée par l'application de la charge. En basse vitesse, lors du démarrage et de l'application de la charge, l'écart entre la vitesse réelle et celle observée est très important ce qui rend la machine asynchrone potentiellement inobservable dans cette zone, ceci se justifie par les hypothèses simplificatrices utilisées dans la modélisation du MRAS et le réglage inapproprié du correcteur.

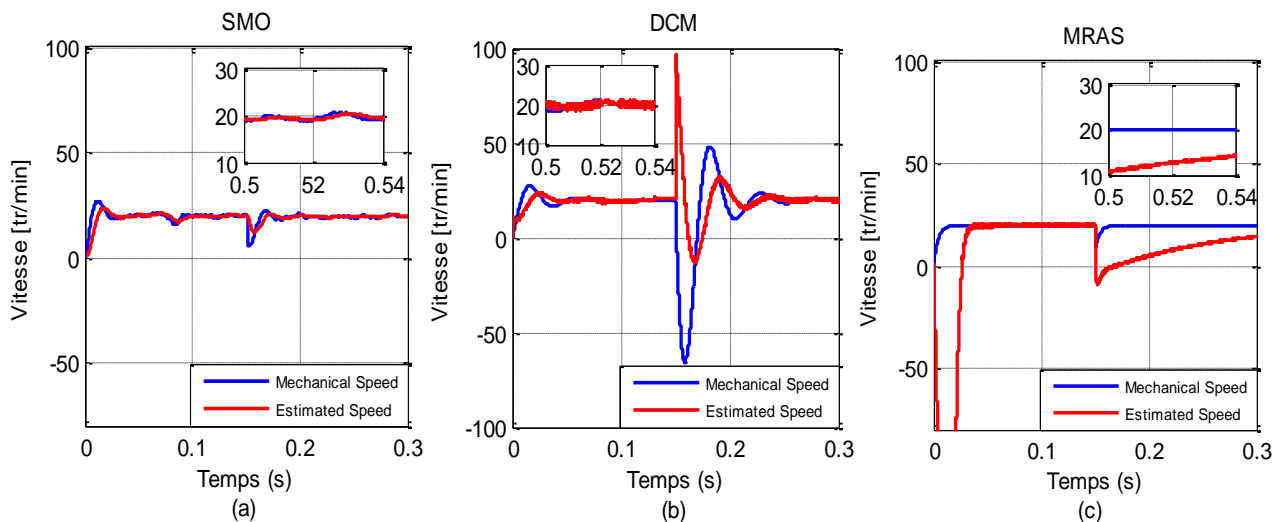


Fig. 4.5 Réponse de la vitesse estimée (20 tr/min)

6.2 Tests de simulation à moyenne vitesse

La vitesse estimée par le SMO est illustrée dans la figure 4.6(a), elle atteint immédiatement sa valeur de référence de 600 tr/min avec un léger dépassement oscillatoire de 80 [tr/min] au démarrage, l'impact du couple de charge appliqué à l'instant $t=0.3s$ est presque négligeable. En régime permanent, on peut remarquer que l'allure de la vitesse estimée est affecté par le phénomène de chattering dû à l'utilisation de la fonction « sat » dans le design. La figure 4.6(b) qui représente l'estimateur DCM montre un dépassement plus important au démarrage (100 tr/min), et une grande perturbation au cours de l'application de la charge, ceci est dû au manque de régulation dans cette méthode d'estimation directe. Concernant le MRAS, la figure 4.6(c) présente une allure exemplaire

avec un dépassement nul au démarrage et une perturbation inexistante lors de l'application de la charge. Il faut noter aussi, pour les trois systèmes d'estimation et pendant le régime transitoire où la variation des paramètres de la machine est rapide, un léger retard de la vitesse estimée par rapport à la vitesse mécanique, un tel décalage peut être expliqué par le temps de calcul mis par la méthode d'estimation.

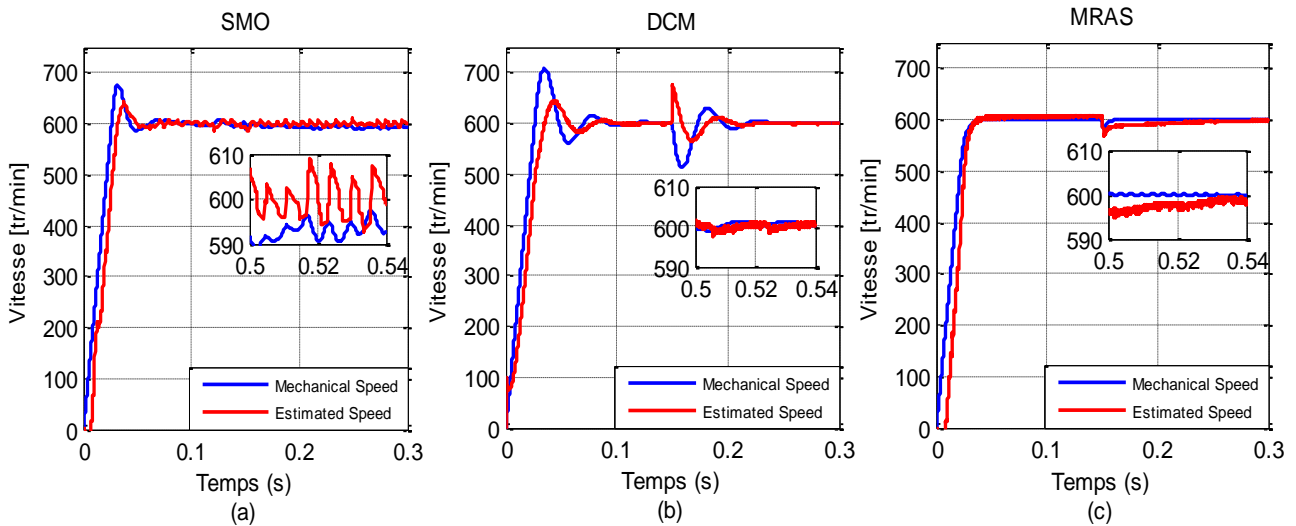


Fig. 4.6 Réponse de la vitesse estimée (600 tr/min)

6.3 Tests de simulation à grande vitesse

Il est intéressant de remarquer que l'effet de chattering est devenu insignifiant pour la zone à grande vitesse dans la figure 4.7(a), en plus, le SMO garanti une estimation très précise et une poursuite performante. Dans la figure 4.7(b) du DCM, l'allure de la vitesse possède une dynamique plus lente lors du démarrage avec un dépassement assez important et une grande sensibilité vis-à-vis de l'application de la charge, par contre le régime permanent est parfait. L'allure de la figure 4.7(c) présente le meilleur comportement de l'estimateur qui prouve la supériorité du MRAS pour un fonctionnement à grande vitesse.

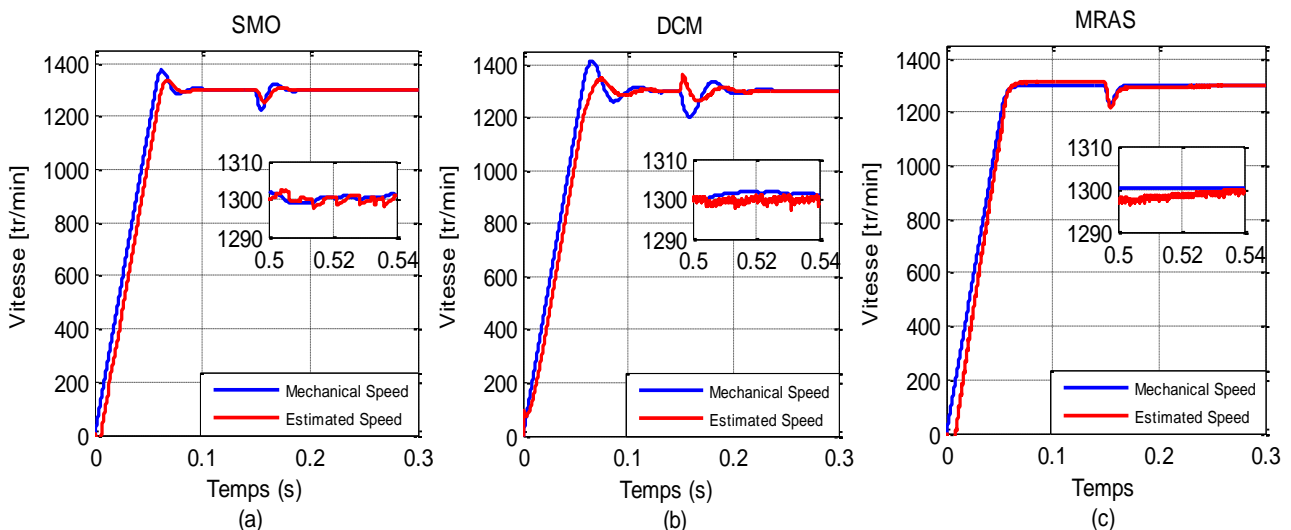


Fig. 4.7 Réponse de la vitesse estimée (1300 tr/min)

La comparaison de ces trois installations avec trois techniques différentes d'observation a permis de relever les points suivants :

L'observateur en mode glissant montre un fonctionnement satisfaisant avec un suivi de référence précis, une insensibilité face aux perturbations et une faible fluctuation même dans la région très basse vitesse (20 tr/min), ce qui confirme la robustesse de sa stratégie non linéaire. Par contre, l'observateur MRAS à flux statorique affiche le meilleur comportement dans la région de fonctionnement à grande vitesse, en effet, la vitesse estimée présente une poursuite parfaite sans fluctuation, sans dépassement et avec une très faible sensibilité par rapport aux perturbations de la charge.

7. Contribution à l'estimation de la vitesse du moteur asynchrone

Les constatations citées dans le paragraphe précédent ont permis l'élaboration de trois contributions visant à profiter des avantages du SMO à basse vitesse et des performances du MRAS à grande vitesse. Ces contributions sont les suivantes :

- La première contribution consiste à concevoir un estimateur SMRAS où le modèle de référence du MRAS est remplacé par un observateur en mode glissant, il s'agit d'une combinaison des deux structures [SMO en MRAS] (Fig. 4.8).
- La deuxième contribution consiste à assurer l'estimation de la vitesse avec le SMO dans la région des faibles vitesses, et de basculer vers l'estimateur MRAS dès que la vitesse dépasse le seuil 70 tr/min (Fig. 4.9).
- La troisième contribution consiste cette fois à basculer du SMO à basse vitesse vers un SMRAS à grande vitesse.

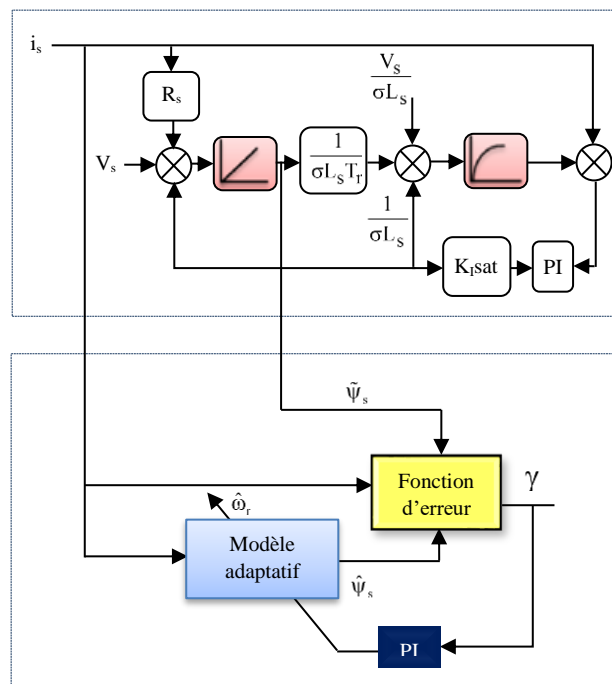


Fig. 4.8 Observateur proposé SMRAS

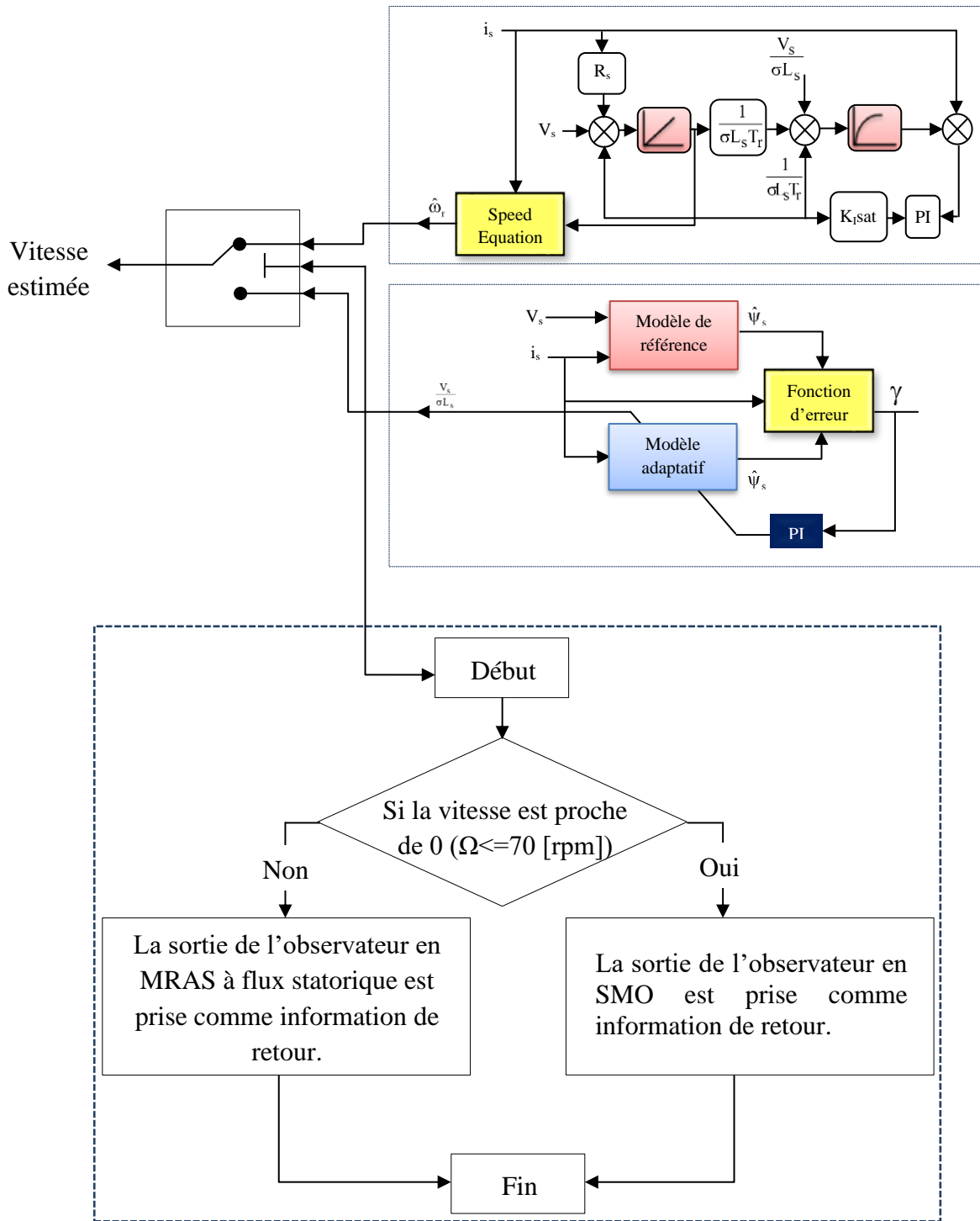


Fig. 4.9 Observateur proposé basculant entre SMO et MRAS à flux statorique

7.1 Tests de simulation sous une variation en rampe de la vitesse

Afin de valider la robustesse des trois méthodes d'observations proposées, un test de simulation est abordé dans cette section. Les systèmes fonctionnent d'abord sous une basse vitesse de 20 tr/min avant de basculer vers une grande vitesse de 1300 tr/min suivant une variation en rampe de la consigne, deux différentes charges sont appliquées ; une à basse vitesse et une deuxième à grande vitesse. Cinq simulations sont faites conformément aux conditions déjà mentionnées ;

- La première concerne une installation avec un SMO (Fig. 4.10 (a)).

- La deuxième s'applique à la même installation avec un MRAS à flux statorique (Fig. 4.10 (b)).
- La troisième installation est faite par la méthode d'observation proposée qui consiste à basculer du SMO à basse vitesse vers le MRAS à grande vitesse (Fig. 4.10 (c)).
- La quatrième concerne l'installation d'un SMRAS (Fig. 4.10 (d)).
- La cinquième est faite avec le basculement entre le SMO à basse vitesse et le SMRAS à grande vitesse (Fig. 4.10 (e)).

L'analyse critique des différentes réponses confirme que l'utilisation du dual observateur SMO avec SMRAS assure un bon comportement que ça soit à faible vitesse ou à grande vitesse. En effet, l'allure de la vitesse estimée présente moins d'ondulations, une bonne poursuite pendant les régimes transitoires, avec moins de sensibilité vis-à-vis les perturbations de la charge.

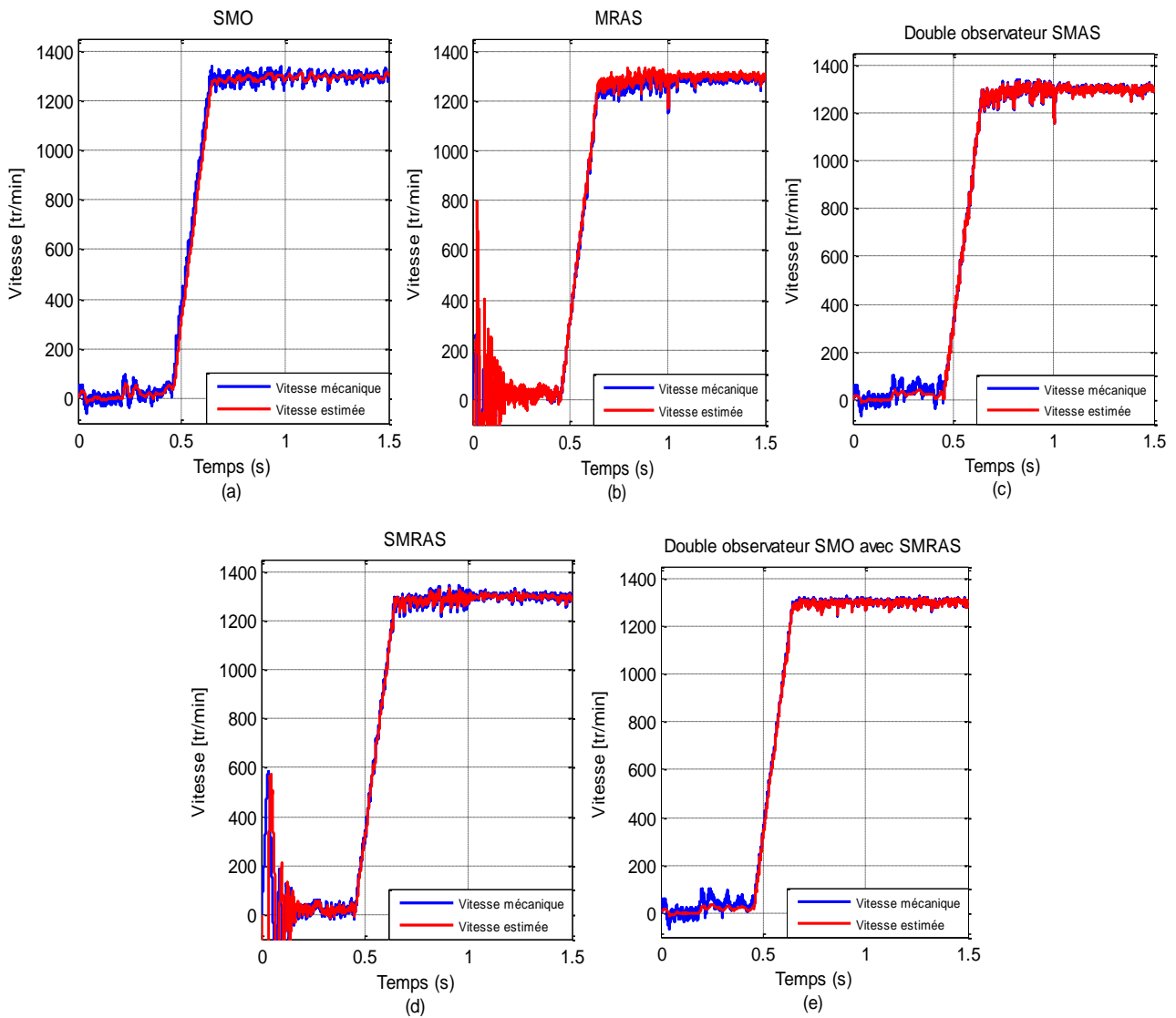


Fig. 4.10 Variation en rampe de la vitesse [20 tr/min ; 1300 tr/min]

8. Duel entre la PI-DTC-SPWM et la logique floue pour l'entraînement d'un moteur asynchrone sans capteur

Dernièrement, l'association de la DTC avec des outils sophistiqués et intelligents a permis un développement révolutionnaire dans les performances des machines [Bah18]. Toutefois, L'association d'un onduleur multiniveaux avec une commande intelligente comme la logique floue complique l'installation et augmente considérablement le temps de calcul. À cet égard, l'approche linéaire PI-DTC-SPWM qui est une structure indépendante de la topologie d'onduleur représente le bon choix pour les installations à convertisseur multiniveaux.

Le but de cette section est de présenter une étude comparative et critique entre trois systèmes de contrôle enrichis du moteur asynchrone. La première installation combine les avantages de la DTC et les techniques du contrôle de la logique flou, et ce en alimentant le moteur par un onduleur conventionnel à deux niveaux. La deuxième et la troisième consistent à appliquer la commande PI-DTC-SPWM au même moteur alimenté par un onduleur trois niveaux puis cinq niveaux. De plus, pour les trois installations, un régulateur en mode glissant est utilisé dans la boucle externe pour la régulation de la vitesse. Les informations de rétroactions sont évaluées dans un premier temps par un MRAS puis dans un second temps par un estimateur dont la structure bascule d'un SMO à basse vitesse vers le SMRAS à grande vitesse.

8.1 Comparaison de la FL-DTC avec l'onduleur deux niveaux et la PI-DTC-SPWM avec l'onduleur trois et cinq niveaux utilisant l'estimateur MRAS

Cette rubrique est consacrée pour une évaluation comparative des performances de trois systèmes, à savoir, la FL-DTC avec l'onduleur deux niveaux et la PI-DTC-SPWM avec l'onduleur trois niveaux puis cinq niveaux. Pour les trois installations, le système adaptatif du modèle de référence à flux statorique est utilisé pour estimer les variables de contrôle et un bloc en mode glissant est adopté pour la régulation de la vitesse en boucle fermée. Les simulations sont faites sous les mêmes conditions ; un profil du couple de charge variable de 0.8 N.m et 1.5 N.m est appliqué aux instants $t=0.3s$ et $t=1.75s$. Une variation de vitesse en rampe est introduite à l'instant $t=0.75s$ (de 20 tr/min à 800 tr/min), une autre variation instantanée (de 800 tr/min à 1325 tr/min) et une inversion instantanée du sens de rotation (de 1400 tr/min à -1060 tr/min) sont appliquées respectivement aux instants $t=1.5s$ et $t=2.4s$. Cette inversion est exécutée afin de justifier que les méthodes proposées peuvent fonctionner à différents points de vitesse.

a. Réponse de la vitesse

Selon les figures ci-dessous (4.11, 4.12 et 4.13), il est clair que les deux commandes ont prouvé une performance et une dynamique satisfaisante, le temps de réponse de la vitesse rotorique et le suivi de la trajectoire sont très appréciables (zoom 2 et 5). D'ailleurs, l'analyse des résultats montre que la réponse de la vitesse pour la commande PI-DTC-SPWM avec l'onduleur trois et cinq niveaux est

caractérisé par une minimisation marquante des ondulations avec une marge de 0.12% tr/min par rapport à celle de la commande FL-DTC avec l'onduleur deux niveau (0.49%) (zoom 1 et 3). De plus, la structure du MRAS associé à la PI-DTC-SPWM avec les onduleurs trois et cinq niveaux montre une grande robustesse vis-à-vis des perturbations de la charge (zoom 4).

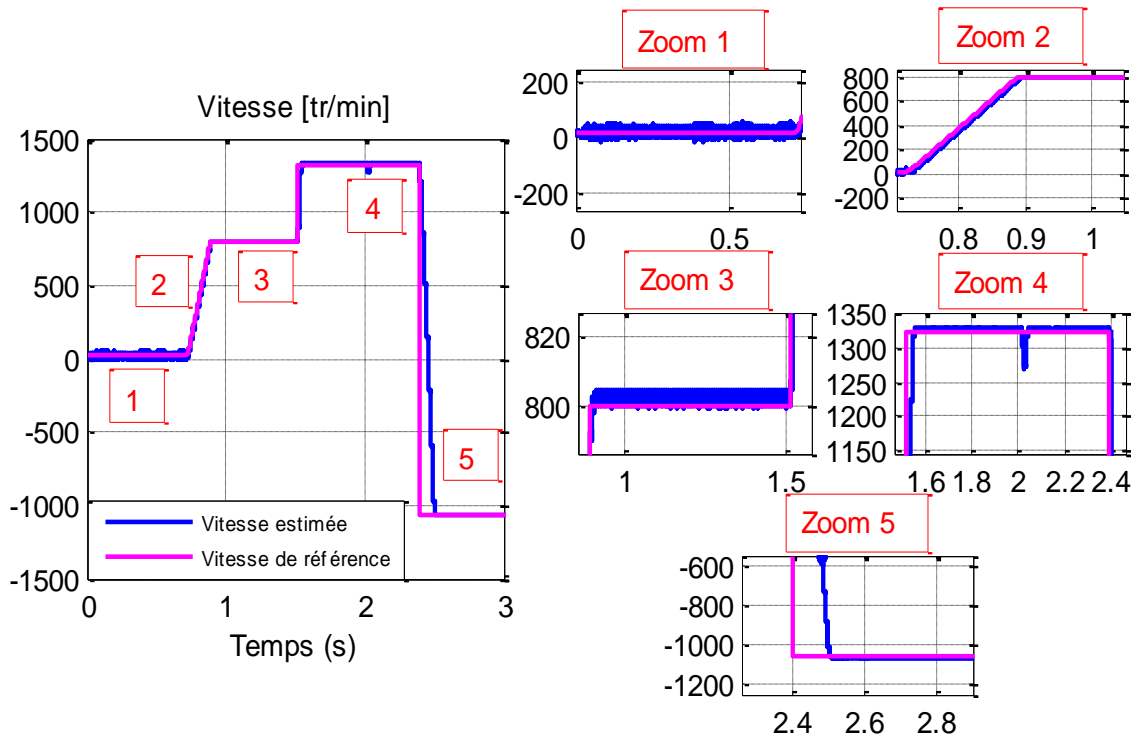


Fig. 4.11 Réponse de la vitesse estimée par la FL-DTC en [tr/min]

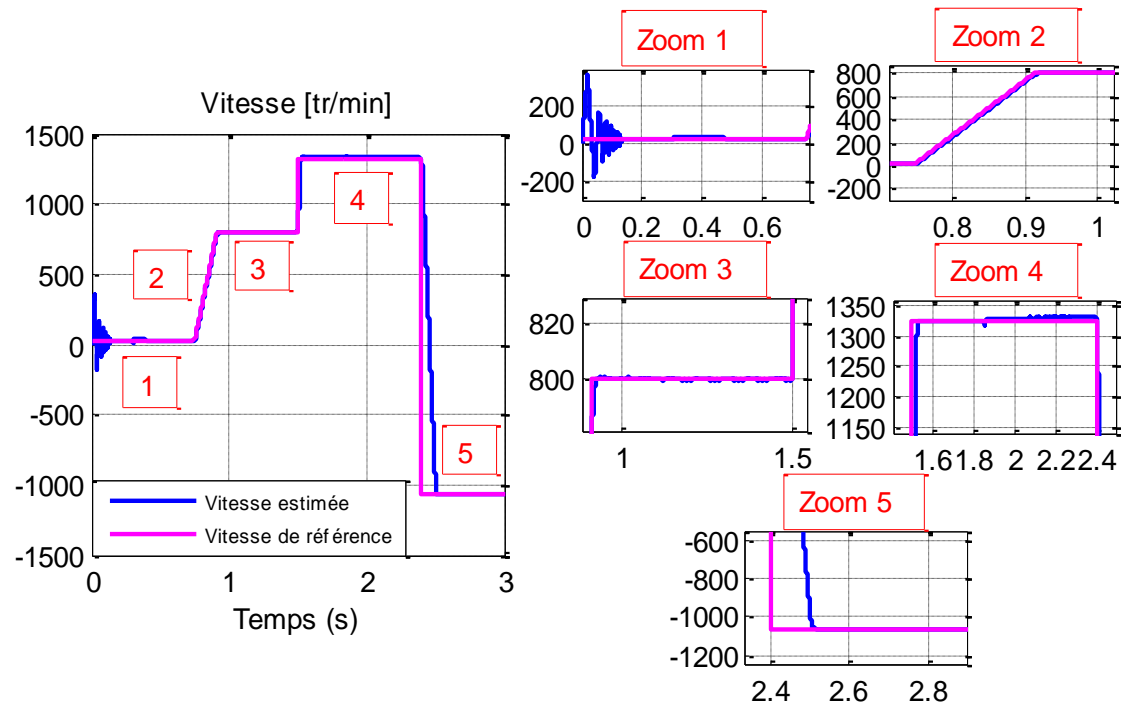


Fig. 4.12 Réponse de la vitesse estimée par la PI-DTC-SPWM avec trois cinq niveaux en [tr/min]

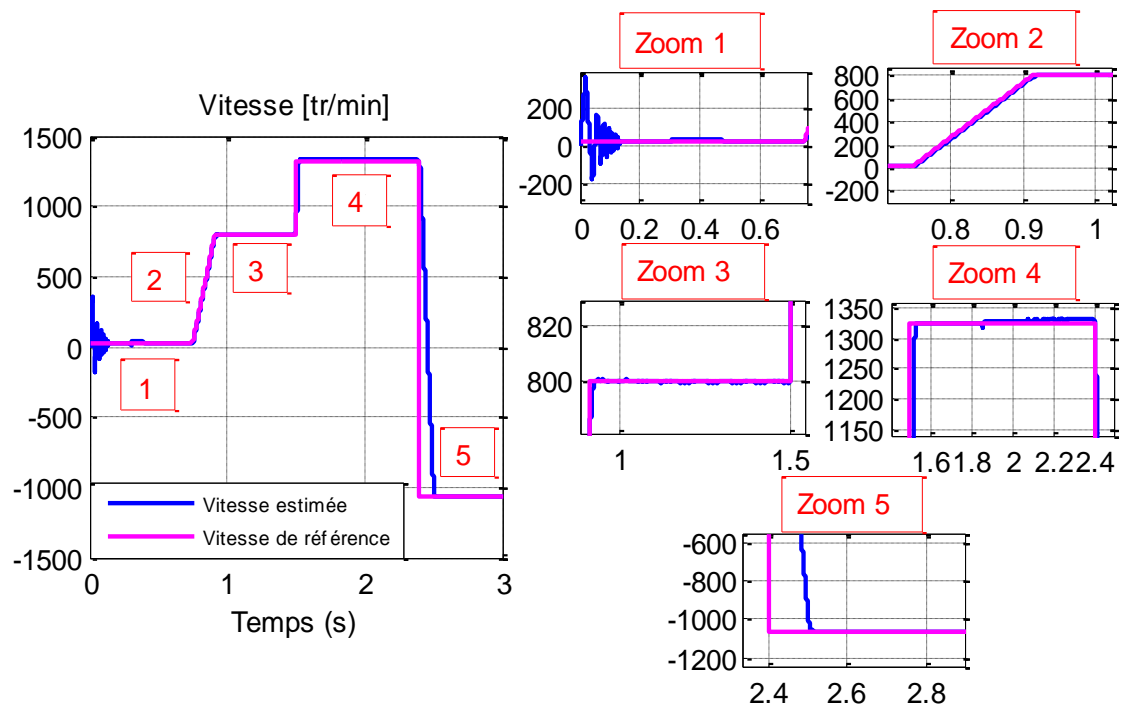


Fig. 4.13 Réponse de la vitesse estimée par la PI-DTC-SPWM avec onduleur cinq niveaux en $[tr/min]$

b. Réponse du couple

Les figures 4.14, 4.15 et 4.16 montre que le couple électromagnétique estimé suit parfaitement le couple de charge avec une bonne dynamique pour les trois systèmes. Par contre, durant toute la période de la région basse vitesse, la FL-DTC affiche des ondulations persistantes de 75%, alors que, la PI-DTC-SPWM provoque des ondulations qui ne durent que 0.6s.

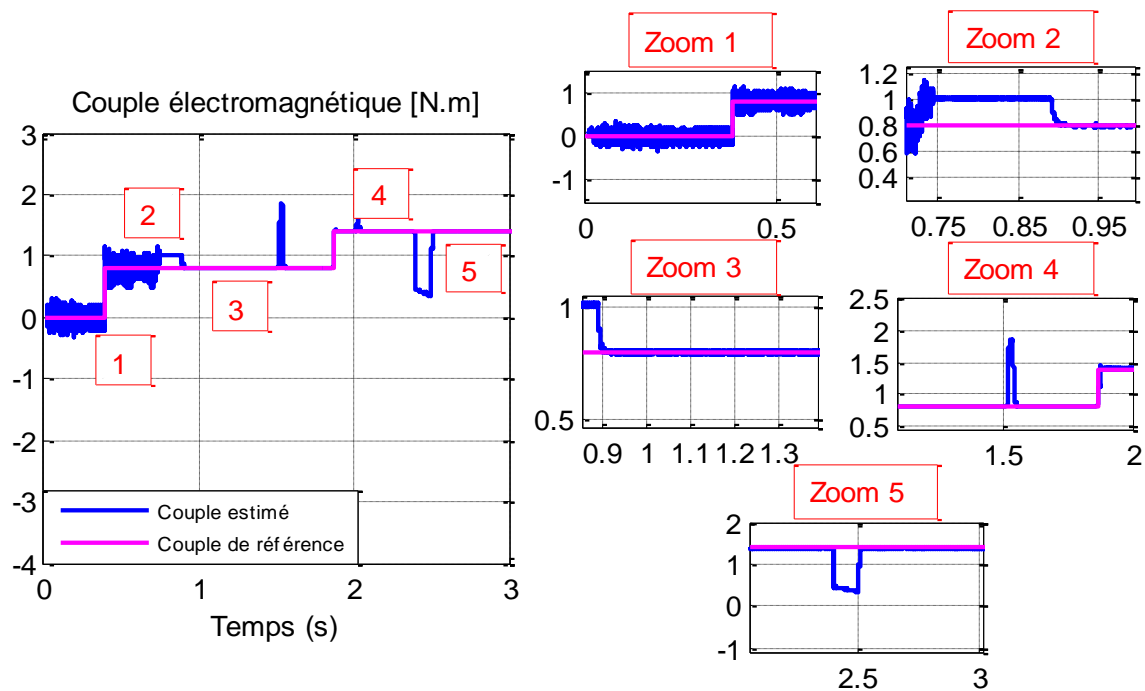


Fig. 4.14 Réponse du couple électromagnétique par la FL-DTC en $[N.m]$

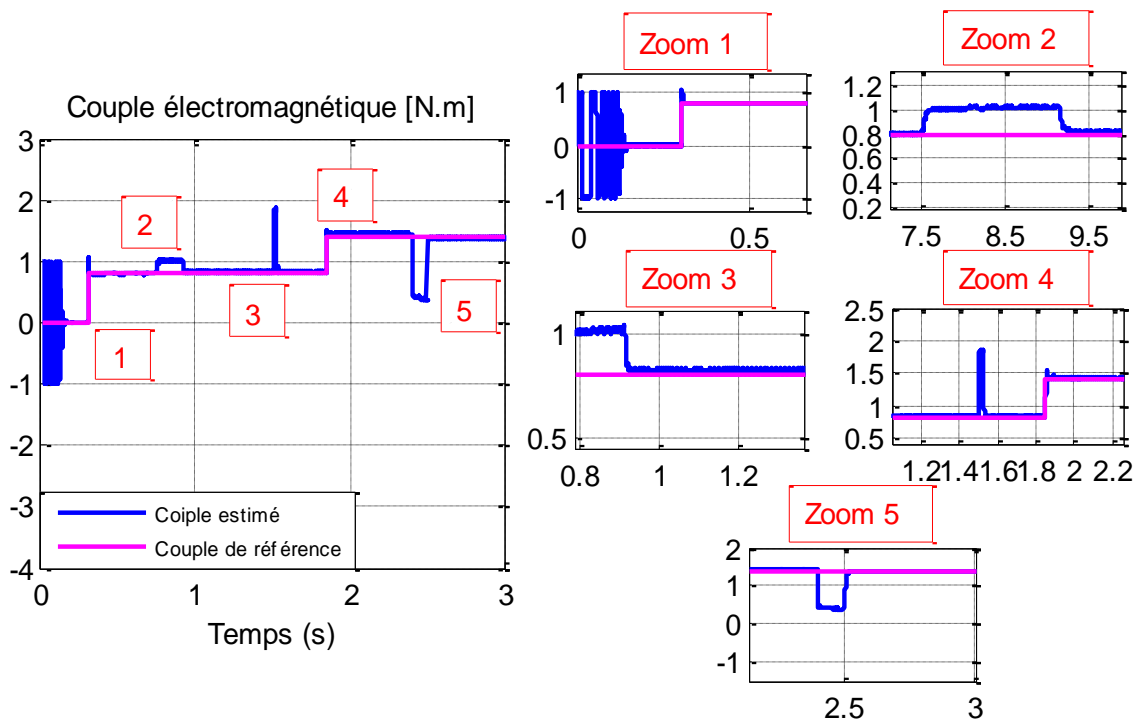


Fig. 4.15 Réponse du couple électromagnétique par la PI-DTC-SPWM avec onduleur trois niveaux
en [N.m]

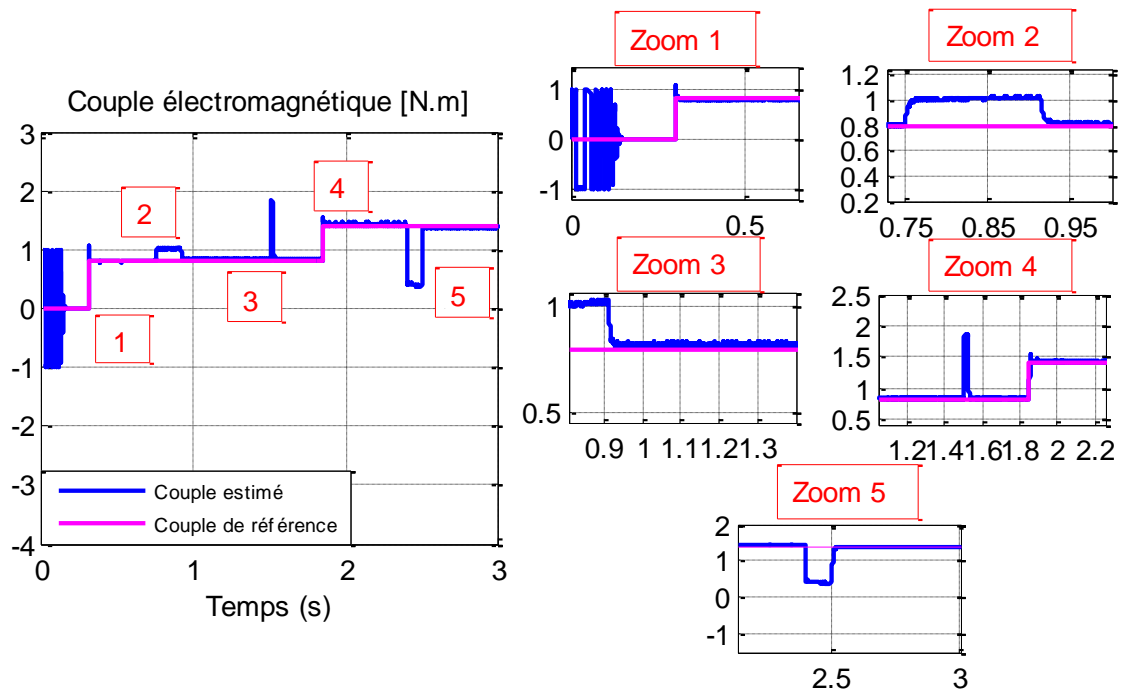


Fig. 4.16 Réponse du couple électromagnétique par la PI-DTC-SPWM avec onduleur cinq niveaux
en [N.m]

c. Réponse des courants

En analysant les résultats obtenus des figures 4.17, 4.18 et 4.19, la constatation la plus importante est que la stratégie PI-DTC-SPWM avec l'onduleur trois niveaux ou cinq niveaux assure une performance appréciable concernant la réduction des ondulations des courants statoriques, une autre

remarque pertinente qu'il faut souligner est que l'emploi de l'onduleur cinq niveaux permet une forte réduction du courant appelé lors du changement instantané de la vitesse à l'instant 1.5s.

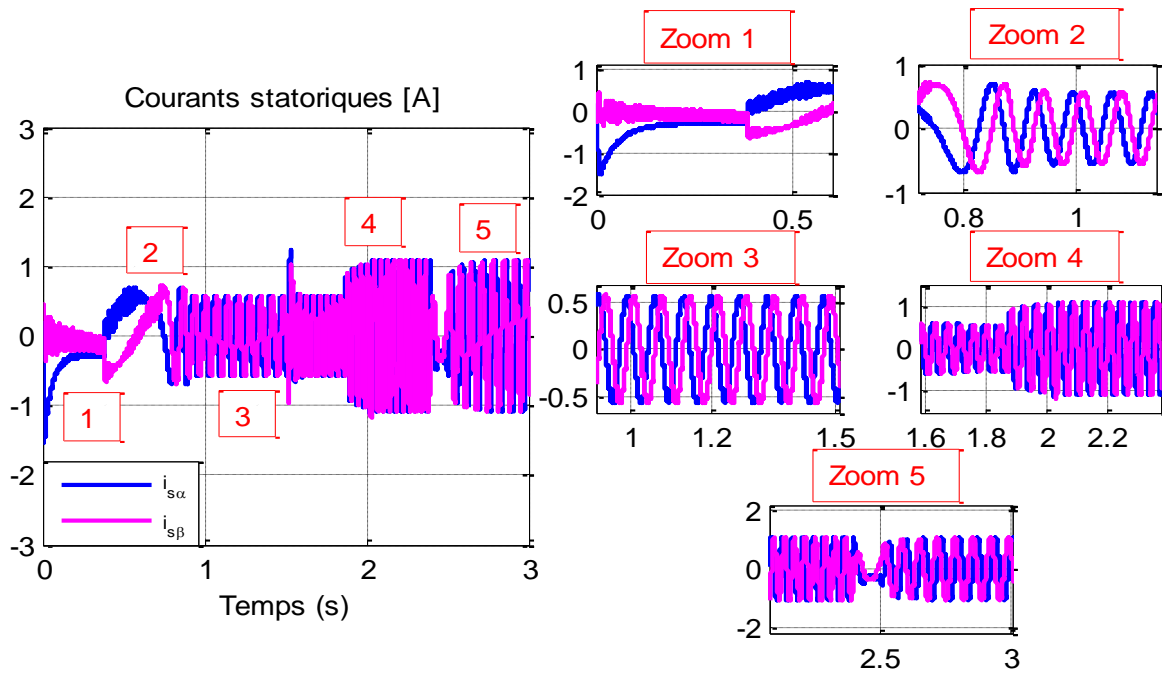


Fig. 4.17 Courants statoriques par la FL-DTC en [A]

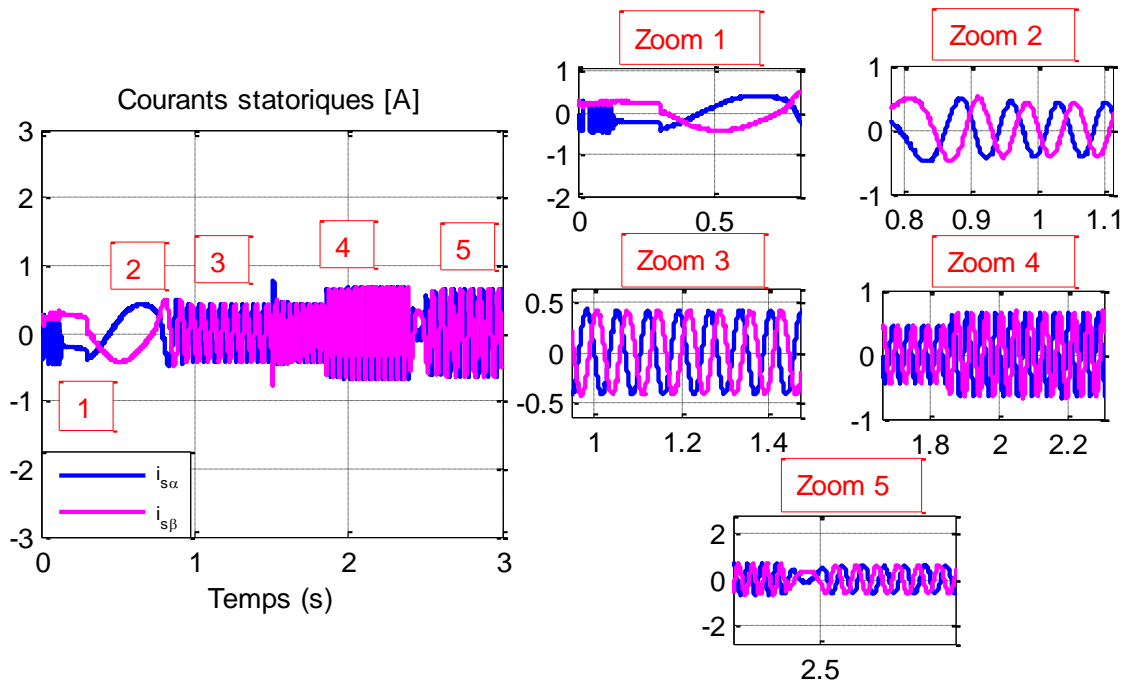


Fig. 4.18 Courants statoriques par la PI-DTC-SPWM avec onduleur trois niveaux en [A]

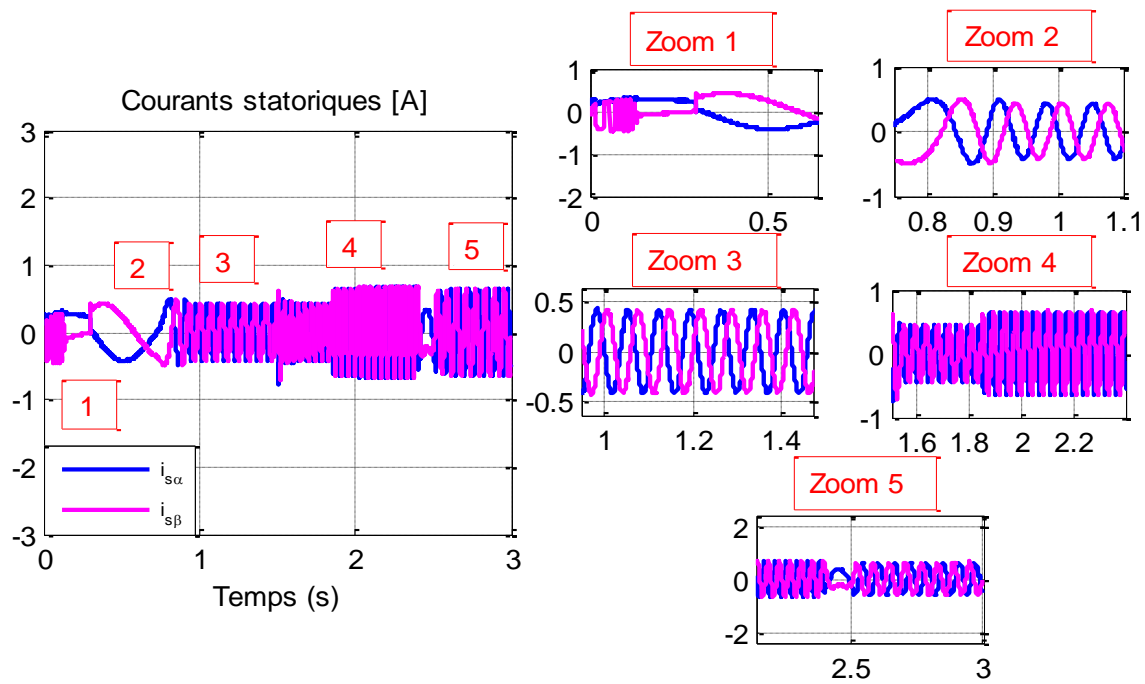


Fig. 4.19 Courants statoriques par la PI-DTC-SPWM avec onduleur cinq niveaux en [A]

8.2 Comparaison de la FL-DTC avec l'onduleur deux niveaux et la PI-DTC-SPWM avec l'onduleur trois et cinq niveaux utilisant l'estimateur Double SMO-SMRAS

Les conditions des contraintes de simulations sont les mêmes que la paragraphe précédent mise à part l'utilisation cette fois de l'estimateur double SMO-SMRAS.

a. Réponse de la vitesse

Les figures 4.20, 4.21 et 4.22 représentent la réponse dynamique de la vitesse du moteur pour les trois installations, elle suit correctement la trajectoire de sa référence, avec une erreur minime lors des phases transitoires et une erreur statique nulle lors des phases en régime permanent. La FL-DTC montre une forte diminution des fluctuations à basse vitesse (presque zéro) mais subi une forte perturbation à l'instant du basculement de l'estimateur, elle est aussi faiblement affectée par l'application de la charge à l'instant 1.75s. La PI-DTC-SPWM conserve de légères ondulations durant le régime transitoire à faible vitesse, par contre, elle est complètement insensible à l'application de la charge et au basculement de l'estimateur.

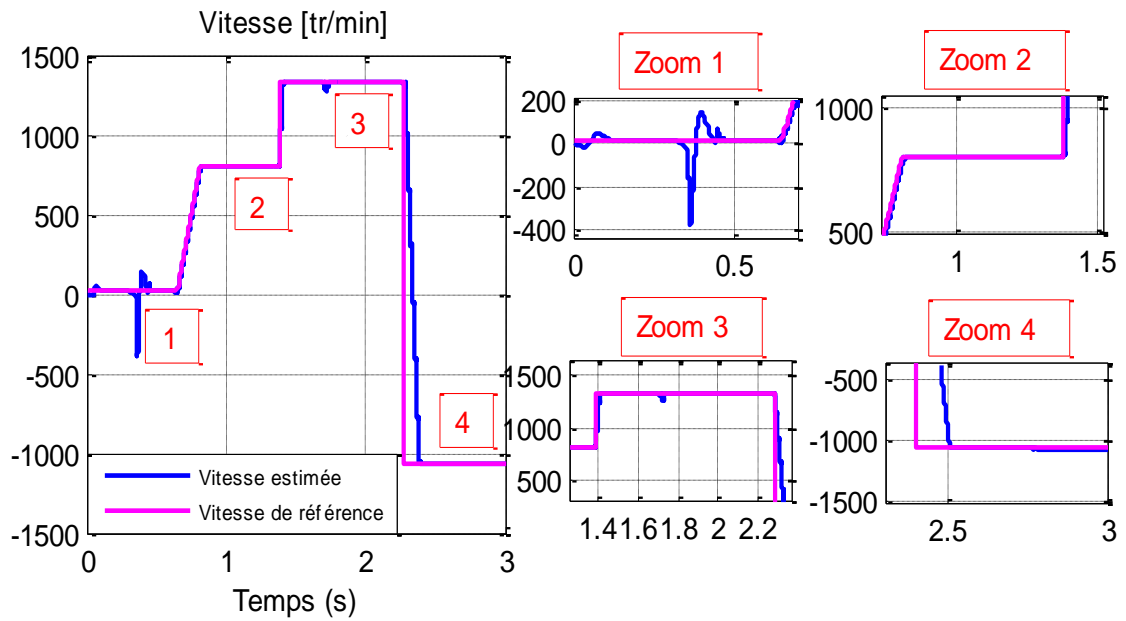


Fig. 4.20 Réponse de la vitesse par la FL-DTC en [tr/min]

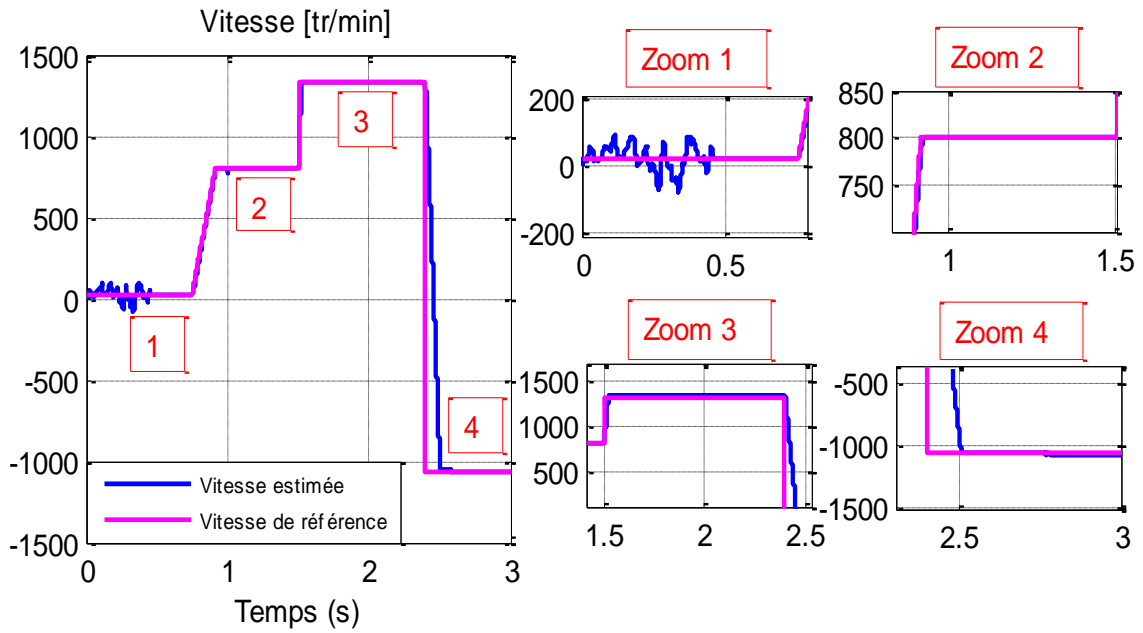


Fig. 4.21 Réponse de la vitesse par la PI-DTC-SPWM avec onduleur trois niveaux en [tr/min]

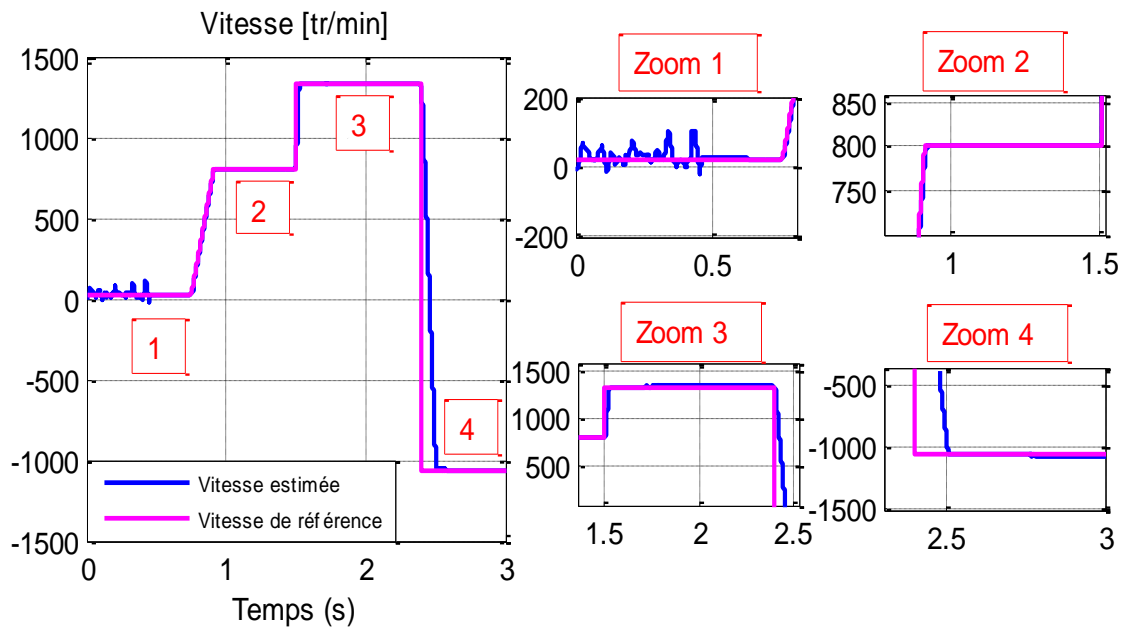


Fig. 4.22 Réponse de la vitesse par la PI-DTC-SPWM avec onduleur cinq niveaux en [tr/min]

b. Réponse du couple

Pour la FL-DTC les ondulations sont fortement atténuées (Fig. 4.23) mais elle montre des perturbations lors du basculement de l'estimateur et la variation de la vitesse. Avec la PI-DTC-SPWM, l'effet du basculement n'est pas ressenti mais les ondulations à basse vitesse et pendant le régime transitoire s'affiche toujours. Il faut toutefois signaler que l'emploi de l'onduleur cinq niveaux permet un fonctionnement bien régulier.

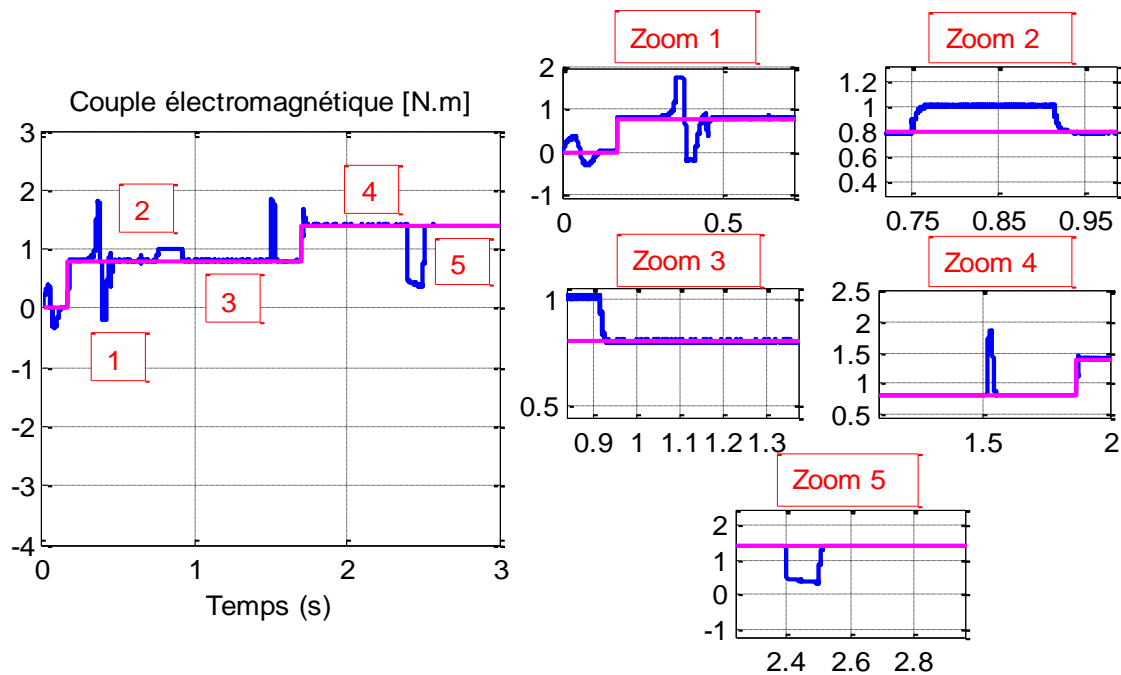


Fig. 4.23 Réponse du couple électromagnétique par la FL-DTC en [N.m]

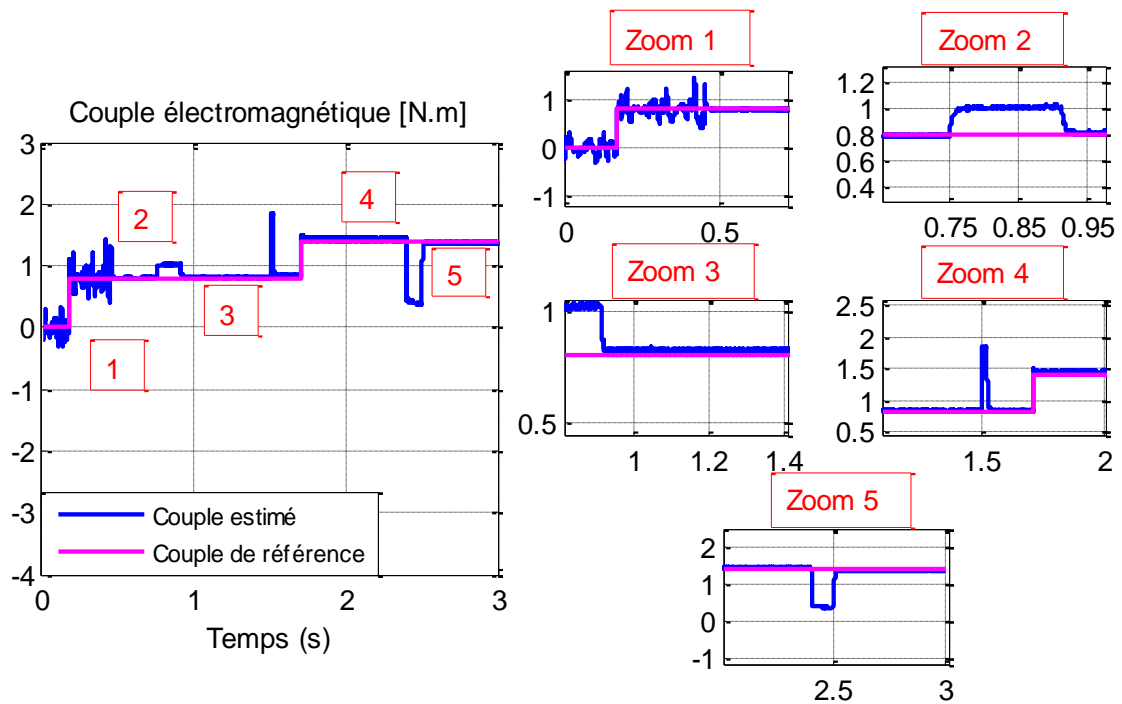


Fig. 4.24 Réponse du couple électromagnétique par la PI-DTC-SPWM avec onduleur trois niveaux en [N.m]

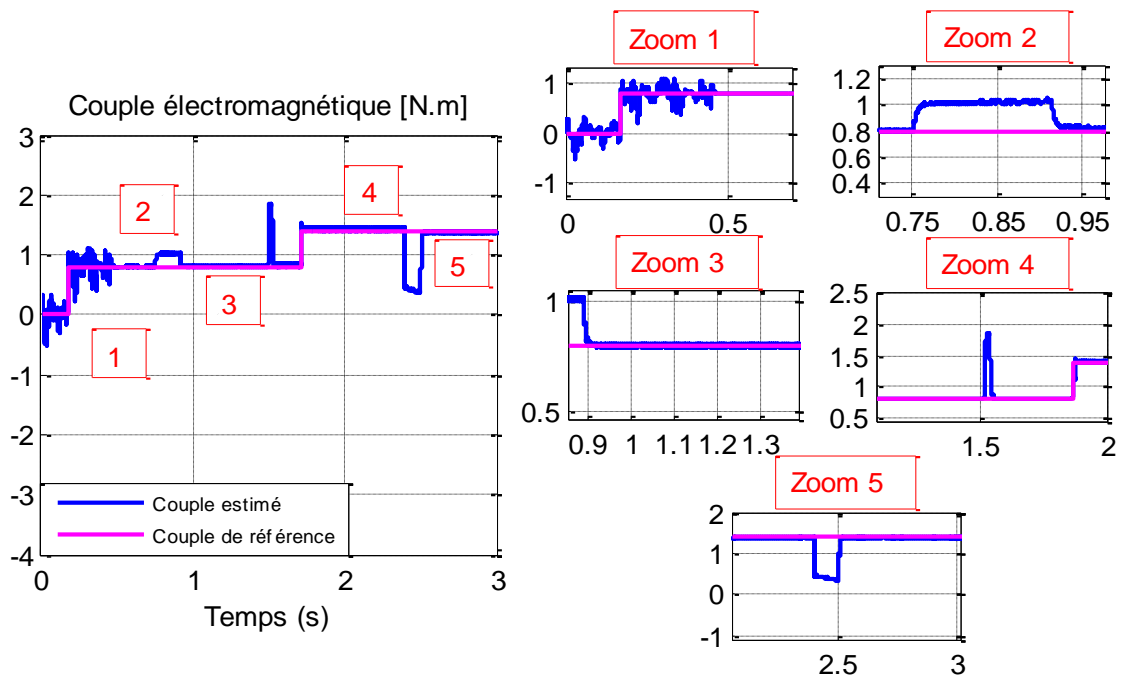


Fig. 4.25 Réponse du couple électromagnétique par la PI-DTC-SPWM avec onduleur cinq niveaux en [N.m]

c. Réponse des courants

Contrairement à la FL-DTC (Fig. 4.26), le courant de démarrage est fortement limité avec la PI-DTC-SPWM (Fig. 4.27 et Fig. 4.28) et l'appel du courant lors du changement instantané de la vitesse est beaucoup plus faible. La forme des courants dans le régime permanent est régulière pour les trois systèmes.

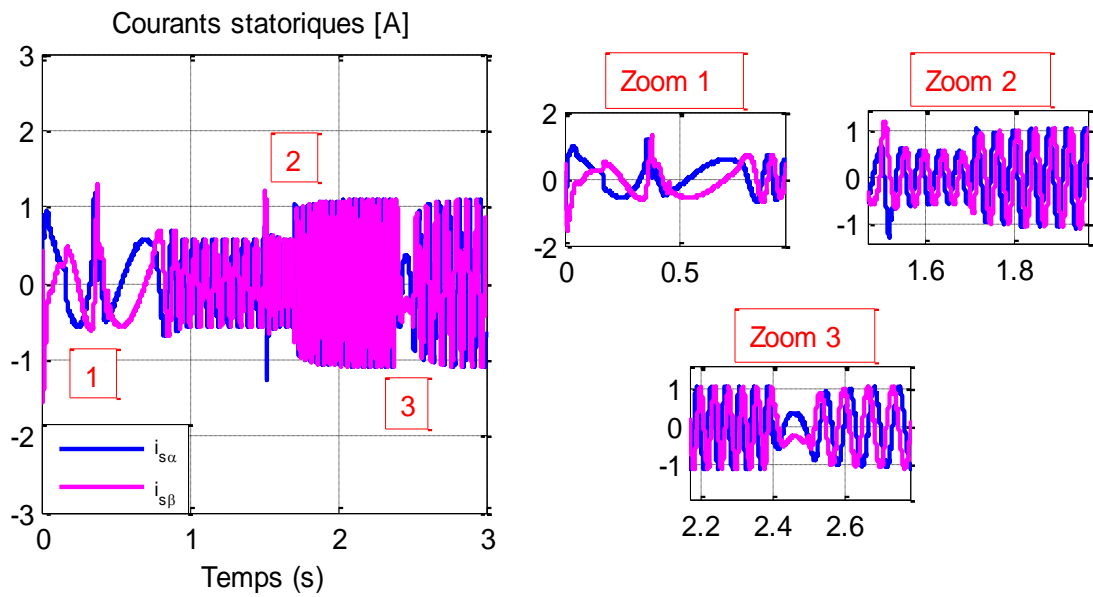


Fig. 4.26 Courants statoriques de la FL-DTC en [A]

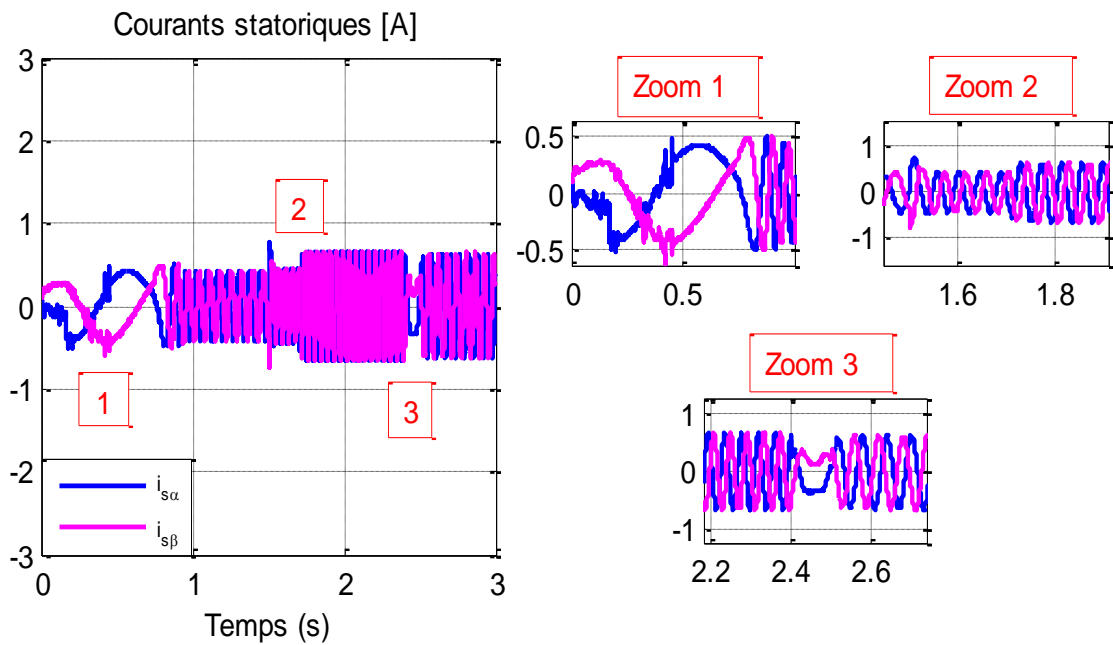


Fig. 4.27 Courants statoriques de la PI-DTC-SPWM avec onduleur trois niveaux en [A]

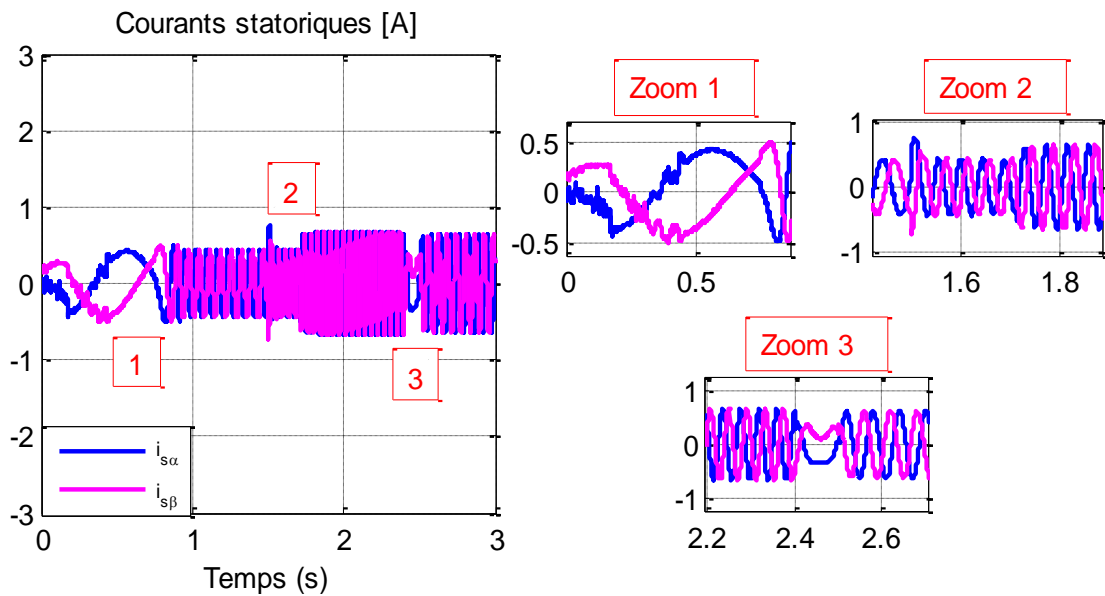


Fig. 4.28 Courants statoriques de la PI-DTC-SPWM avec onduleur cinq niveaux en [A]

9. Conclusion

Dans ce chapitre, trois algorithmes d'estimation de la vitesse de la commande directe du couple basé sur le mode glissant d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur NPC trois niveaux, sont présentés. Il s'agit de l'estimateur direct DCM, d'un estimateur en mode glissant SMO et d'un estimateur du système adaptatif du modèle de référence à flux statorique MRAS. Après l'étude comparative entre ces trois systèmes et pour différentes régions de vitesse, il s'est avéré que les trois estimateurs ne possèdent pas les mêmes performances concernant la sensibilité aux perturbations, la rapidité, les fluctuations et la poursuite de la vitesse mécanique. En effet, le SMO offre une réponse rapide, une robustesse vis-à-vis des perturbations de la charge et un suivi précis surtout pour une région de fonctionnement à basse vitesse, alors que le MRAS affiche ses grandes performances pour les grandes vitesses. Après une réflexion approfondie, une contribution est faite visant à profiter des avantages du SMO et ceux du MRAS, il s'agit d'un observateur duel qui assure l'estimation avec le SMO à basse vitesse et bascule vers l'estimateur SMRAS pour des régions de fonctionnement à grande vitesse. Les résultats de simulation confirment la validité de la solution proposée avec de grandes performances.

Étant donné que le présent travail à aborder plusieurs commandes, de nombreux estimateurs et de topologies d'onduleur différents, une synthèse s'impose. Pour cela une étude comparative entre la logique floue, comme étant une commande à intelligence artificielle, et le contrôle simple PI-DTC-SPWM résume toutes les contributions déjà faites. Le dernier paragraphe de ce chapitre illustre une rivalité de la PI-DTC-SPWM avec la logique floue.

10. Références

- [Amm17] Ammar, A., Bourek, A. & Benakcha, A. Sensorless SVM-Direct Torque Control for Induction Motor Drive Using Sliding Mode Observers. *J Control Autom Electr Syst* 28, 189–202 (2017). <https://doi.org/10.1007/s40313-016-0294-7>.
- [Amm20] Abdelkarim Ammar, Aissa Kheldoun, Brahim Metidji, Tarek Ameid, Younes Azzoug, Feedback linearization based sensorless direct torque control using stator flux MRAS-sliding mode observer for induction motor drive. *ISA Transactions*, Volume 98, March 2020, Pages 382-392. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2019.08.061>.
- [Bah18] M. Bahloul, L. Chrifi-Alaoui, S. Drid, M. Souissi, M. Chaabane, Robust sensorless vector control of an induction machine using Multiobjective Adaptive Fuzzy Luenberger Observer. *ISA Transactions* Volume 74, March 2018, Pages 144-154. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2018.01.019>.
- [Eld20] S. El Daoudi, L. Lazrak and M. Ait Lafkih, Sliding mode approach applied to sensorless direct torque control of cage asynchronous motor via multi-level inverter. *Prot Control Mod Power Syst* 5, 13 (2020), <https://doi.org/10.1186/s41601-020-00159-7>.
- [Kand17] Z. Kandoussi, Z. Boulghasoul, A. Elbacha and A. Tajer, Sensorless Control of Induction Motor Drives Using an Improved MRAS Observer. *J. Electr. Eng. Technol.* 2017, 12(4): 1456-1470. <http://doi.org/10.5370/JEET.2017.12.4.1456>
- [Sch92] C. Schauder, Adaptive Speed Identification For Vector Control Of Induction Motors Without Rotational Transducers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, Issue: 5, Sep/Oct 1992, 1054-1061.
- [Ye19] Shuaichen Ye, Design and performance analysis of an iterative flux sliding-mode observer for the sensorless control of PMSM drives. *ISA Transactions*. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2019.04.009>.

Chapitre 5

IMPLANTATION EXPERIMENTALE

1. Introduction

L'élaboration d'une commande commence, évidemment, par une conception théorique ; une telle phase est constituée par une modélisation dont laquelle plusieurs suppositions et hypothèses simplificatrices s'imposent. Elle s'en suit une simulation qui, en général, reflète un comportement proche de la réalité physique du système, cependant, l'implémentation expérimentale est une phase rude, certes, mais cruciale pour une validation concrète de la commande.

Ce chapitre traite en premier lieu : l'implémentation d'un onduleur didactique à deux niveaux en boucle ouverte et fermée, alimentant une charge résistive triphasée équilibrée, une étude comparative entre cet onduleur et un autre industriel compact « 7MBR15SA120 » de la même topologie est réalisée. En second lieu, la présentation des différents éléments du banc d'essai global est faite, il comprend un moteur asynchrone à cage d'écureuil 300W avec un frein à poudre et une génératrice tachymétrique, un onduleur de tension à deux niveaux « 7MBP75RA120-75A », des capteurs du courant et de tension, des cartes d'alimentations, des cartes d'interfaces et d'adaptations et la carte de développement eZdsp™ F2812.

2. Réalisation de l'onduleur didactique en boucle ouverte

L'objectif principal de cette partie est de réaliser une étude comparative entre un onduleur didactique et un autre industriel de la même topologie à deux niveaux alimentant une charge résistive triphasée équilibrée. Le choix de la topologie se repose sur la simplicité du circuit au cours de l'implémentation, son coût réduit et une commande plus simple.

2.1 Schéma global de l'installation de l'onduleur didactique

La figure 5.1 montre le schéma global de l'installation réalisée, elle comporte deux parties essentielles. Une partie commande qui se compose d'une carte DSP liée directement à un ordinateur et d'une carte d'interface qui réalise l'isolement galvanique et l'adaptation des signaux de commande, la deuxième partie représente le circuit de puissance qui comporte l'onduleur, le filtre et la charge.

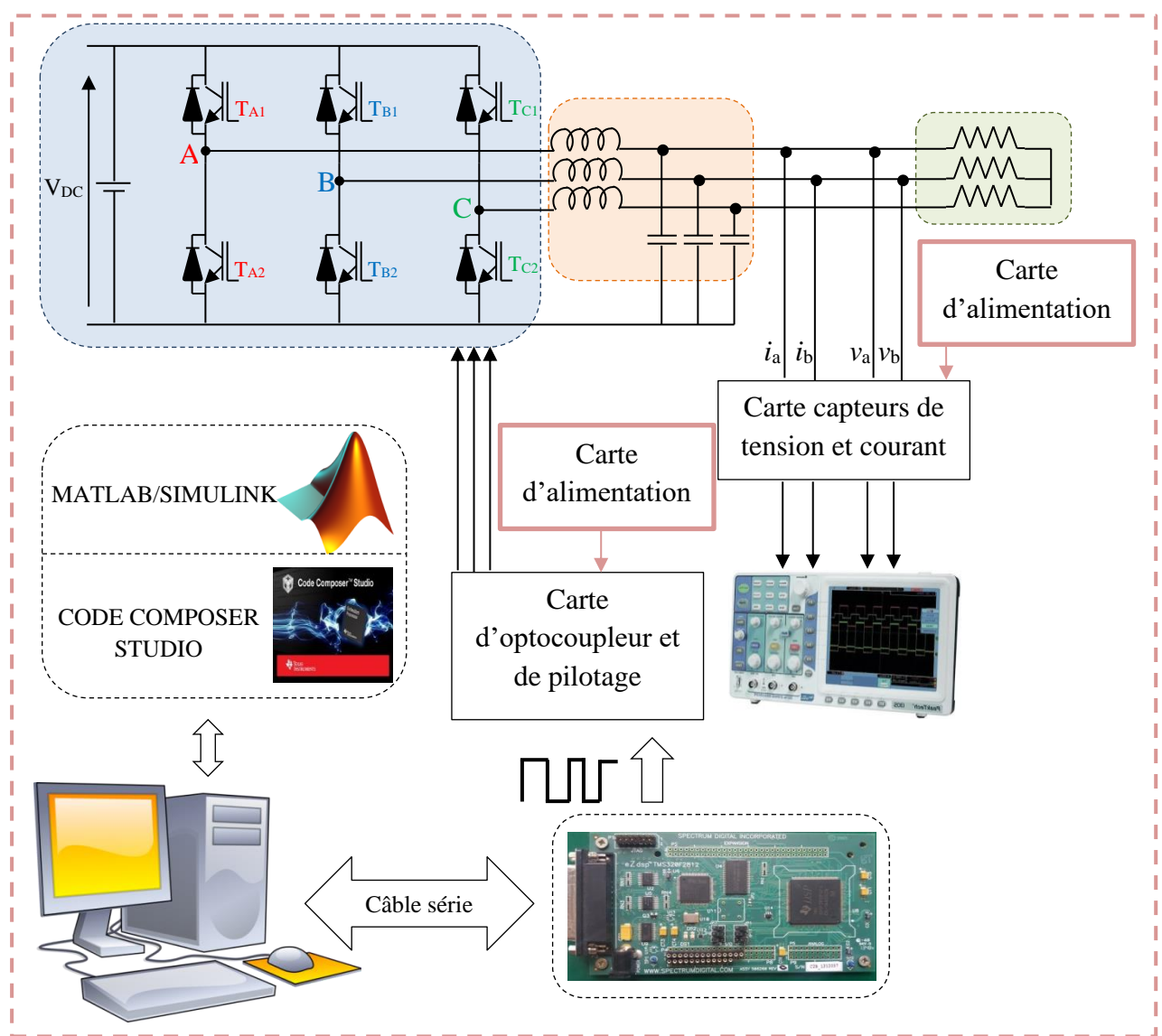


Fig. 5.1 Onduleur deux niveaux alimentant une charge triphasée résistive via un filtre LC en boucle ouverte

2.2 Carte de développement eZdsp™ F2812

La carte de commande utilisée (eZdsp™ F2812) est une carte de développement autonome, de la compagnie Texas instruments, munie d'un DSP de type TMS320F2812 de 32 bits et qui intègre plusieurs périphériques [Spe03] :

- Convertisseurs analogiques numériques 12bits.
- Sorties PWM.
- Entrées sorties logiques GPIO.
- Entrées pour encodeur quadratique.
- Processeur de signal TMS320F2812.
- Performance d'exécution de 150 MIPS.
- RAM de 18K.
- Mémoire Flash de 128K.

- Mémoire SRAM de 64K.
- Registres de 32 bits.
- Connecteurs d'extension.
- Connecteur d'émulation série.
- CPU fonctionnant à 150 MHz.

Pour faciliter la construction et la mise au point des programmes utilisant les DSPs, le logiciel Code Composer Studio (CCS) est nécessaire ; il comprend un éditeur de code source, un compilateur de langage C/C++, un assembleur de code et un environnement d'exécution. Le processeur F2812 prend en charge les périphériques utilisés pour le contrôle et la communication intégrés, tel qu'un module de gestionnaire d'événements pour la modulation de la largeur d'impulsion PWM [Eld18].

2.2.1 Signal de la porteuse PWM

Dans cette application, le module de gestion des événements (EVB) et le temporisateur à usage général du DSP ont été utilisés pour générer une onde PWM asymétrique [Tms10]. Pour régler la période de l'horloge à la fréquence désirée il faut la calculer comme suit :

$$\text{Période du temps} = \text{int } 32 \left(\frac{\text{sysclkout}}{2 \times \text{TPS} \times \text{PWM}_{\text{freq}}} \right) \quad (5.1)$$

Avec:

- SYSCLKOUT est la fréquence d'horloge du processeur (150 MHz pour le DSP TMS320F2812).

-TPS est le « Prescaler » du temps.

La bibliothèque C2000 permet la communication entre MATLAB / SIMULINK et le logiciel Code Composer Studio CCS, ce dernier génère les signaux de commande qui seront envoyés vers la carte DSP après compilation en langage C++. Le schéma du principe de l'exécution de la commande proposée est représenté sur l'organigramme de la Fig. 5.2.

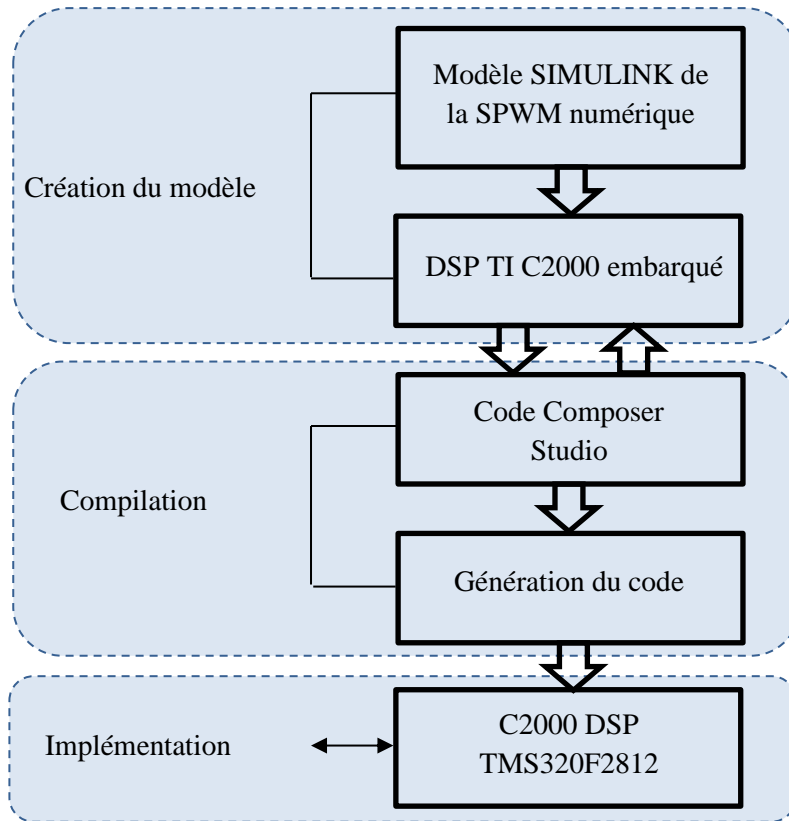


Fig. 5.2 Schéma fonctionnel de l'architecture du contrôle proposé

2.3 Carte d'interface

Dans les applications électroniques, une isolation galvanique performante doit être insérée entre la partie puissance et celle de commande pour assurer la protection, pour cette raison, un optocoupleur de type 4N25 est utilisée [4N25]. Les IGBT sont des dispositifs commandés en tension et nécessitent une valeur assez élevée de cette dernière pour qu'ils soient amorcés. Le pilote IGBT IR2113 est utilisé pour amplifier les signaux de sortie DSP de 3.5V à une valeur proche de 15V [IR2113]. La Fig. 5.3 montre le circuit de pilotage de l'onduleur.

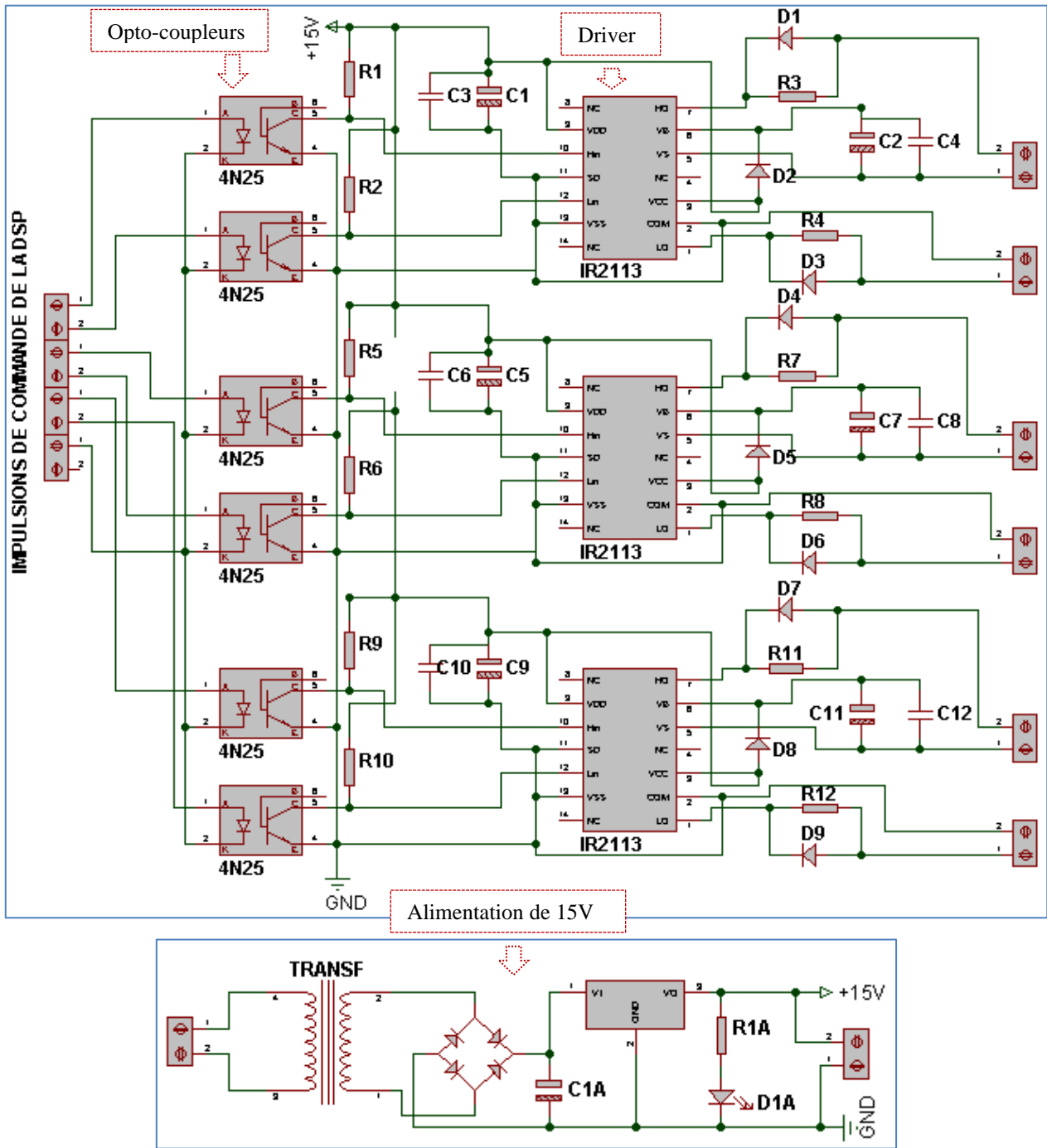


Fig. 5.3 Circuit d'interface de l'onduleur triphasé à deux niveaux

2.4 Onduleur didactique à deux niveaux avec CALC

Le transistor bipolaire à grille isolée 'IGBT' est l'interrupteur choisi pour de nombreuses applications de puissance car il offre un bon compromis entre la vitesse de fonctionnement, les pertes par commutation, et la facilité d'utilisation [Ber01]. Le choix du transistor dans cette implémentation est porté sur IRGPS60B120KDP de 'International IOR Rectifier' supportant 1200V entre ses bornes avec la possibilité de travailler avec un courant maximal de 60A sous une température de 25°C [IRG]. Le transistor IGBT génère des pertes par commutation et par conduction, qui se traduisent par un échauffement du composant, réduisant ainsi ses performances et sa durée de vie.

Les pertes par commutation se produisent pendant la période d'amorçage et du blocage du transistor, elles dépendent principalement de la fréquence de commutation, du courant de charge, de la tension du circuit intermédiaire et de la température de la jonction.

$$\begin{aligned} P_{on} &= E_{on} \times f_s \\ P_{off} &= E_{off} \times f_s \end{aligned} \tag{5.2}$$

Les pertes d'énergie dans les deux états peuvent être calculées à l'aide de l'équation suivante :

$$E_{on/off} = \frac{1}{2} V_{DC} I_L t_{c(on/off)} \tag{5.3}$$

où $t_{c(on)}$ et $t_{c(off)}$ sont respectivement les temps de montée et de descente du courant du collecteur. Le tableau 5.1 montre les pertes par commutation calculées sans circuit d'aide à la commutation. Afin de limiter aux maximums les pertes précitées, deux circuits d'aide à la commutation peuvent être introduits ; un à la fermeture et l'autre à l'ouverture (Fig. 5.4 (a)).

Tableau 5.1 Calcul des pertes par commutation avant l'ajout du circuit CALC

Modèle	Pertes par commutation à la fermeture (mW)	Pertes par commutation à l'ouverture (mW)	Pertes totales par commutation (mW)	Courant employé (mA)	Tension employée (V)
IRGPS60B120K DP	1.26	1.63	2.89	75	15

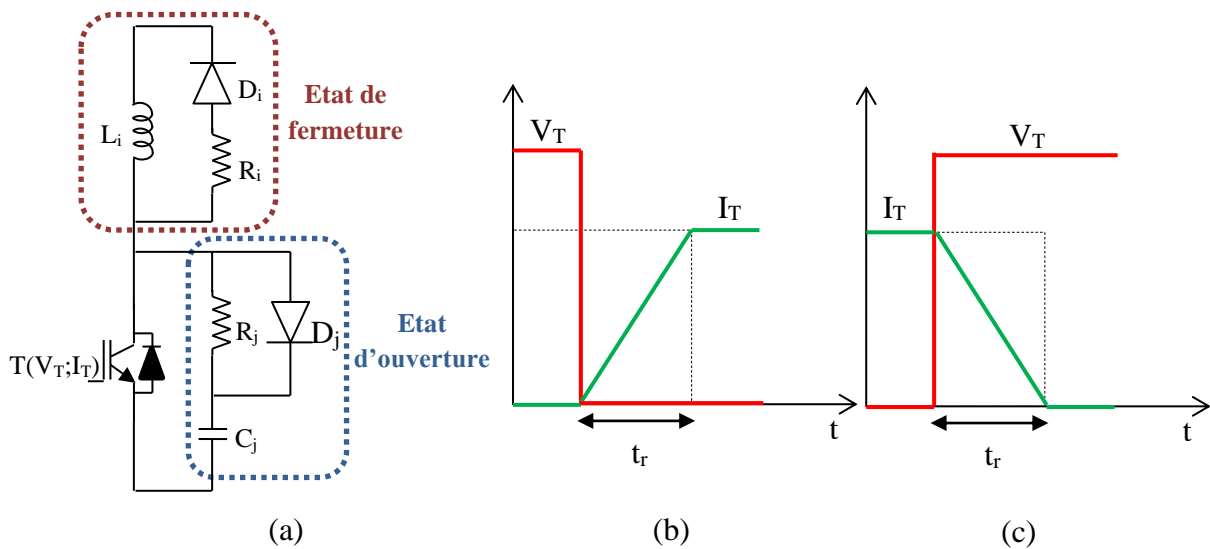


Fig. 5.4 (a) Interrupteur électronique avec le circuit CALC (b) Aide à la commutation à l'état de la fermeture (c) Aide à la commutation à l'état de l'ouverture

a. Etat de fermeture :

Le circuit CALC série retarde la croissance du courant alors la tension aux bornes du transistor s'annule (Fig. 5.4 (b)).

En effet, l'inductance L_i en série avec l'interrupteur permet de ralentir la croissance du courant pendant que la tension chute. Pour évacuer l'énergie emmagasinée dans l'inductance lors de l'ouverture, il faut ajouter une résistance R_i et une diode de roue libre, imposant ainsi le sens du courant I_T dans le transistor. Le dimensionnement du CALC à la fermeture est imposé par deux contraintes :

- La surtension imposée à l'interrupteur ne doit pas dépasser : $\frac{R_i}{I_T}$
- Le temps pour que le CALC soit réinitialisé avant la prochaine fermeture de l'interrupteur :

$$t_i = \frac{3L_i}{R_i} \text{ avec : } L_i = \frac{V_T \times t_r}{I_T}$$

Avec:

t_r : le temps de passage à l'état haut de l'IGBT ;

V_T et I_T : sont la tension et le courant supportés par le commutateur IGBT ;

R_i et L_i : sont respectivement la résistance et l'inductance du CALC à l'état de fermeture.

L'énergie maximale dans l'inductance est atteinte lorsque le composant est traversé par le courant de charge :

$$E_{on} = \frac{1}{2} L_i I_L^2 \quad (5.4)$$

La puissance dissipée P_{on} est exprimée par :

$$P_{on} = E_{on} \times f_s = \frac{1}{2} L_i I_L^2 \times f_s \quad (5.5)$$

b. Etat d'ouverture :

De façon duale, il faut ralentir cette fois l'évolution de la tension aux bornes de l'interrupteur, pour cela un condensateur est placé en parallèle. Ce dernier se charge à travers la diode, limitant ainsi la croissance de la tension et dérivant une partie du courant, la résistance en série permet la décharge du condensateur [CALC]. Le circuit CALC parallèle dépend aussi de deux contraintes :

- La surintensité imposée au commutateur ne doit pas dépasser : $\frac{V_T}{R_j}$
- L'interrupteur doit rester fermé au cours de la décharge du condensateur : $t_j = 3R_j \times C_j$
 avec : $C_j = \frac{4}{9} \times \frac{I_T \times t_f}{2 \times V_T}$

Avec : t_f est le temps de passage à l'état bas de l'IGBT; R_j et C_j sont respectivement la résistance et la capacité du CALC à l'état d'ouverture.

La puissance dissipée à l'état d'ouverture est liée à l'énergie stockée dans le condensateur par les relations suivantes :

$$P_{\text{off}} = E_{\text{off}} \times f_s = \frac{1}{2} C_j V_{\text{DC}}^2 \times f_s \quad (5.6)$$

Le tableau ci-dessous présente les pertes par commutation résultantes dans les deux états du commutateur après l'ajout du circuit d'aide à la commutation. Le circuit CALC a contribué à une nette réduction des pertes par commutation, cette amélioration sera encore flagrante si le système fonctionnait en vrais grandeurs de tension et de courant.

Tableau 5.2 Calcul des pertes par commutation après l'ajout du circuit CALC

Modèle	Pertes par commutation à la fermeture (mW)	Pertes par commutation à l'ouverture (mW)	Pertes totales par commutation (mW)	Courant employé (mA)	Tension employée (V)
IRGPS60B120K DP	0.295	0.264	0.559	75	15

La Fig. 5.5 montre le circuit de l'onduleur didactique à deux niveaux avec les circuits d'aide à la commutation.

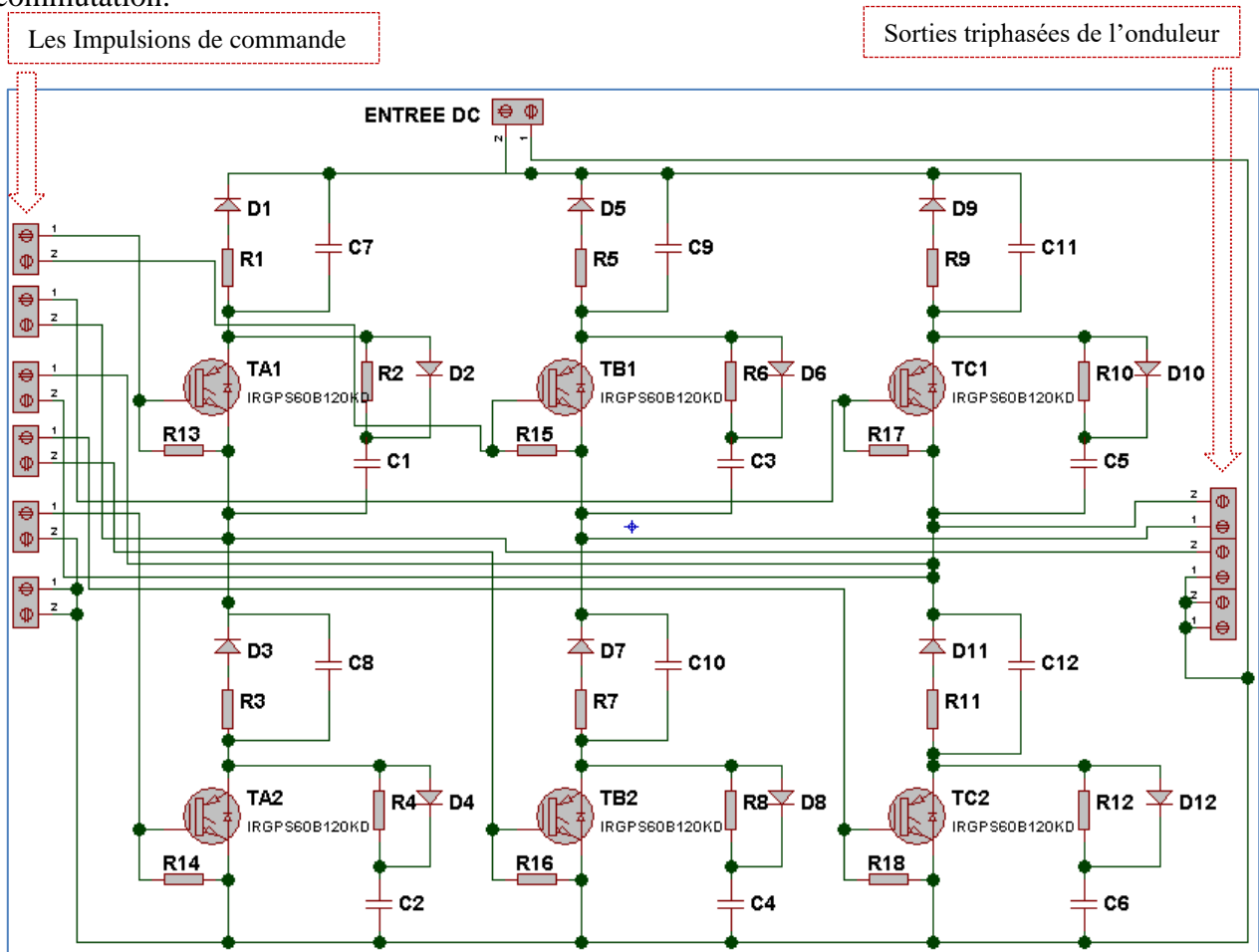


Fig. 5.5 Circuit de puissance de l'onduleur triphasé à deux niveaux

2.5 Onduleur industriel complet 7MBR15SA120

Le deuxième onduleur utilisé dans la réalisation est le module compact d'IGBT 7MBR15SA120. Ce module est utilisé souvent pour des applications qui demande une grande puissance telles que les moteurs électriques [7MBR15SA120]. La Fig. 5.6 montre le circuit équivalent du module 7MBR15SA120, il intègre sous le même boîtier un redresseur, un Brake qui sert à récupérer l'énergie lors d'un freinage de la machine ou d'un changement de sens de rotation, un onduleur et une thermistance. Concernant cette application, seule la partie onduleur du module complet est utilisée.

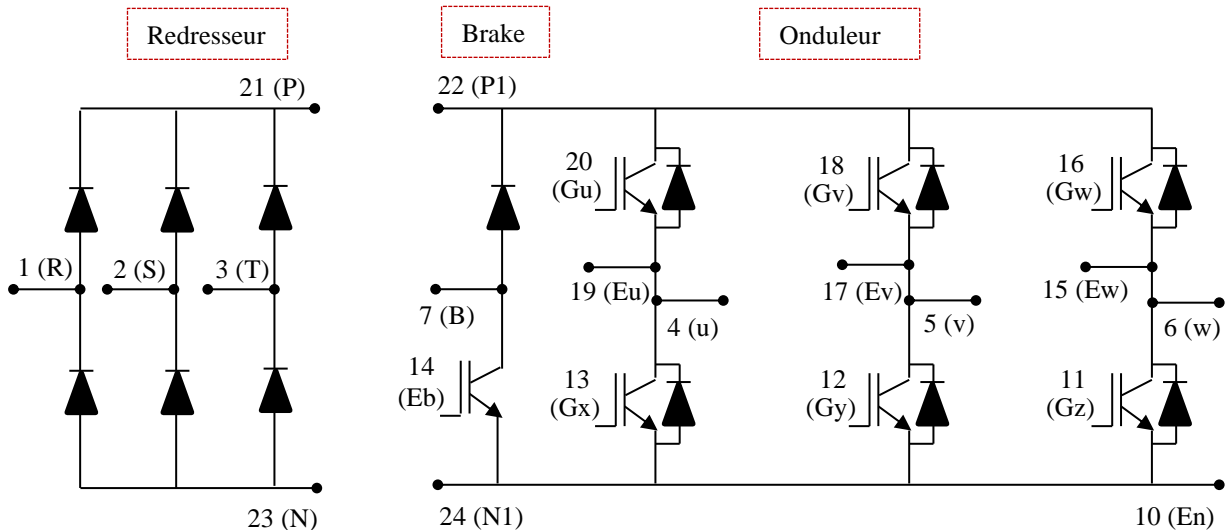


Fig. 5.6 Circuit équivalent du module industriel complet 7MBR15SA120

2.6 Conception du filtre LC

La topologie du filtre la plus convenable quand il s'agit d'une liaison de l'onduleur avec une charge est la combinaison d'une inductance série avec une capacité parallèle. Les filtres LC sont utilisés pour réduire l'ondulation de la tension, ils peuvent être un facteur important dans la taille, le poids et le coût de l'installation entière. Le dimensionnement du filtre doit être bien fait pour engendrer moins de pertes, l'expression de la valeur de l'inductance et de la capacité dans la condition de charge maximale peut être déduite des équations suivantes [Roy18] :

$$L = \frac{R_L}{\omega_1} \sqrt{\left(\alpha^2 - \frac{\omega_1^4}{\omega_c^4}\right)}, \quad C = \frac{1}{R_L} \sqrt{\left(\frac{\omega_1^2}{\alpha^2 \omega_c^4 - \omega_1^4}\right)} \quad (5.7)$$

- ω_1 est la fréquence fondamentale ;
- R_L est la charge maximale de l'onduleur ;
- α est la fraction de la tension de sortie, c'est-à-dire le rapport entre la tension d'inductance et la tension de sortie ;
- ω_c est la pulsation de coupure du filtre en radian.

$$\omega_c^2 = \frac{1}{LC} \quad (5.8)$$

En considérant une distorsion à moins de 0.3% conformément à la directive IEEE1547, les deux fréquences f_s (fréquence de commutation) et f_c (fréquence de coupure) doivent obéir à la relation suivante :

$$\frac{f_s}{f_c} < k, \text{ dont } k \ll 14 \quad (5.9)$$

3. Réalisation de l'onduleur didactique en boucle fermée

3.1 Schéma global de l'installation

Le système prototype expérimental de l'onduleur triphasé en boucle fermée est illustré dans la figure 5.7. L'ensemble du système proposé est le même que celui présenté dans le paragraphe précédent (réalisation de l'onduleur didactique en boucle ouverte) avec l'ajout d'une carte capteurs de tension/courant et d'une carte d'isolation et d'adaptation pour fournir une isolation électrique entre le circuit de commande (CAN de la carte DSP) et le circuit de puissance.

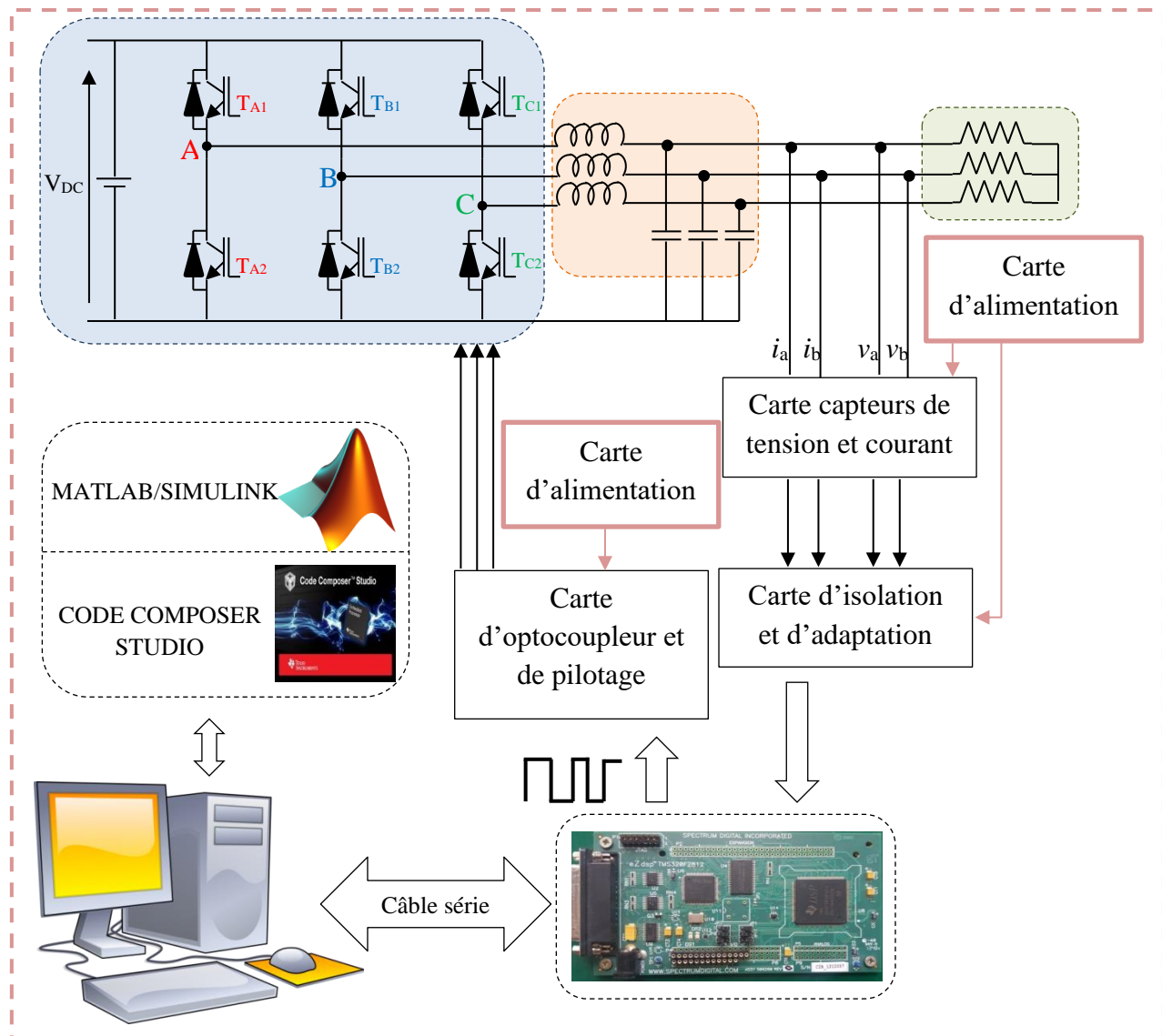


Fig. 5.7 Onduleur deux niveaux alimentant une charge triphasée résistive via un filtre LC en boucle fermée

3.2 Stratégie de contrôle en boucle fermée de l'onduleur triphasé

La stratégie de contrôle proposée est illustrée dans la figure 5.8 dont deux boucles (interne et externe) en cascade sont utilisées ; la boucle externe est liée à la commande de sortie de tension de charge où deux capteurs de tension sont utilisés pour fournir deux signaux de rétroaction dans les phases (A) et (B). Étant donné que la charge est connectée en étoile et que la somme des tensions de phase est nulle, la mesure de la tension de la phase (C) n'est pas nécessaire. La boucle interne est destinée pour la régulation des courants d'inductance de la boucle externe des tensions. Cette structure fournit les tensions de référence au bloc de la modulation de la largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM) afin de générer les états de commutation de l'onduleur.

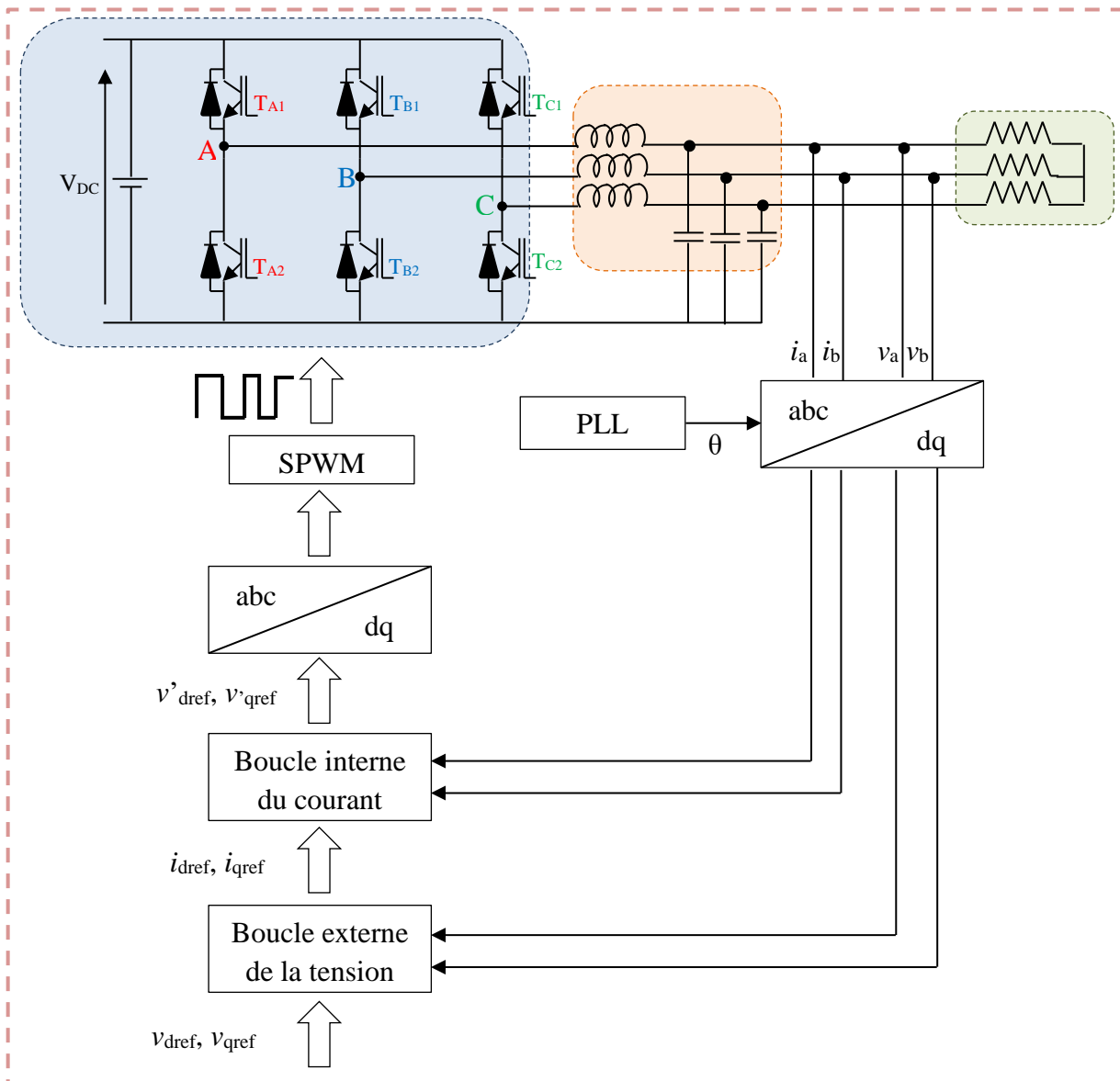


Fig. 5.8 Stratégie de contrôle de l'onduleur triphasé à deux niveaux

3.2.1 Modélisation du filtre LC

Le fonctionnement du filtre LC est illustré par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_{L(abc)}}{dt} = \frac{1}{L} \left[v_{OND(abc)} - v_{SORTIE(abc)} \right] \\ \frac{dv_{SORTIE(abc)}}{dt} = \frac{1}{C} \left[i_{L(abc)} - \frac{v_{SORTIE(abc)}}{R} \right] \end{cases} \quad (5.10)$$

Après la transformation de PARK, le système d'équations suivant est obtenu :

$$\begin{cases} \frac{di_{L(dq)}}{dt} \pm \omega i_{L(dq)} = \frac{1}{L} \left[v_{OND(dq)} - v_{SORTIE(dq)} \right] \\ \frac{dv_{SORTIE(dq)}}{dt} \pm \omega v_{SORTIE(dq)} = \frac{1}{C} \left[i_{L(dq)} - \frac{v_{SORTIE(dq)}}{R} \right] \end{cases} \quad (5.11)$$

Le modèle de l'onduleur de tension et du filtre LC dans le repère fixe (dq) est représenté par des équations couplées qui aboutissent à un système non linéaire. En guise de solution, la grandeur responsable du couplage pour chaque axe peut être considérée comme une perturbation [Qin05].

3.2.2 Design de la boucle interne du courant

Le réglage des paramètres PI pour le contrôle du courant et de la tension est effectué uniquement pour l'axe d puisque les boucles de contrôle d et q ont la même dynamique.

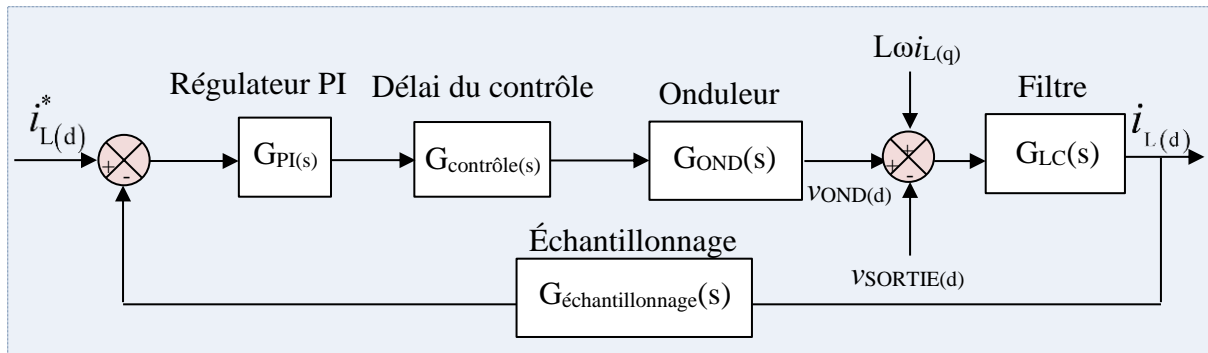


Fig. 5.9 Schéma fonctionnel de la boucle de régulation du courant suivant l'axe d

Après compensation des perturbations représentée sur la figure 5.9, la fonction de transfert en boucle ouverte du courant peut s'écrire de la manière simplifiée comme :

$$G_{BO(ctr)}(s) = G_{PI}(s) \times G_{contrôle}(s) \times G_{OND}(s) \times G_{LC(ctr)}(s) \times G_{échantillonnage}(s) \quad (5.12)$$

$$G_{BO(ctr)}(s) = K_{p(ctr)} \left(\frac{1 + T_{i(ctr)}s}{T_{i(ctr)}s} \right) \times \left(\frac{1}{1 + T_s s} \right) \times \left(\frac{1}{1 + T_e s} \right) \times \left(\frac{1}{Ls} \right) \times \left(\frac{1}{1 + 0.5T_s s} \right) \quad (5.13)$$

$$G_{BO(ctr)}(s) = K_{p(ctr)} \left(\frac{1 + T_{i(ctr)}s}{T_{i(ctr)}s} \right) \times \left(\frac{1}{1 + T_\chi s} \right) \times \left(\frac{1}{Ls} \right) \quad (5.14)$$

Avec : $T_\chi = T_s + 0.5T_s + 0.5T_s$.

Les valeurs du régulateur PI sont calculées en utilisant la méthode de symétrie optimale [Bus 06].

On choisit $T_{i(ctr)}$ comme :

$$K_{p(\text{crit})} = \frac{L}{aT_\chi} = \frac{L}{2aT_s}; \quad T_{i(\text{crit})} = a^2T_\chi \quad (5.15)$$

3.2.3 Design de la boucle externe de la tension

L'expression de la fonction de transfert de tension en boucle ouverte (Fig. 5.10) après compensation des perturbations de manière simplifiée est illustrée ci-dessous :

$$G_{\text{BO}(v)}(s) = G_{\text{PI}}(s) \times G_{\text{BF}(I)}(s) \times G_v(s) \times G_{\text{échantillonnage}}(s) \quad (5.16)$$

$$G_{\text{BO}(v)}(s) = K_{p(v)} \left(\frac{1 + T_{i(v)}s}{T_{i(v)}s} \right) \times \left(\frac{1 + 0.5T_\chi s}{1 + 2T_\chi s} \right) \times \left(\frac{1}{Cs + \frac{1}{R}} \right) \times \left(\frac{1}{1 + 0.5T_\chi s} \right) \quad (5.17)$$

$$G_{\text{BO}(v)}(s) = K_{p(v)} \left(\frac{1 + T_{i(v)}s}{T_{i(v)}s} \right) \times \left(\frac{1}{1 + T_{\text{eq}}s} \right) \times \left(\frac{K_C}{1 + T_Cs} \right) \quad (5.18)$$

Avec : $T_{\text{eq}} = 2T_\chi = 4T_s$; $K_C = \frac{1}{R}$; $T_C = RC$.

La constante de temps du régulateur PI est choisie pour compenser le pôle dominant ($T_{i(v)} = T_{\text{eq}}$), la fonction de transfert du système en boucle ouverte devient alors :

$$G_{\text{BO}(v)}(s) = \frac{K_{p(v)} \times K_C}{T_{\text{eq}}s(1 + T_Cs)} \quad (5.19)$$

La fonction en boucle fermée est :

$$G_{\text{BF}(v)}(s) = \frac{K_{p(v)} \times K_C}{K_{p(v)} \times K_C + T_{\text{eq}}s(1 + T_Cs)} = \frac{1}{1 + \frac{T_{\text{eq}}}{K_{p(v)} \times K_C}s + \frac{T_C T_{\text{eq}}}{K_{p(v)} \times K_C}s^2} \quad (5.20)$$

$$G_{\text{BF}(v)}(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_c}s + \frac{1}{(\omega_c)^2}s^2} \quad (5.21)$$

Le dimensionnement du régulateur est fait en imposant un facteur d'amortissement $\xi = 0.707$, limitant le dépassement (supérieur à moins de 5%) et un temps de stabilisation de 0.2 s [Wan12].

Dans ces conditions, les gains du régulateur PI sont :

$$K_{p(v)} = \frac{T_{\text{eq}}}{2K_C T_C}; \quad K_{i(v)} = \frac{K_{p(v)}}{2K_C T_C} \quad (5.22)$$

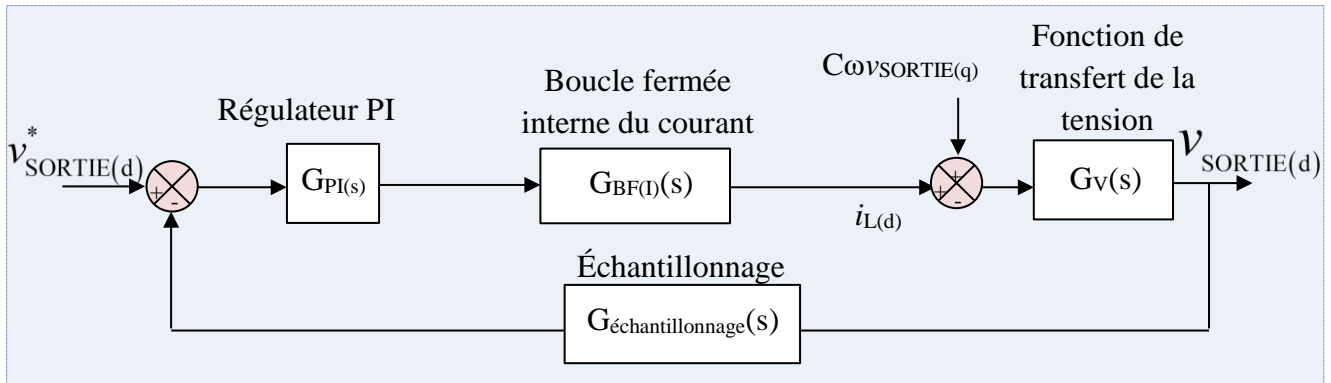


Fig. 5.10 Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de la tension suivant l'axe d

3.3 Module convertisseur analogique-numérique

Le convertisseur analogique-numérique (CAN et ADC en anglais) est un double CAN 12 bits, 16 canaux. Le CAN 12 bits possède un circuit d'échantillonnage et de maintien intégré. Les 16 canaux fournissent des entrées multiplexées au CAN, chaque conversion peut être programmée pour sélectionner l'un des 16 canaux d'entrée. Le temps de conversion est de 200 ns pour une seule conversion et de 60 ns pour les conversions en pipeline. L'entrée de tension analogique est limitée de 0 à 3 V, la valeur numérique du CAN peut être calculée par l'équation suivante, où ADCLO est la valeur de référence de masse pour le CAN [Tex10].

$$\text{Valeur numérique} = 4095 \left(\frac{\text{Tension analogique d'entrée} - \text{ADCLO}}{3} \right) \quad (5.23)$$

3.4 Circuits des capteurs

Les cartes de mesure constituées par des capteurs à effet Hall, nécessaires à la mesure de la tension et du courant, sont décrites ci-dessous.

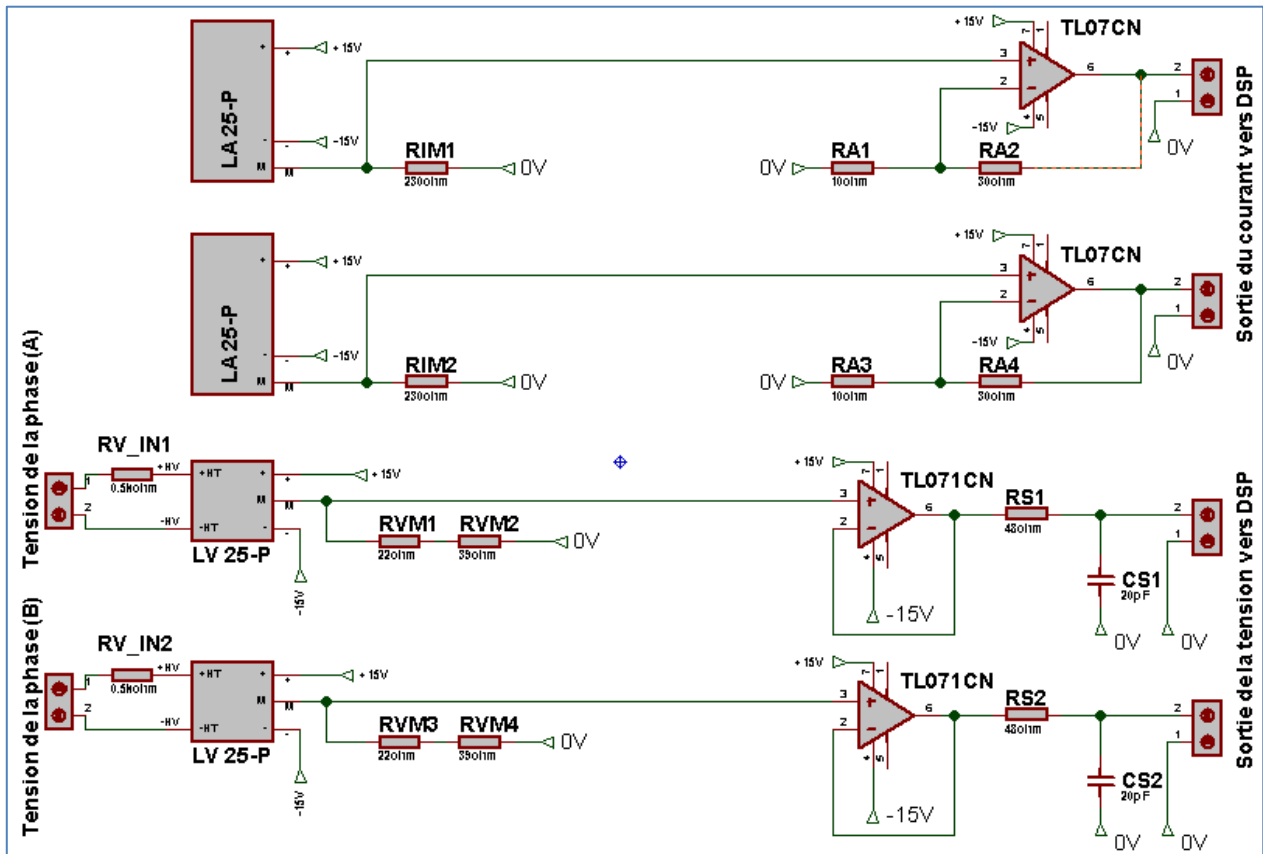


Fig. 5.11 Carte d'implémentation des capteurs du courant LA25-p et de la tension LV25-p

3.4.1 Capteur de tension

Etant donné que le système est équilibré et en raison d'économie des composants, seules les tensions de deux phases de l'onduleur implémenté sont mesurées à l'aide du capteur de tension LV 25-P [LV 25-P]. La carte capteur utilisée dans l'étude est illustrée à la figure 5.11, chaque capteur comporte cinq pins, deux pour l'entrée puissance \pm HT, deux pour une alimentation polarisée (\pm 15V) et le cinquième pour la mesure. Le capteur de tension LV25-P doit être connecté à deux résistances (RVM1, RVM2) en série avec la sortie de mesure, en plus, une résistance de puissance de 0.5 K Ω est utilisée pour réduire le courant primaire qui ne doit pas dépasser 10 mA. L'emploi d'un amplificateur opérationnel non inverseur TL071CN à la sortie du capteur permet d'adapter la grandeur mesurée à 3.3V admissible par la carte DSP, il assure aussi une protection de cette dernière.

3.4.2 Capteur du courant

Le capteur de courant utilisé dans l'étude est représentée sur la figure 5.11, il comporte trois pins ; deux permettent le raccordement du capteur à une alimentation polarisée (\pm 15 V) et l'autre sert à la prise de mesure. Le capteur de courant LA 25-P doit être connecté à une résistance (RIM1) en série à la borne de mesure comme indiqué sur la figure 5.11 [LA 25-P]. La valeur de la résistance de mesure est sélectionnée pour avoir une plage de sortie limitée à 3.3 Vpp en fonctionnement normal.

La sortie du capteur de courant est connectée à un amplificateur opérationnel non inverseur TL071CN pour assurer la protection de la carte DSP.

4. Résultats expérimentaux de l'onduleur didactique et industriel en boucle ouverte

La réalisation pratique est constituée de quatre parties principales ; la carte de commande eZdsp™ F2812, le circuit d'interfaçage, les onduleurs à deux niveaux didactique et à module industriel puis le filtre LC connecté à une charge triphasée équilibrée résistive.

4.1 Résultats expérimentaux avec différentes fréquences de commutation

Dans cette partie, les résultats expérimentaux sont présentés des deux onduleurs pour deux fréquences de commutation différentes 2KHz et 5KHz tout en gardant constant l'indice de modulation de la stratégie de commande DSPWM.

La Fig. 5.12 (a) affiche les signaux de commande à la sortie de la carte DSP de deux IGBTs de l'état haut de deux bras de l'onduleur pour la fréquence de commutation 2KHz, elle montre bien le décalage des deux signaux de commande de 120°. La Fig. 5.12 (b) affiche les signaux de commande de deux IGBTs de l'état haut de deux bras de l'onduleur pour la fréquence de commutation 5KHz, elle montre toujours le décalage des deux signaux de commande de 120°.

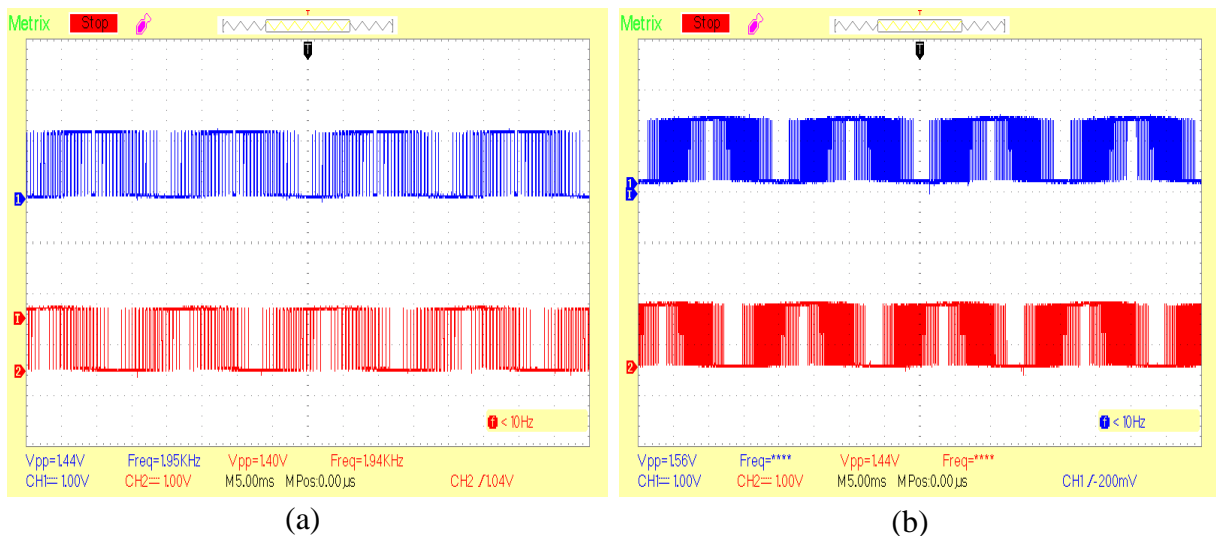


Fig. 5.12 Signaux de commande de deux IGBTs de l'état haut des deux bras d'onduleur (a) à 2KHz et (b) à 5KHz

La Fig. 5.13 présente la carte d'interface réalisée, elle assure l'isolement galvanique entre la commande et la puissance grâce à l'emploi des opto-coupleurs 4N25 et l'adaptation des signaux d'amorçage des IGBTs avec les DRIVERS IR2113.

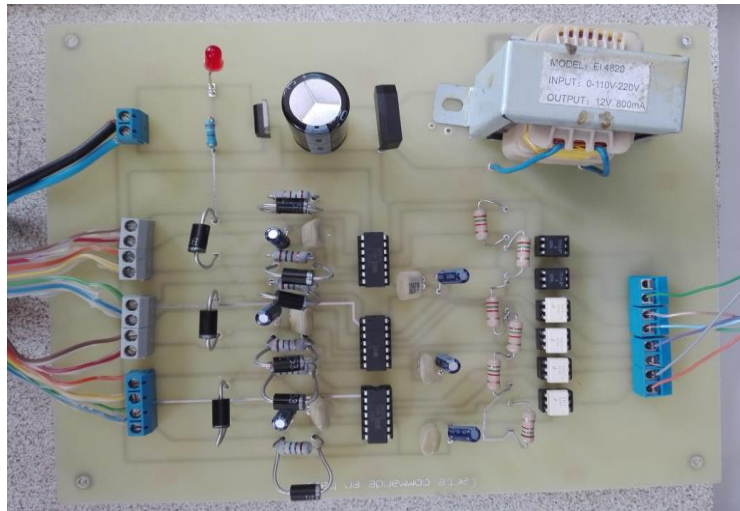


Fig. 5.13 Carte d'interface avec sa propre alimentation 15V DC

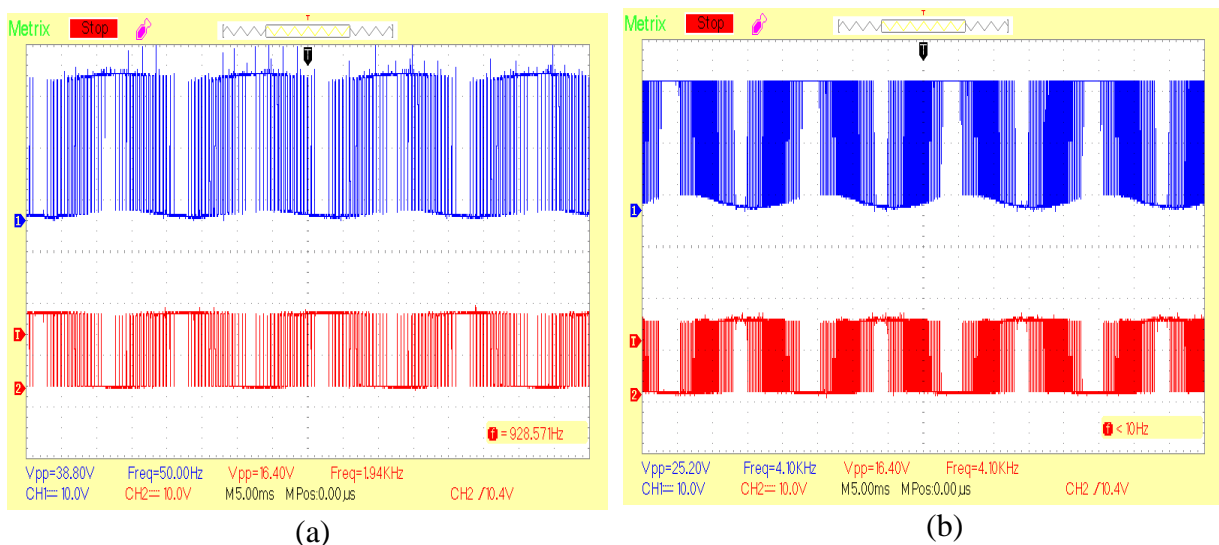


Fig. 5.14 Sorties Driver 'Etat haut et bas' (a) à 2KHz et (b) à 5KHz

Chaque DRIVER de la carte sert à amorcer deux IGBTs du même bras de l'onduleur. La figure 5.14 (a) montre les états bas et haut d'un DRIVER IR2113, il amplifie les sorties des opto-coupleurs jusqu'à 16.4V/38.8V pour la fréquence 2KHz. La figure 5.14 (b) présente les signaux de sortie du DRIVER pour la fréquence de commutation 5KHz, ils sont amplifiés à 16.4V/25.2V.

La photo de la figure 5.15 expose l'onduleur réalisé didactique avec six IGBTs avec leurs radiateurs et leurs circuits d'aide à la commutation. La Fig. 5.16 montre le module industriel complet de type 7MBR15SA120 utilisé dans la réalisation pratique. Les deux onduleurs réalisés sont alimentés avec la même tension continue 15V DC.

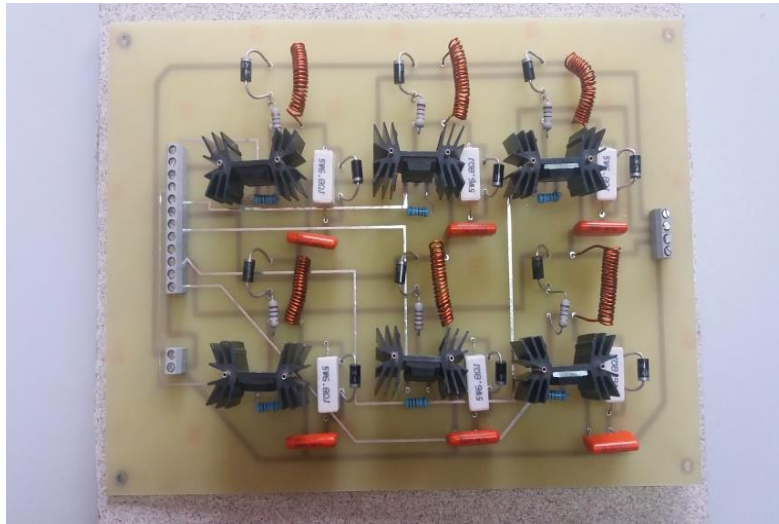


Fig. 5.15 Onduleur didactique avec six IGBTs de type IRGPS60B120KDP

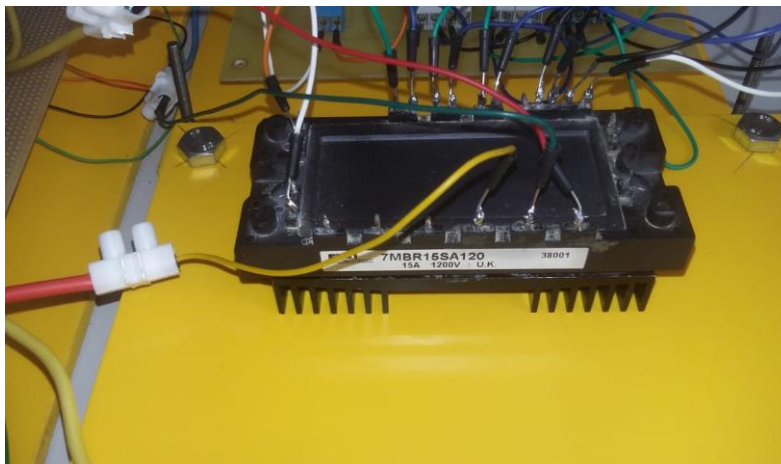


Fig. 5.16 Module compact de l'onduleur 7MBR15SA120

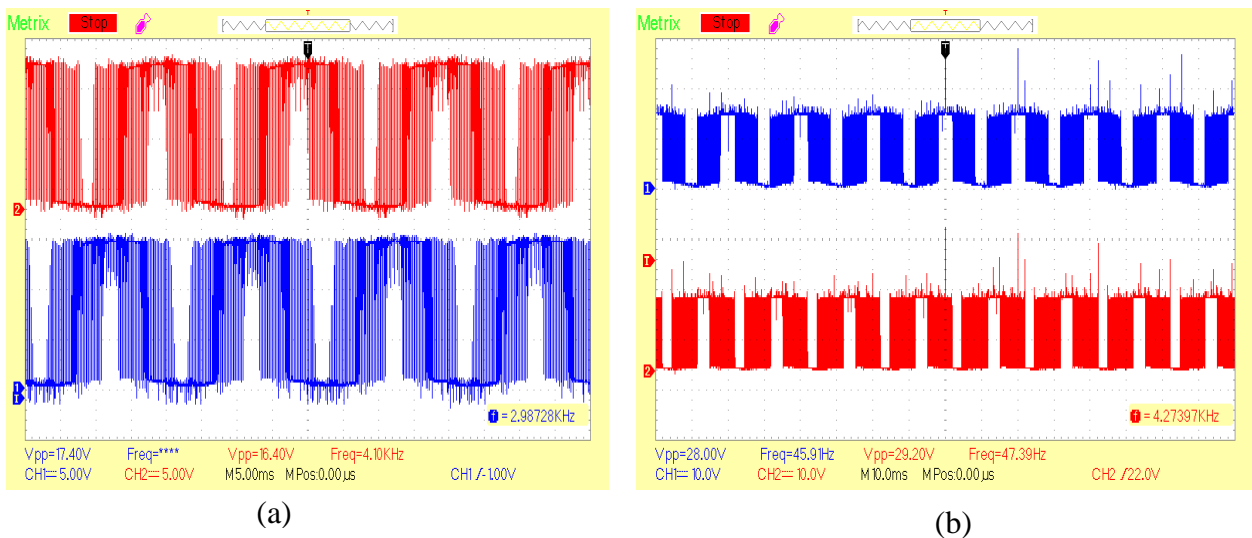


Fig. 5.17 Tension simple avant filtrage des phases 1 et 3 à 5KHz (a) du IRGPS60B120KDP et (b) du 7MBR15SA120

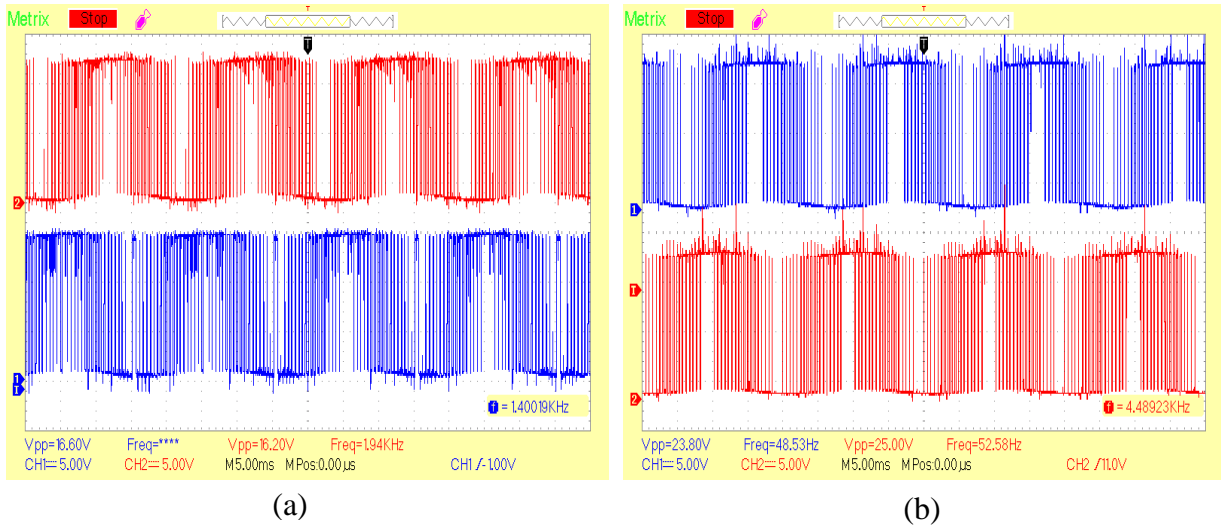


Fig. 5.18 Tension simple avant filtrage des phases 1 et 3 à 2KHz (a) du IRGPS60B120KDP et (b) du 7MBR15SA120

Pour la fréquence de commutation 5KHz, on peut remarquer d’après les figures 5. 17 que les amplitudes des tensions simples de sortie des onduleurs ont été amplifiées à presque 17.4V pour IRGPS60B120KDP et 29V pour le compact 7MBR15SA120. Cette augmentation peut être interpréter par la méthode de mesure de l’oscilloscope qui tient compte des harmoniques. De même pour la fréquence de commutation 2KHz, les amplitudes des tensions simples de sortie valent respectivement 16V et 25V pour IRGPS60B120KDP et le compact 7MBR15SA120. Il faut noter même si la fréquence de commutation varie aux alentours de 2 à 5KHz, les tensions simples de sortie des deux onduleurs présentent toujours un déphasage régulier de $2\pi/3$.

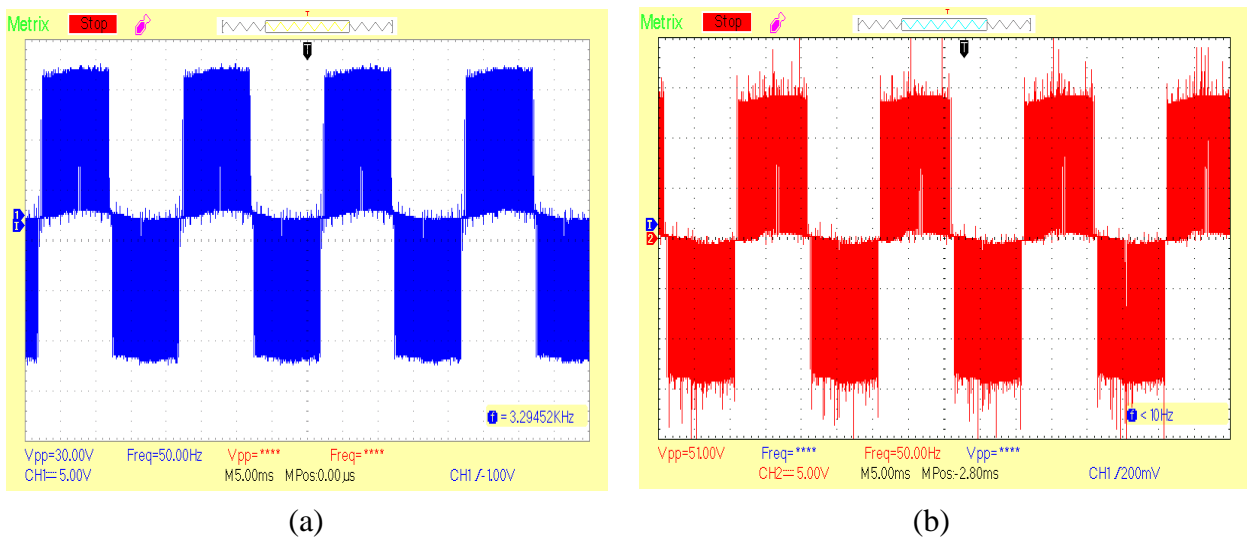


Fig. 5.19 Tension composée Vbc avant filtrage à 5KHz (a) du IRGPS60B120KDP et (b) du 7MBR15SA120

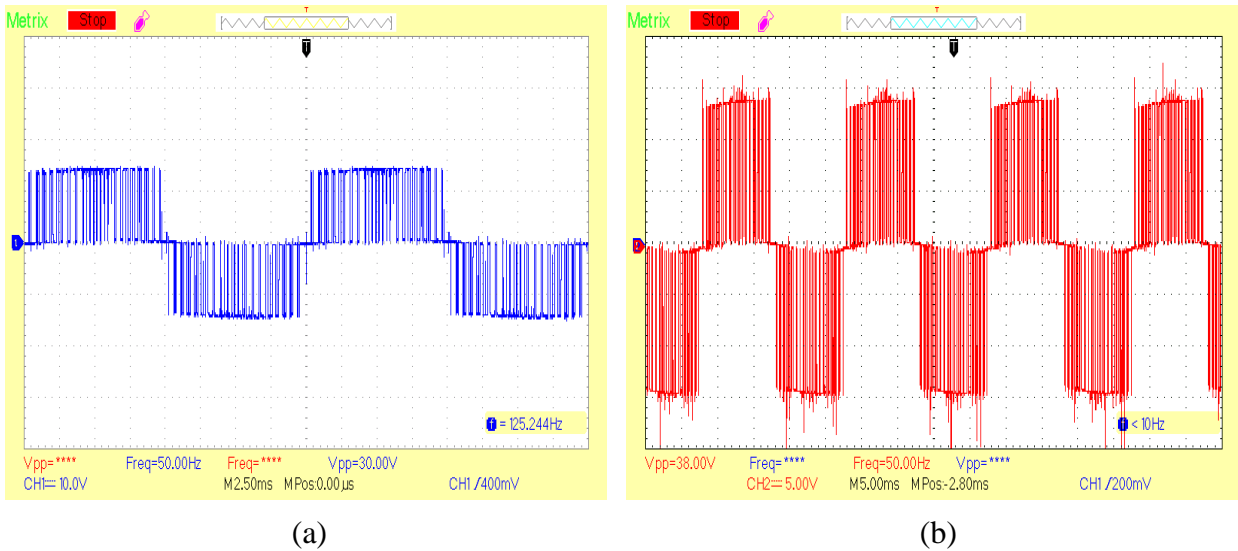


Fig. 5.120 Tension composée Vbc avant filtrage à 2KHz (a) du IRGPS60B120KDP et (b) du 7MBR15SA120

Les Fig. 5.19 et 5.20 présentent les tensions composées des deux onduleurs pour les deux fréquences. Les amplitudes ont des valeurs de 51V et 38V pour l’onduleur industriel aux fréquences 5KHz et 2KHz respectivement, alors que l’amplitude de la tension composée de l’onduleur didactique reste la même (30V) pour les deux fréquences.

Dont le but d’aboutir à un système triphasé équilibré et parfaitement sinusoïdal aux bornes de la charge, la carte de la figure 5.16 est réalisée avec trois bobines de même inductance 383 μ H et trois condensateurs identiques de 470 μ F.

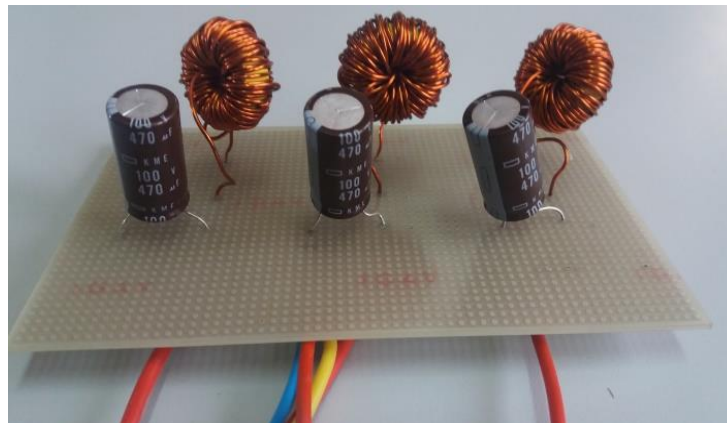


Fig. 5.21 Filtre LC

Les tensions simples obtenues après filtrage, pour la fréquence 5KHz (Fig. 5.22), forment un système triphasé équilibré parfaitement sinusoïdal avec une fréquence de 50Hz, un déphasage régulier de $2\pi/3$ et de même amplitude et ce pour les deux onduleurs, ce qui prouve l’efficacité et la grande performance de l’onduleur didactique réalisé au laboratoire avec des composants élémentaires. Les résultats sont similaires pour la fréquence 2KHz (Fig. 5.23), cependant, il faut remarquer une légère distorsion au niveau de la tension simple d’une seule phase qui est dû au fait qu’on opère à une fréquence assez loin de celle (5KHz) qui a servi au dimensionnement du filtre.

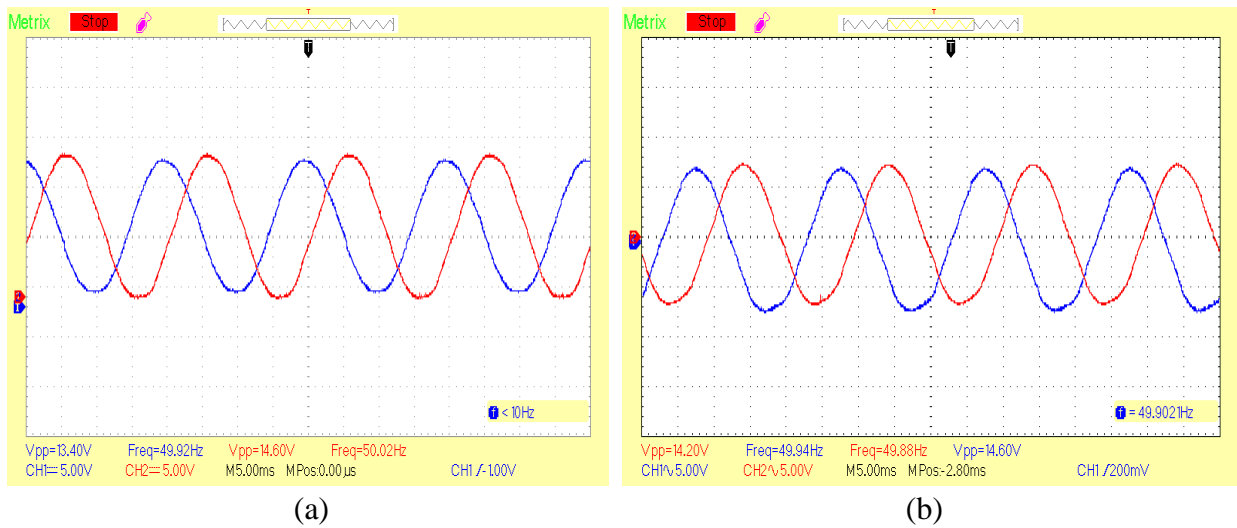


Fig. 5.22 Tension simple après filtrage des phases 1 et 3 à 5KHz (a) du IRGPS60B120KDP et (b) du 7MBR15SA120

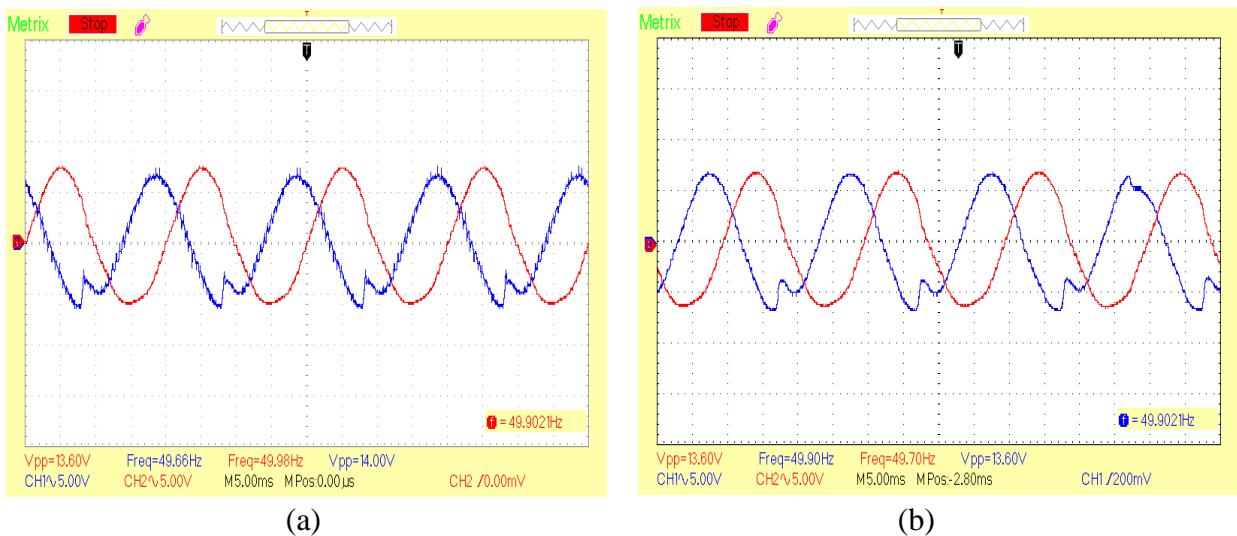


Fig. 5.23 Tension simple après filtrage des phases 1 et 3 à 2KHz (a) du IRGPS60B120KDP et (b) du 7MBR15SA120

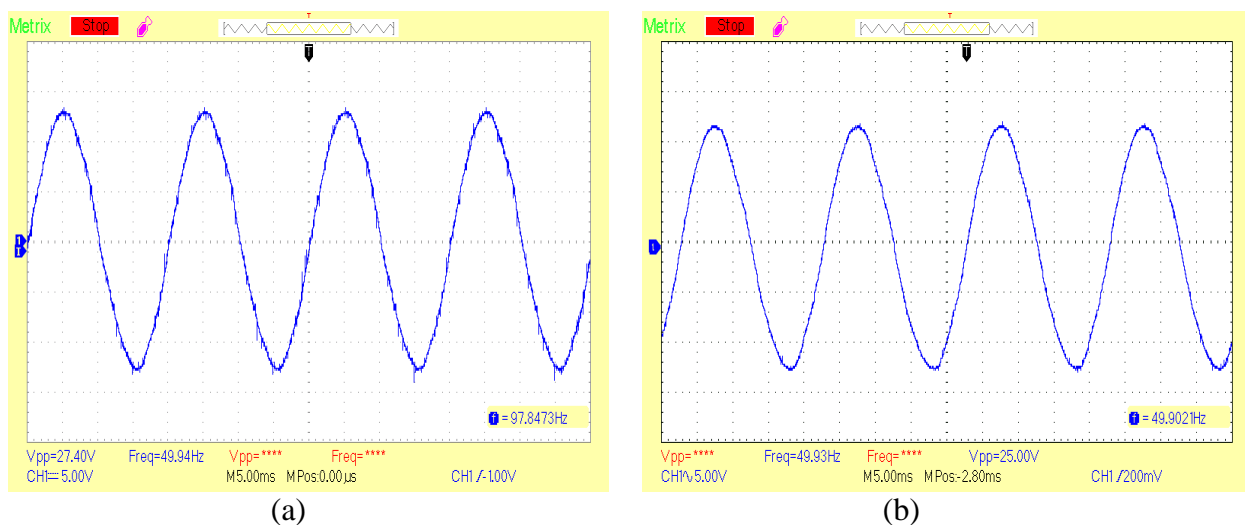


Fig. 5.24 Tension composée après filtrage Vbc à 5KHz (a) du IRGPS60B120KDP et (b) du 7MBR15SA120

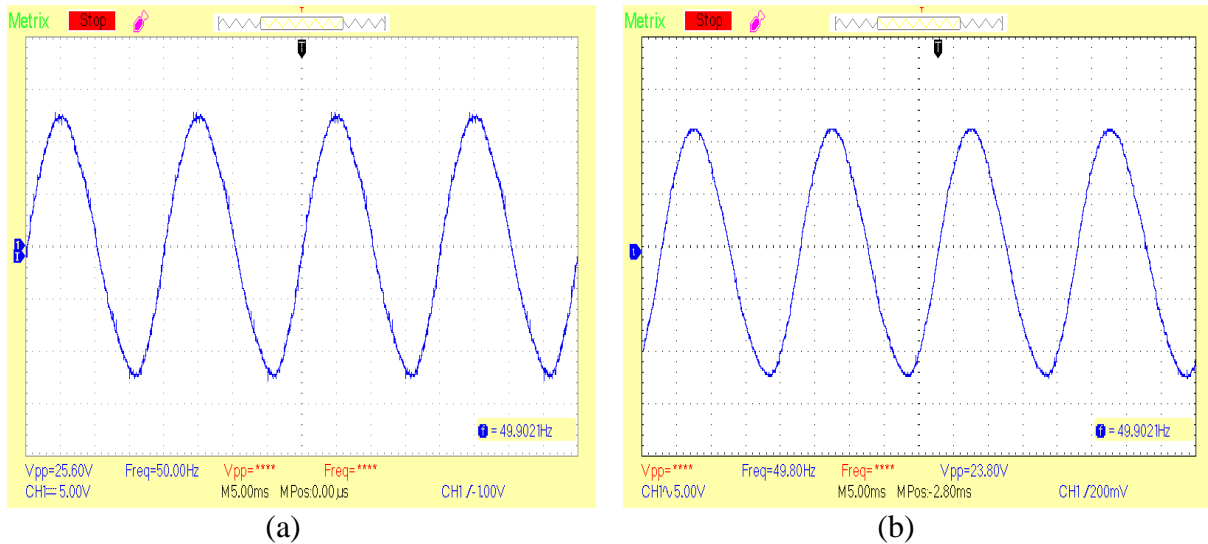


Fig. 5.25 Tension composée après filtrage Vbc à 2KHz (a) du IRGPS60B120KDP et (b) du 7MBR15SA120

Les Fig. 5.24 et 5.25 exposent les résultats obtenus après filtrage des tensions composées Vbc des deux onduleurs aux fréquences 2KHz et 5KHz. Les Tensions obtenues de l’onduleur didactique sont parfaitement similaires à celles obtenues avec l’onduleur industriel ce qui prouve l’efficacité de la réalisation. Le filtre a permis d’aboutir à des sinusoïdes parfaites avec des chutes minimales surtout pour la fréquence 5KHz, ce qui confirme son bon dimensionnement.

Les figures 5.26 et 5.27 présentent les schémas globaux des deux prototypes d’installation avec les deux onduleurs triphasés à deux niveaux alimentant une charge triphasée équilibrée résistive via le filtre LC.

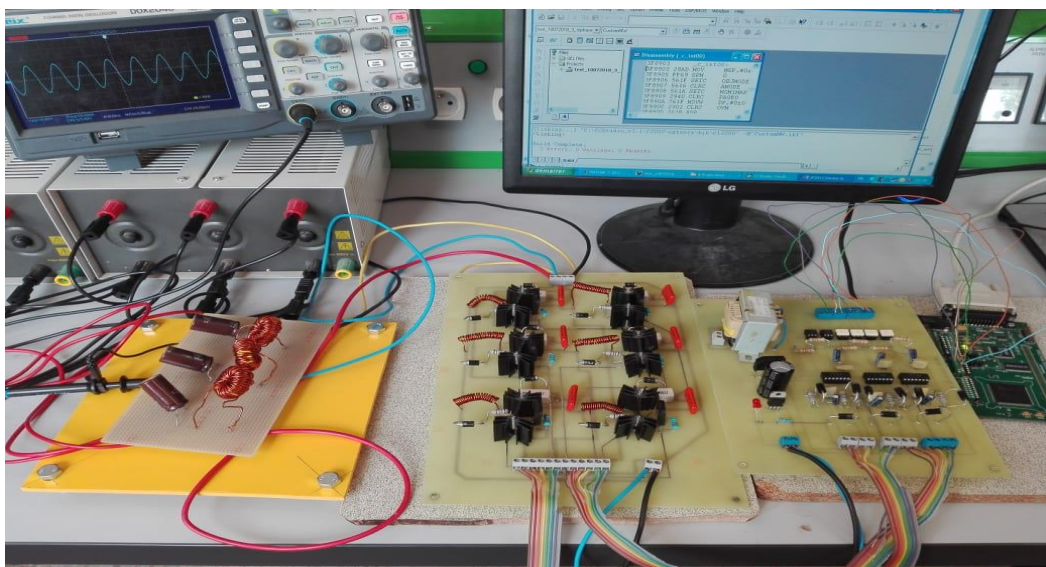


Fig. 5.26 Schéma complet du système avec l’onduleur triphasé à deux niveaux de type IRGPS60B120KDP alimentant une charge résistive de 200 Ω via le filtre LC

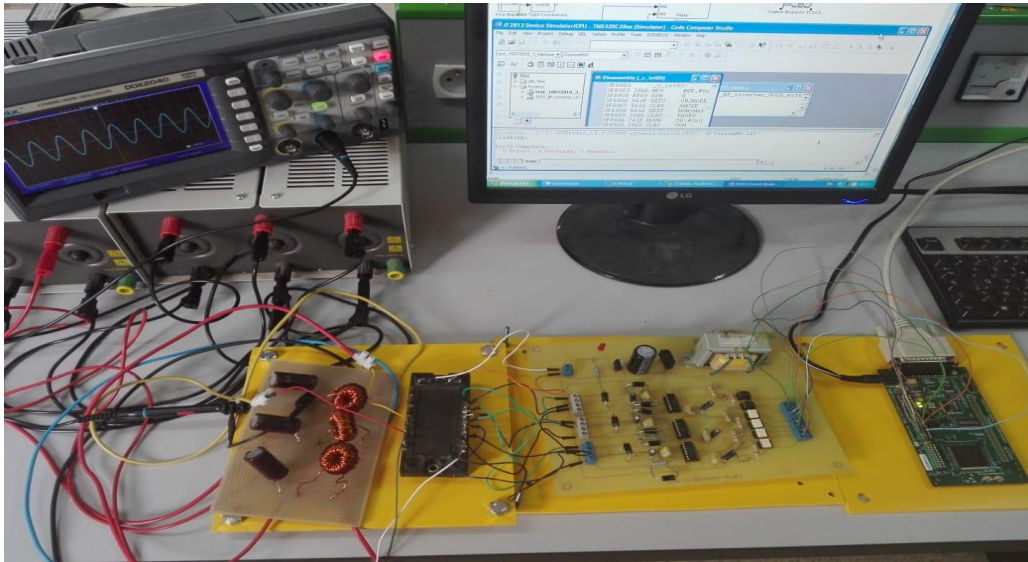


Fig. 5.27 Schéma complet du système avec l'onduleur triphasé industriel de type 7MBR15SA120 alimentant une charge résistive de 200 Ω via le filtre LC

4.2 Résultats expérimentaux avec variation de l'indice de modulation

Dans le paragraphe précédent, les résultats présentés ont été relevé avec deux fréquences de commutation différentes en prenant comme indice de modulation 1, cependant, pour agir sur la valeur de l'amplitude de la tension de sortie, il faut faire varier l'indice de modulation au niveau de la commande. Dans la suite, la fréquence de commutation sera maintenue constante à 5KHz, les relevés expérimentaux seront faits avec un indice de modulation de 0.5.

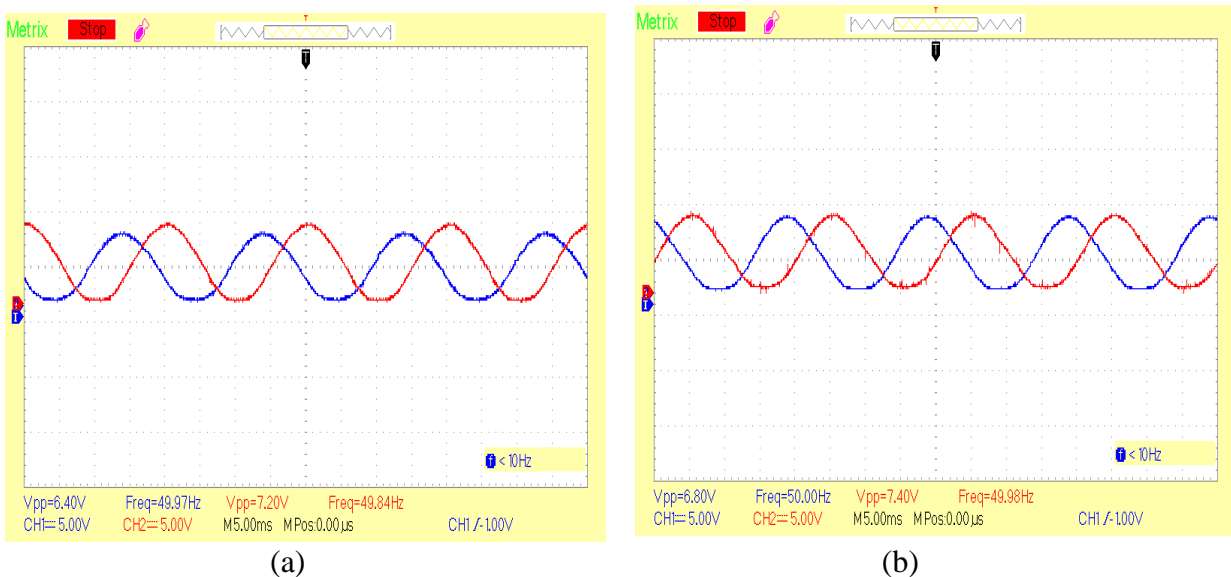


Fig. 5.28 Tensions simples après filtrage des phases 1 et 3 à 5KHz et un indice de modulation égale à 0.5 (a) de l'onduleur didactique et (b) de l'onduleur industriel

Avec l'indice de modulation de 0.5, que ça soit avec l'onduleur didactique ou le compact industriel, les oscillogrammes des figures 5.28 et 5.29 présentent les mêmes résultats que précédemment, à savoir, un système de tension parfaitement sinusoïdal triphasé équilibré de fréquence 50Hz avec un

déphasage régulier de $2\pi/3$ mais d'une valeur d'amplitude beaucoup plus faible et une chute de presque 50%. Ce résultat permet de confirmer aussi bien l'efficacité et la performance de l'onduleur didactique réalisé, que la robustesse de la stratégie de commande.

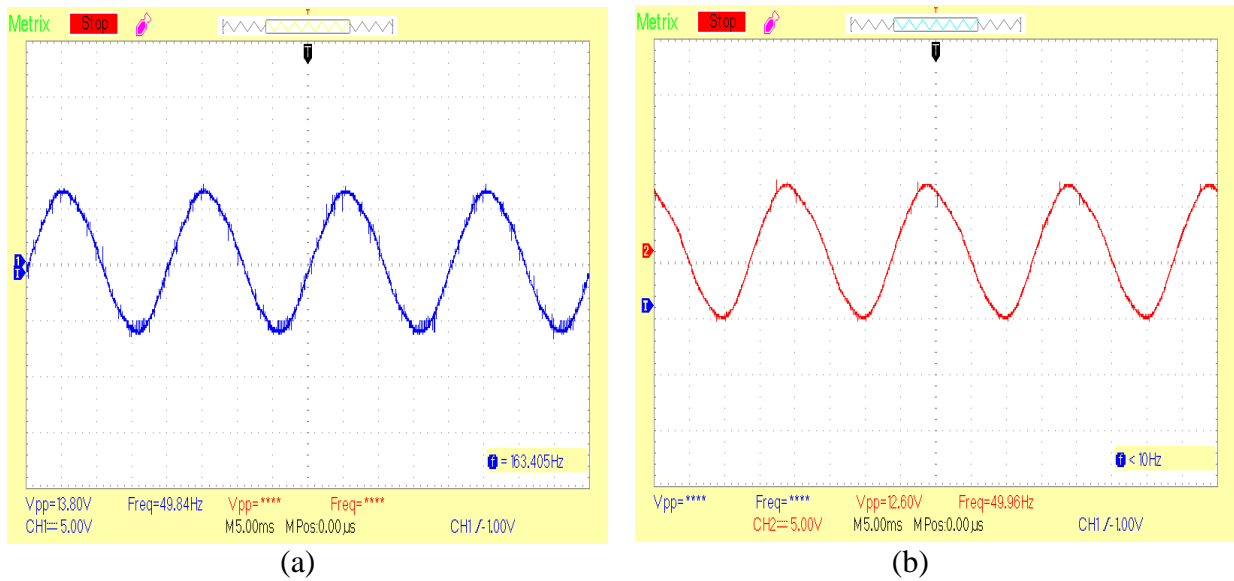


Fig. 5.29 Tension composée Vbc après filtrage à 5KHz et un indice de modulation égale à 0.5 (a) de l'onduleur didactique et (b) de l'onduleur industriel

5. Résultats expérimentaux de l'onduleur didactique et industriel en boucle fermée

Pour vérifier et valider l'efficacité de la mise en œuvre du prototype expérimental ci-dessus de l'onduleur triphasé, la boucle fermée de ce dernier est faite pour les deux types d'onduleur. Le système d'onduleur proposé est conçu pour fournir une tension sinusoïdale de même fréquence 50 Hz et de même amplitude quelque soit le courant de charge pour une fréquence de commutation 5 KHz. La Fig. 5.30 présente la carte des circuits des capteurs utilisés pour les deux onduleurs.

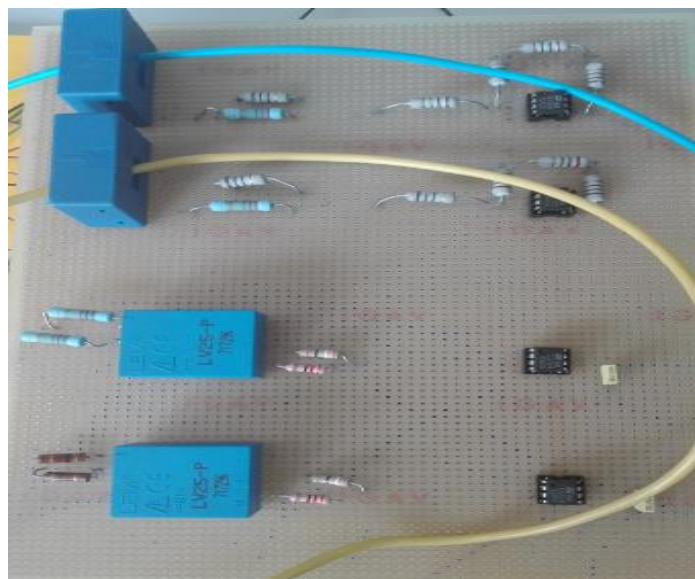


Fig. 5.30 carte de capteurs de mesure pour les deux onduleurs

La figure 5.31 illustre les sorties des capteurs de courant de deux phases (A) et (B) (le signal en bleu) et les sorties de l'amplificateur TL071CN (le signal en rouge) pour les deux onduleurs proposés : l'onduleur triphasé didactique en (a) et le module industriel 7MBR15SA120 en (b).

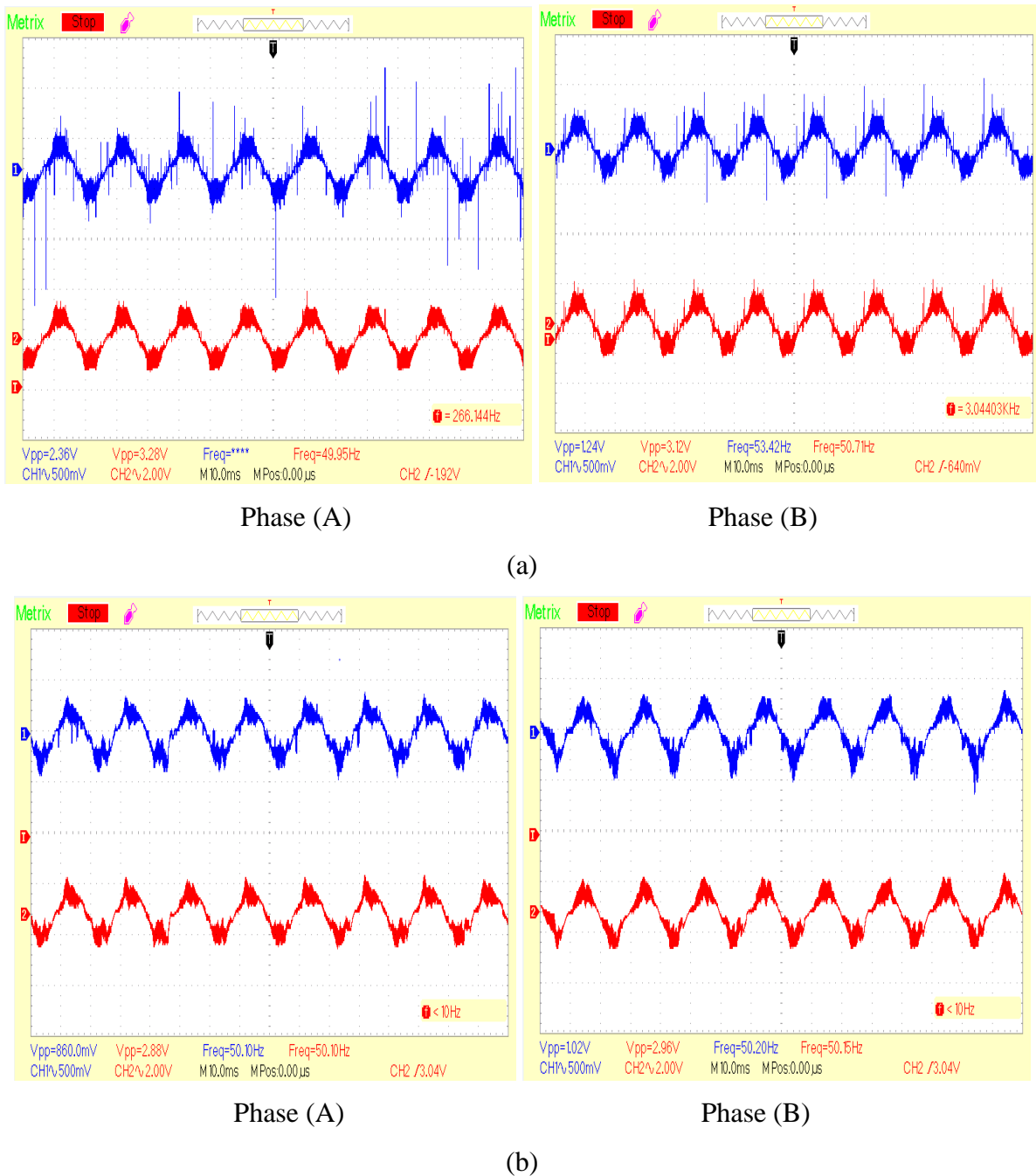


Fig. 5.31 Sorties des capteurs du courant des deux phases (ia, ib) avec et sans amplificateur TL071CN (a) pour l'onduleur triphasé didactique et (b) pour le module industriel 7MBR15SA120

Comme le montre la figure 5.31, il y a une petite perturbation dans les signaux de tension de sortie des capteurs LA 25-P, qui sont proportionnels au courant dans les phases (A) et (B) dans l'onduleur didactique par rapport à l'onduleur compact 7MBR15SA120. Les valeurs des tensions, générées par les deux capteurs du courant LA 25-P, sont amplifiées avec le circuit TL71CN en respectant la plage de fonctionnement de la carte DSP. La figure 5.32 illustre les sorties des capteurs de tension

des deux phases (A) et (B) avant et après le circuit suiveur TL071CN pour les deux onduleurs suggérés. Pour les deux onduleurs, les valeurs des tensions dans les phases (A) et (B), mesurées par les deux capteurs de tension LV 25-P, sont les mêmes à la sortie du circuit TL71CN tout en respectant la plage de fonctionnement de la carte DSP.

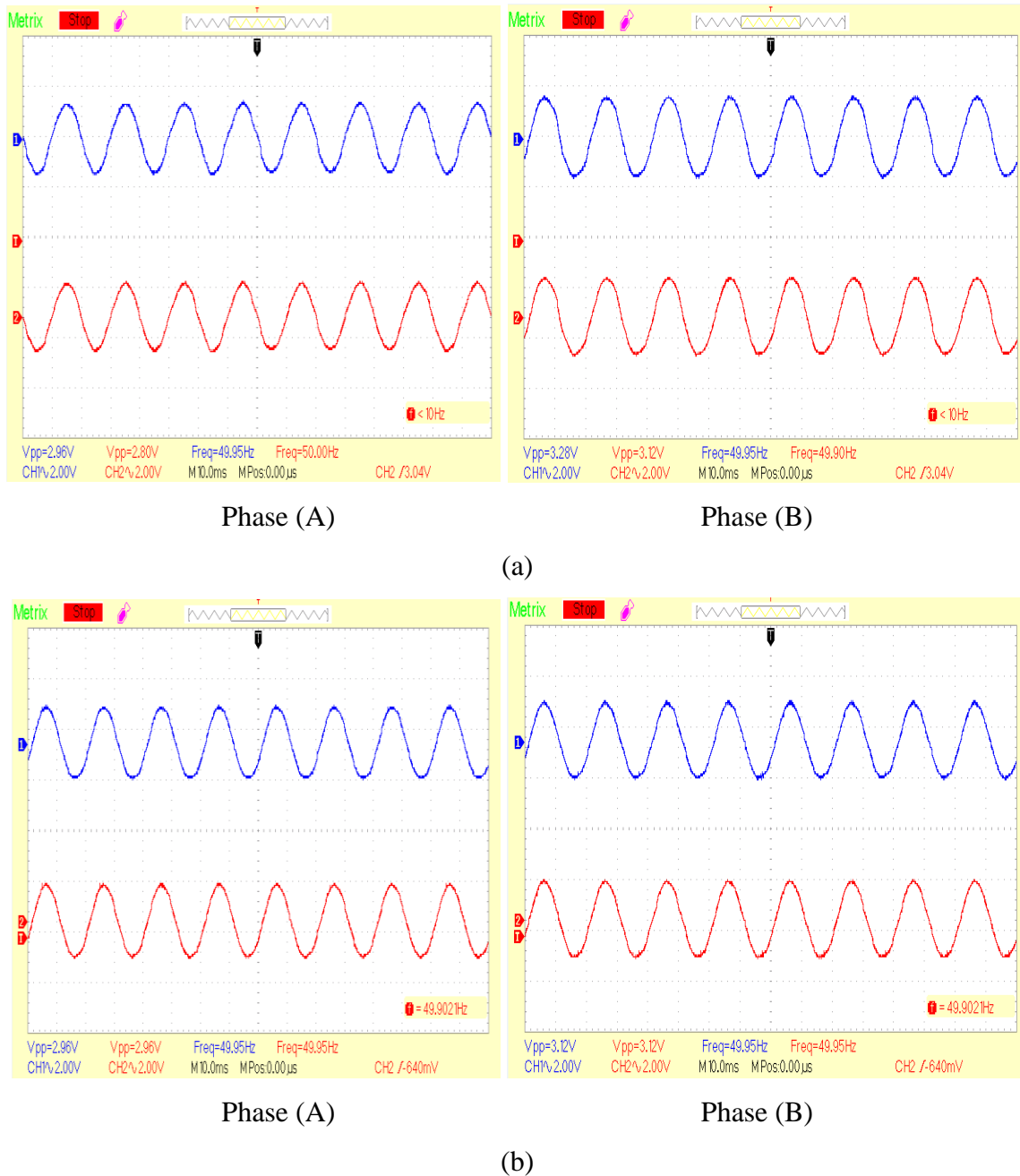


Fig. 5.32 Sorties des capteurs de tension des deux phases (v_a , v_b) avec et sans amplificateur TL071CN (a) pour l'onduleur triphasé didactique et (b) pour le module industriel 7MBR15SA120

6. Présentation du banc expérimental de la chaîne avec le moteur asynchrone

Dans cette partie, chaque élément du banc expérimental est présenté, il comprend un moteur asynchrone à cage d'écurie, un onduleur de tension à deux niveaux, des capteurs du courant et de tension, cartes d'alimentation, des cartes d'interface et d'adaptation et la carte de développement eZdsp™ F2812 (Fig. 5.33).

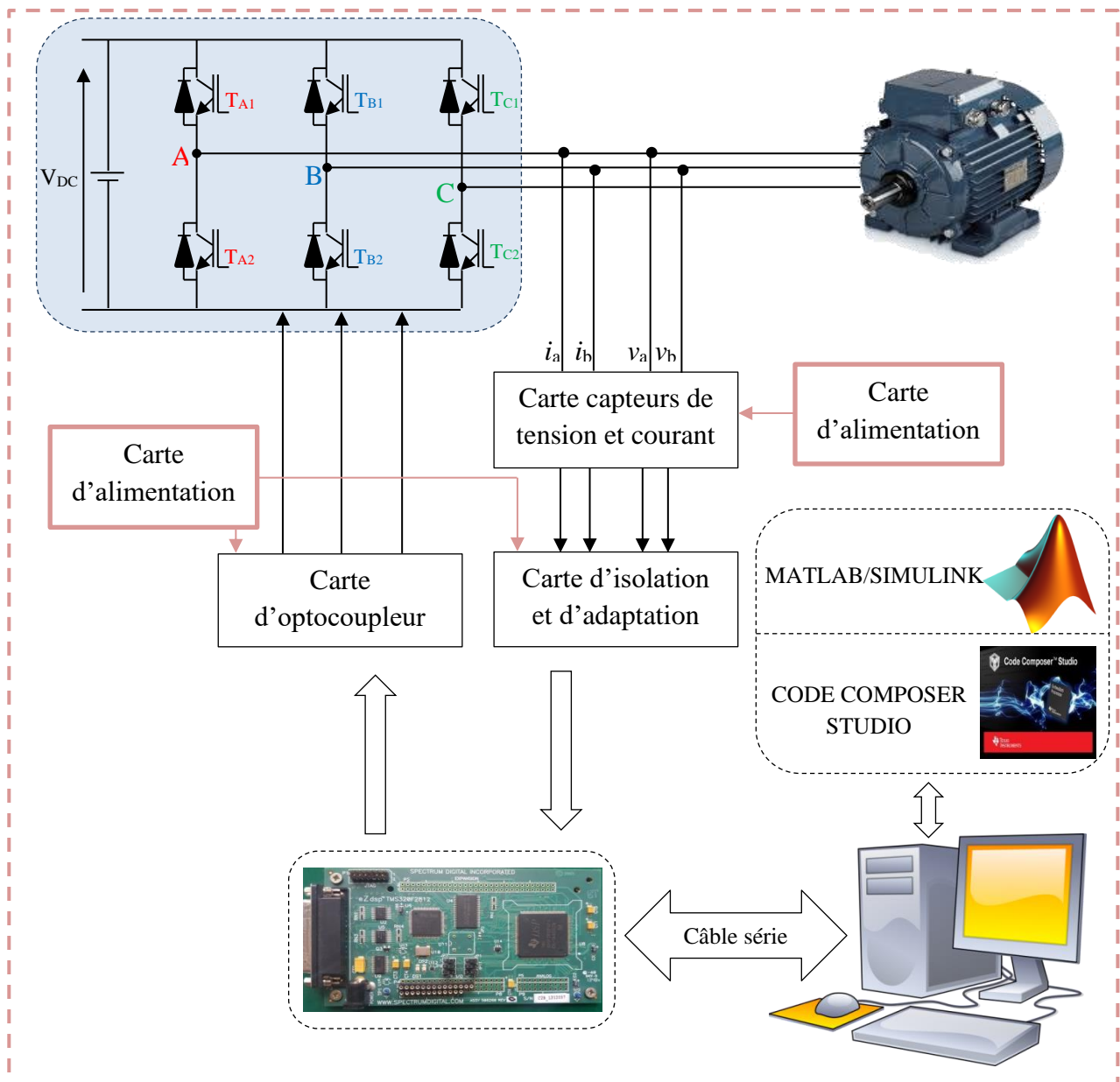


Fig. 5.33 Banc expérimental de la chaîne avec le moteur asynchrone à cage

6.1 Moteur d'entraînement

Le moteur utilisé est une machine asynchrone à cage d'écureuil de 300 W dont les paramètres sont donnés en annexe A, il est couplé à un frein à poudre et une génératrice tachymétrique pour la mesure de la vitesse.

6.2 Convertisseur de puissance

Le convertisseur de puissance est constitué par un onduleur de tension à transistors IGBT qui comporte un driver intégré de la compagnie Fuji Electric [7MBP75RA120-75A]. En plus, le module assure la fonction de protection des interrupteurs contre les surintensités, les courts-circuits, les échauffements ... L'alimentation de l'onduleur est filtrée par des condensateurs électrolytiques pour minimiser les ondulations de l'alimentation continue et un condensateur céramique pour

annuler les perturbations haute fréquence, la tension du bus continu de l'alimentation de l'onduleur doit être parfaitement constante.

6.3 Carte d'interface d'optocoupleur

Les signaux de commande MLI générés par le processeur numérique sont appliqués à l'entrée de la carte, cette dernière assure l'isolement galvanique et l'amplification des signaux MLI.

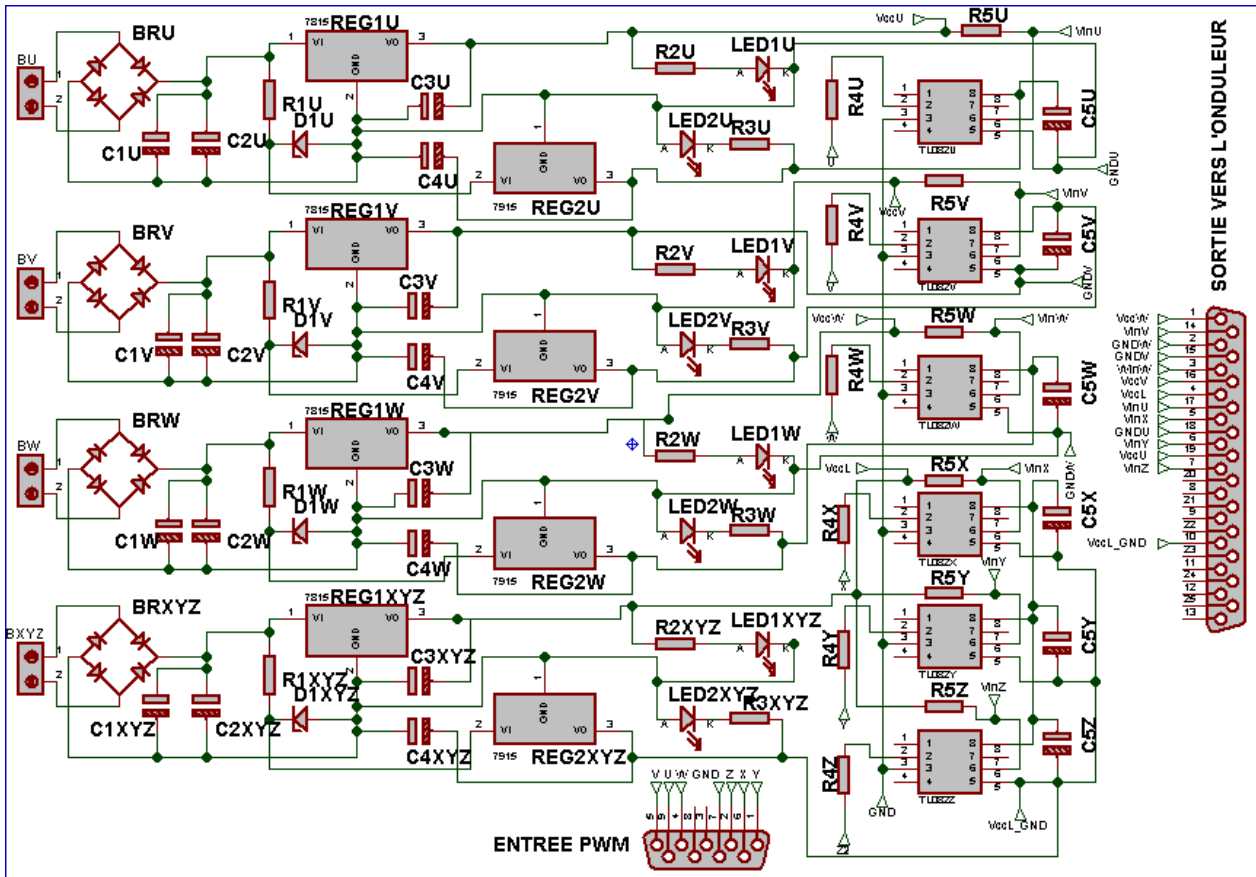


Fig. 5.34 Carte d'interface d'optocoupleur

6.4 Carte capteurs

Cette carte contient :

- Des capteurs de courant « LA 25-P » de la compagnie LEM. Ces capteurs à effet Hall sont capables de mesurer les courants continus ou alternatifs.
- Des capteurs de tension « LV 25-P » de la compagnie LEM. Ces capteurs permettent de mesurer les tensions continues et les tensions alternatives, assurant une isolation galvanique entre le circuit primaire (haute tension) et le circuit secondaire (circuit électronique).

Les signaux issus de ces capteurs sont filtrés par des circuits TL082 avec une fréquence de coupure de 240 Hz.

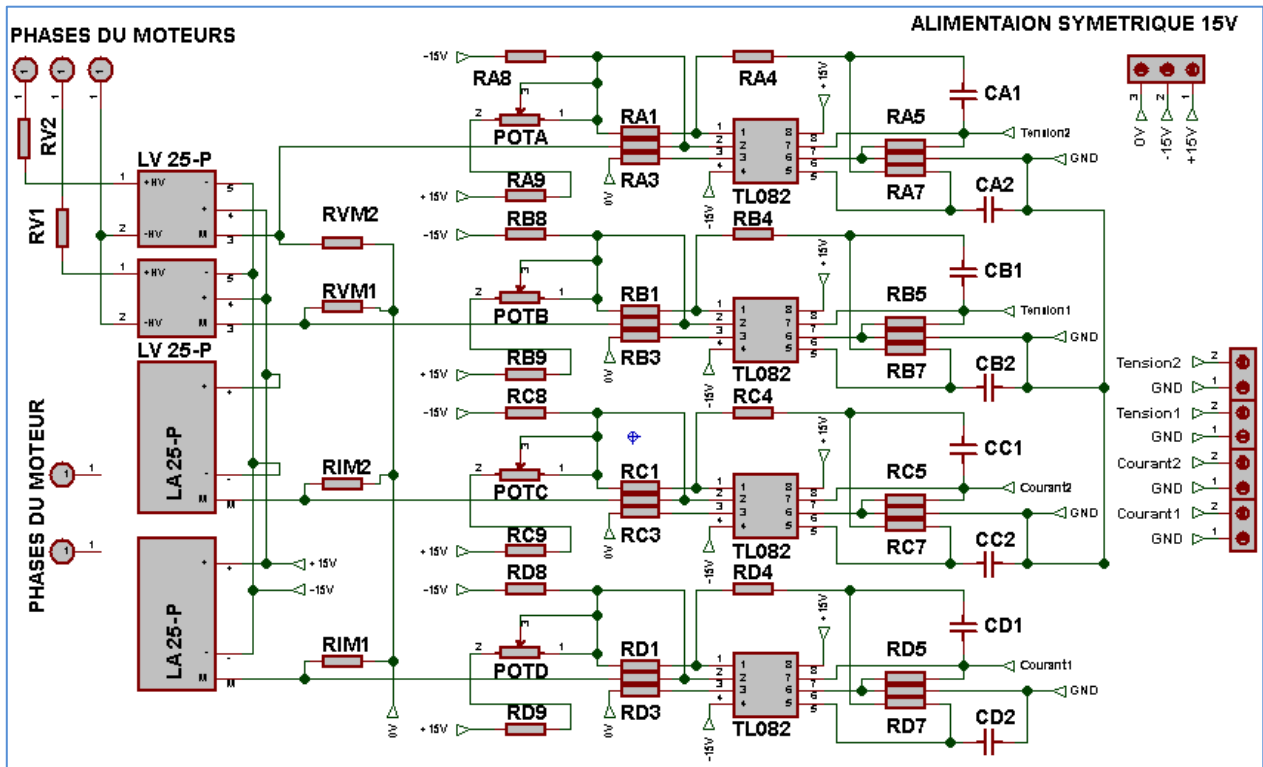


Fig. 5.35 Carte capteurs des tensions et des courants

6.5 Carte d'isolation et d'adaptation

Les signaux de sortie des capteurs sont adaptés à une plage de variation entre 0 et 3.3V avant d'être envoyés vers la carte de commande DSP en utilisant l'amplificateur opérationnel TLC2274 [TLC2274].

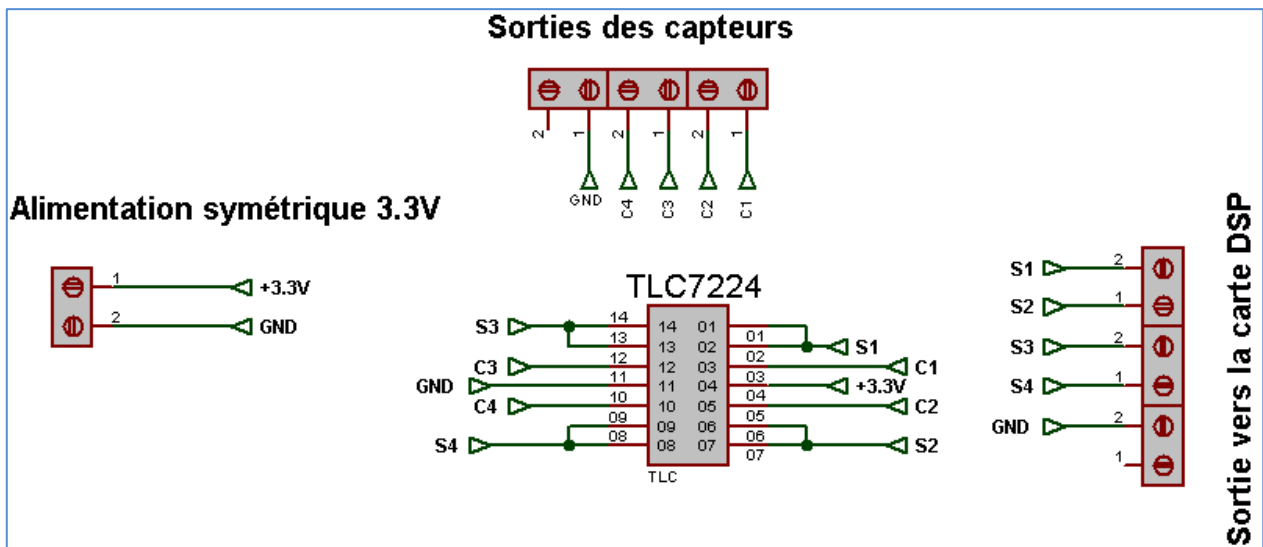


Fig. 5.36 Carte d'isolation et d'adaptation

6.6 Implantation de la commande PI-DTC-SPWM

Le modèle de la commande PI-DTC-SPWM conçu dans l'environnement MATLAB/SIMULINK utilisant les bibliothèques eZdsp™ F2812 est présenté dans la figure 5.37.

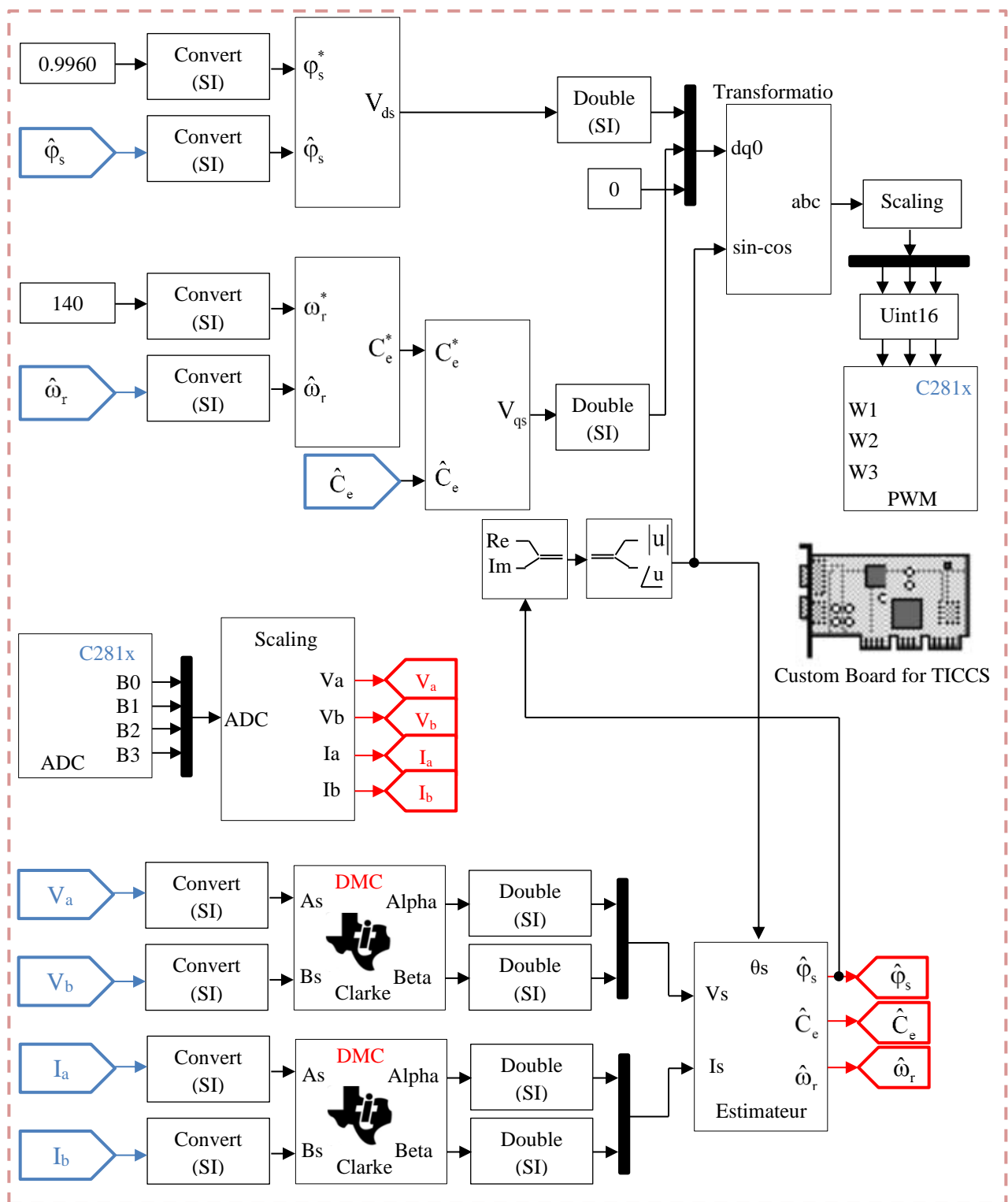


Fig. 5.37 Modèle SIMULINK de la commande PI-DTC-SPWM

7. Résultats expérimentaux du banc d'essai avec le moteur asynchrone à cage

Cette section présente la validation expérimentale de la commande PI-DTC-SPWM du moteur asynchrone à cage sans capteur de vitesse alimenté via un onduleur deux niveaux. La tension continue issue de la table d'alimentation est filtrée par des capacités chimiques et céramiques pour minimiser les fluctuations de la tension et les parasites. Les résultats expérimentaux sont affichés

avec l'oscilloscope numérique TEKTRONIX DOX2040 en temps réel. La figure 5.38 illustre la photo réelle de l'installation expérimentale y compris les éléments précités.

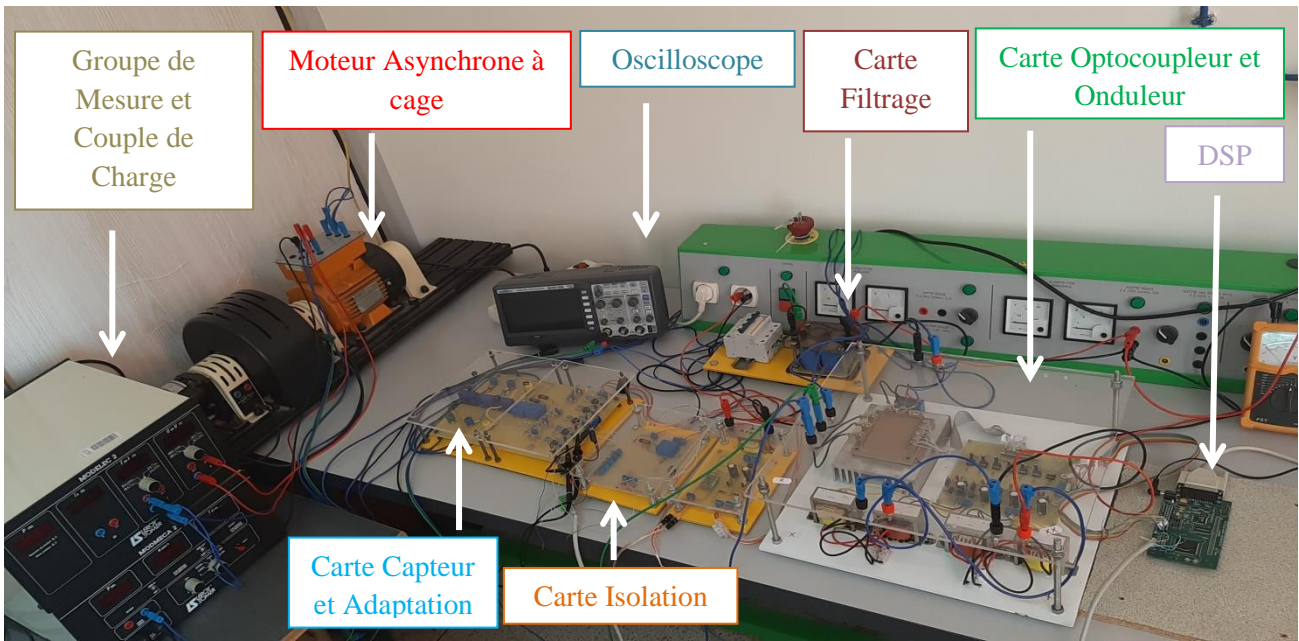
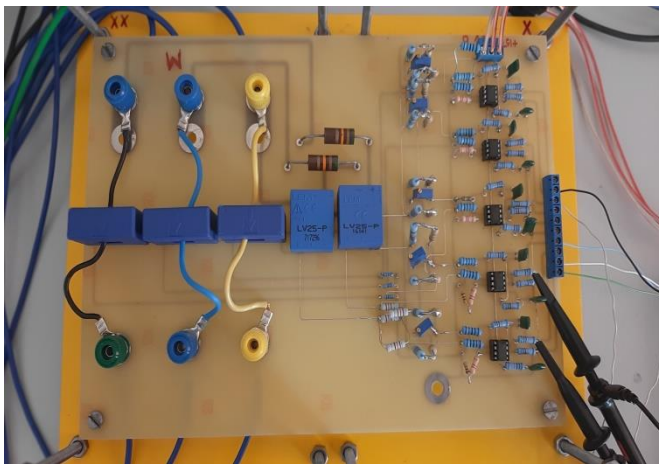
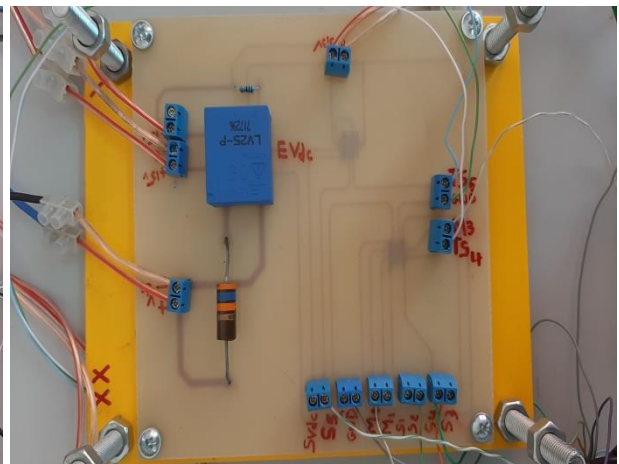


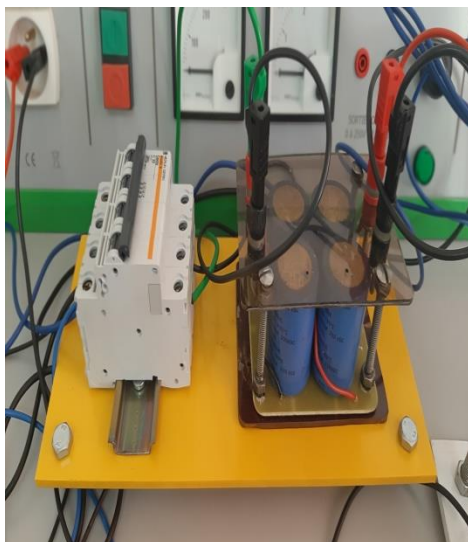
Fig. 5.38 Prototype expérimental de l'installation complète avec le moteur asynchrone à cage



(a)



(b)



(c)



(d)

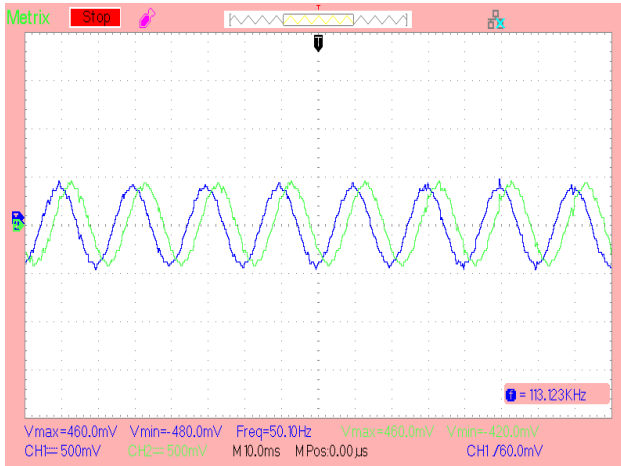


Fig. 5.41 Tensions composées à la sortie des capteurs

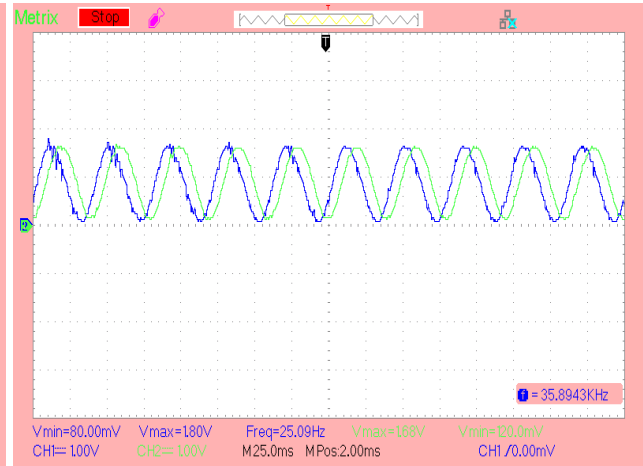


Fig. 5.42 Tensions composées après adaptation

La figure 5.43 présente les courants de ligne après élimination de la partie négative des signaux. Ces derniers sont déphasés de $\frac{2\pi}{3}$ avec des fluctuations minimales ce qui prouve l'efficacité de la commande utilisée. La figure 5.44 montre les allures des composants du flux statorique sont récupérés de la carte DSP et avec un filtrage passe bas. Les formes d'onde sont parfaitement sinusoïdales avec un déphasage valide.

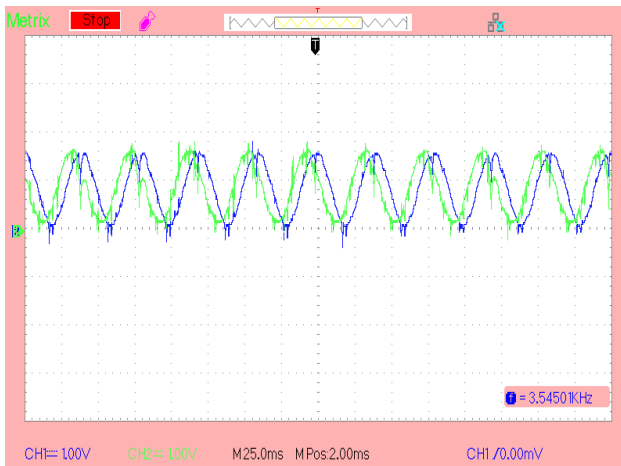


Fig. 5.43 Courants des deux phases après adaptation

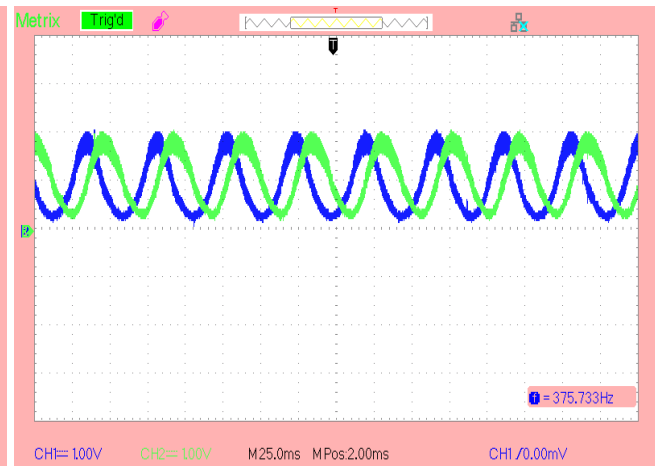


Fig. 5.44 Composants du flux statorique

Les figures 5.45 et 5.46 illustrent les courbes de la réponse de la vitesse et du couple électromagnétique respectivement. Les résultats obtenus montrent une concordance acceptable avec les simulations faites sous l'environnement SIMULINK avec une légère différence due aux incertitudes de mesure. La commande et l'estimateur prouve une performance et une dynamique satisfaisante, le temps de réponse de la vitesse rotorique et le suivi de la trajectoire sont très appréciables.

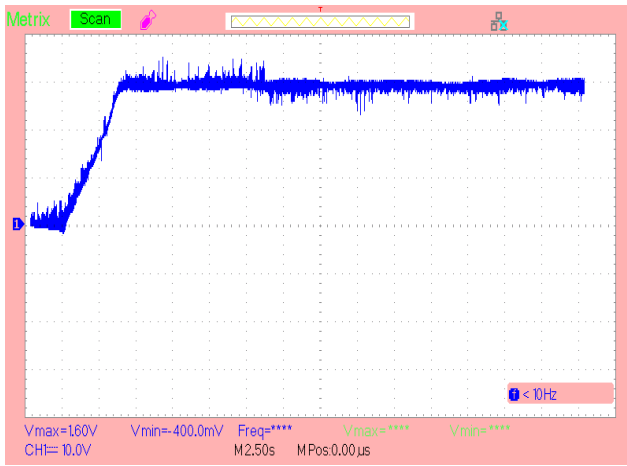


Fig. 5.45 Vitesse mécanique du moteur asynchrone

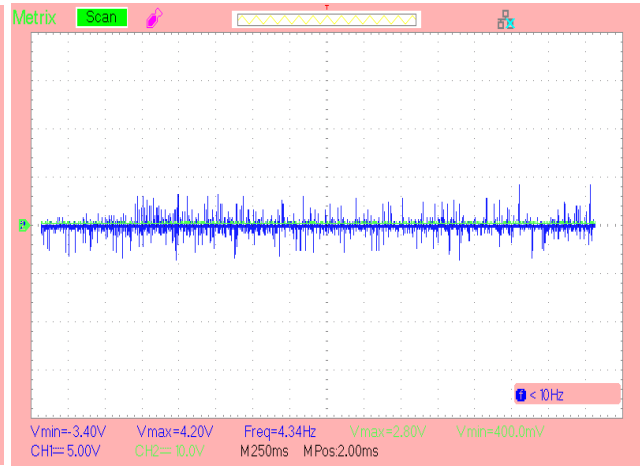


Fig. 5.46 Couple électromagnétique

8. Conclusion

Ce chapitre aborde, dans un premier temps, la réalisation du contrôle en boucle ouverte de la tension aux bornes d'une charge résistive triphasée équilibrée alimentée par deux onduleurs à MLI sinusoïdale via un filtre LC passif. Pour cela, le dimensionnement du filtre et du circuit d'aide à la commutation des IGBTs a été fait, ensuite, l'implémentation de la partie commande (carte DSP et carte d'interface) et de la partie puissance (deux onduleurs à deux niveaux et carte de filtrage) a été achevée. L'étude expérimentale a confirmé, d'une part une similitude parfaite entre les résultats obtenus avec l'onduleur didactique IRGPS60B120KDP et le module industriel 7MBR15SA120, et d'autre part, une robustesse de la stratégie de commande. En effet, même avec une gamme de fréquence de commutation variant entre 2KHz et 5KHz, un système de tension triphasé équilibré parfaitement sinusoïdal de fréquence fondamentale 50Hz est obtenu aux bornes de la charge avec une amplitude maîtrisée par une action sur l'indice de modulation. Il faut signaler que les résultats obtenus avec la fréquence de commutation 5KHZ sont meilleurs dans la mesure où le dimensionnement s'est basé sur cette fréquence.

La deuxième partie de ce chapitre se focalise sur la boucle fermée des systèmes implémentés en insérant en plus dans le banc d'essai une carte des capteurs et d'adaptation. La stratégie de contrôle proposée utilise deux boucles de régulation pour la tension et le courant.

La troisième partie fait l'objet de l'implantation expérimentale de la commande PI-DTC-SPWM dont les relevés expérimentaux ont permis de vérifier cette technique de commande et de valider les résultats de simulation.

9. References

[4N25] www.vishay.com/docs/81864/4n25x000.pdf.

[7MBR15SA120] <https://www.es.co.th/Schemetic/PDF/7MBR15SA120.PDF>.

[7MBP75RA120-75A] <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/fuji/7MBP75RA120.pdf>.

- [Ber01] D. W. Berning, A. R. Hefner, IGBT Model Validation for Soft-Switching Applications. IEEE transactions on industry applications, vol. 37, no. 2, March/April 2001.
- [Bus06] S. Buso, P. Mattavelli (2006), Digital Control in Power Electronics, in Digital Control in Power Electronics Book, Morgan & Claypool Publishers Series, Synthesis Lectures on Power Electronics.
- [CALC] Ferrand Joris Pallier, Dimensionnement des composants pour convertisseur SEPIC. Polytech'Clermont-Ferrand 2012-2013 NOTE D'APPLICATION.
- [Eld18] Soukaina El Daoudi, Loubna Lazrak, Chirine Benzazah, Mustapha Ait Lafkih, Open Loop Control of Voltage Across a Three-Phase Resistive Load Fed by Two Level Inverters Controlled by DSP-TMS320F2812. International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.), Vol. 13, N. 6, ISSN 1827- 6660, 2018. <https://doi.org/10.15866/iree.v13i6.16192>
- [IR2113] www.infineon.com/dgdl/ir2111.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c810e51682.
- [IRG] www.infineon.com/dgdl/irgps60b120kdp.pdf?fileId=5546d462533600a40153565a56b824a1.
- [LA 25-P] www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/la_25-p.pdf.
- [LV 25-P] www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lv_25-p.pdf.
- [Qin 05] Z. Qinglin, X. Yunhua, J. Xiaoyi, W. Weiyang (2005), DSP based closed loop control of bidirectional high frequency link inverter with active clamp. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, Kowloon, Hong Kong, China, DOI: 10.1109/IAS.2005.1518456.
- [Roy18] P. Roy, J. N. Bera, G. Sarkar and S. Chowdhuri, Performance Evaluation and Filter Design Aspects of Single-Phase Inverter under Different Loading Conditions. 2018, IETE Journal of Research, DOI: 10.1080/03772063.2018.1466734.
- [Spe03] Spectrum Digital, eZdspTM F2812 Technical Reference. DSP Development Systems, 2003.
- [Tex10] <http://www.ti.com/lit/ug/spruen4b/spruen4b.pdf>.
- [TLC2274] www.ti.com/lit/ds/symlink/tlc2274.pdf?ts=1615661207018&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTLC2274.
- [Tms10] TMS320C642x DSP Pulse-Width Modulator (PWM) Peripheral User's Guide, Texas Instruments, 2010.
- [Wan12] X. Wang, M. Wu, L. Ouyang, (2012) 'Design of a 260 kVA auxiliary converter based on passive soft-switching', International Journal of Systems, Control and Communications, Vol. 4, Nos. 1-2, pp.89-106.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Le but principal de cette thèse était l'amélioration des performances d'un moteur asynchrone à cage, une telle amélioration a ciblé le côté software et le côté hardware du moteur. Concernant la partie software, plusieurs stratégies de contrôle ont été conçues et simulées telles que la DTC classique, la PI-DTC-SPWM, le mode glissant et la logique floue. Par rapport à la DTC classique, la PI-DTC-SPWM a permis un découplage de contrôle entre le couple électromagnétique et le flux statorique, une bonne poursuite des valeurs de référence et une réduction remarquable des ondulations au niveau du couple, du flux et des courants statoriques. La commande DTC basée sur le mode glissant, confirme une robustesse au comportement du moteur vis-à-vis des perturbations externes, une dynamique rapide et des ondulations encore plus faible, alors que la DTC basée sur la logique floue affiche des ondulations quasi nulles et de très bonnes performances.

D'un autre côté, ce travail a présenté plusieurs algorithmes d'estimation de la vitesse à savoir, l'estimateur en calcul direct DCM qui est simple de conception et moyennement performant, l'observateur en mode glissant SMO qui a confirmé ses performances lors du fonctionnement à basse vitesse, enfin le système adaptatif du modèle de référence MRAS qui est plutôt appréciable dans les régions moyennes et grandes vitesses. L'analyse du comportement des estimateurs précités a contribué pour l'élaboration d'un nouvel algorithme d'estimation ; il s'agit de l'observateur dual SMO-SMRAS dont le principe est d'assurer l'estimation avec le SMO dans la région à basse vitesse et de basculer vers le SMRAS ; combinaison du SMO et du MRAS ; lorsque la vitesse augmente.

L'amélioration de la partie hardware du moteur a consisté à l'alimenter par plusieurs topologies d'onduleur ; l'onduleur conventionnel deux niveaux, l'onduleur NPC trois niveaux et l'onduleur POD cinq niveaux.

L'analyse critique et comparative des différentes installations avec toutes les topologies d'onduleur et les nombreuses commandes ont été basées sur des résultats des simulations et de l'implémentation expérimentale.

En conclusion, la DTC basée sur la logique floue, malgré son aspect aléatoire et difficile de conception, appliquée au moteur asynchrone alimenté via un onduleur deux niveaux, confirme largement sa supériorité. Néanmoins, les différents résultats présentés dans ce travail montre qu'il est possible d'atteindre les performances de la logique floue en appliquant la PI-DTC-SPWM au moteur alimenté cette fois par un onduleur POD cinq niveaux et en utilisant un estimateur sophistiqué. Un tel résultat sera fortement apprécié pour des installations industrielles de moyennes et fortes puissances où l'utilisation des onduleurs multiniveaux est encore plus justifiée.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, quelques perspectives sont proposées à savoir :

- L'expansion de l'application de l'approche en mode glissant d'ordre élevé et avec d'autres fonctions d'évaluation pour la conception des commandes et des observateurs.
- L'association du schéma de commande en logique floue avec un onduleur multiniveaux.
- L'estimation de la vitesse par application des régulateurs à intelligence artificielle ou encore par des algorithmes indépendants du modèle du moteur.
- La validation expérimentale de toutes les approches de commande et d'observation avec des onduleurs multiniveaux.

Annexes

Annexe A : Modélisation du moteur

1. Description du moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil

Le moteur asynchrone est toujours très apprécié dans le monde industriel en raison de son entretien réduit, sa simplicité de construction, sa fiabilité et sa robustesse. De plus, la conception du moteur asynchrone est relativement simple, elle se compose de deux parties distinctes ; un stator et un rotor. Il existe deux classes principales des moteurs asynchrones selon la constitution de leurs rotors ; le moteur asynchrone bobiné et le moteur asynchrone à cage d'écureuil. Le moteur dont il est question dans cette thèse est un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil dont le rotor se compose de barres d'aluminium qui sont court-circuitées par des anneaux aux extrémités pour créer un circuit fermé au courant d'induction. La figure A.1 montre une vue du moteur asynchrone à cage d'écureuil ouvert.

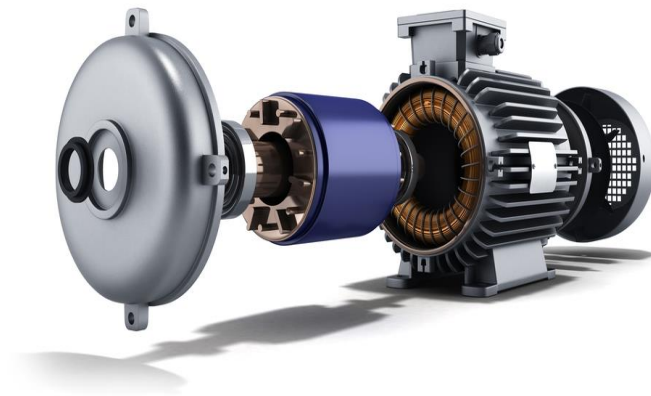


Fig. A.1 vue du moteur asynchrone à cage d'écureuil

2. Hypothèses

La modélisation de la machine triphasée asynchrone repose généralement sur plusieurs hypothèses qui permettront de lier les flux aux différents courants, en utilisant des inductances propres constantes et de caractériser les couplages par des variations sinusoïdales des inductances mutuelles. Elles permettent également de modéliser le système avec moins de complexité ce qui facilitera la mise en œuvre dans la pratique.

L'hypothèse principale consiste à supposer que les forces magnétomotrices créées par les différentes phases statoriques et rotoriques sont réparties de manière sinusoïdale le long de l'entrefer. Les trois enroulements identiques des phases statoriques ou rotoriques sont distantes deux à deux d'un angle électrique égal à $\frac{2\pi}{3}$. L'entrefer du moteur est considéré à épaisseur

uniforme et les effets des encoches rotoriques qui génèrent les harmoniques spatiales sont ignorés aussi. D'autres hypothèses sur le comportement physique des matériaux sont également prises en compte :

- La machine est supposée non saturée, le phénomène d'hystérésis est négligé ainsi que les courants de Foucault (le circuit magnétique est feuilleté), ce qui permet de supposer que les inductances sont constantes ;
- L'effet de couronne n'est pas pris en compte ;
- La température interne du moteur est supposée constante quel que soit son point de fonctionnement, les paramètres du modèle mathématique sont constants.

3. Représentation équivalente et formulation vectorielle

La Fig. A.2 représente la position de l'axe des phases statoriques et rotoriques du moteur asynchrone dans l'espace (l'angle électrique θ est égal à l'angle mécanique multiplié par le nombre p de paires de pôles par phase).

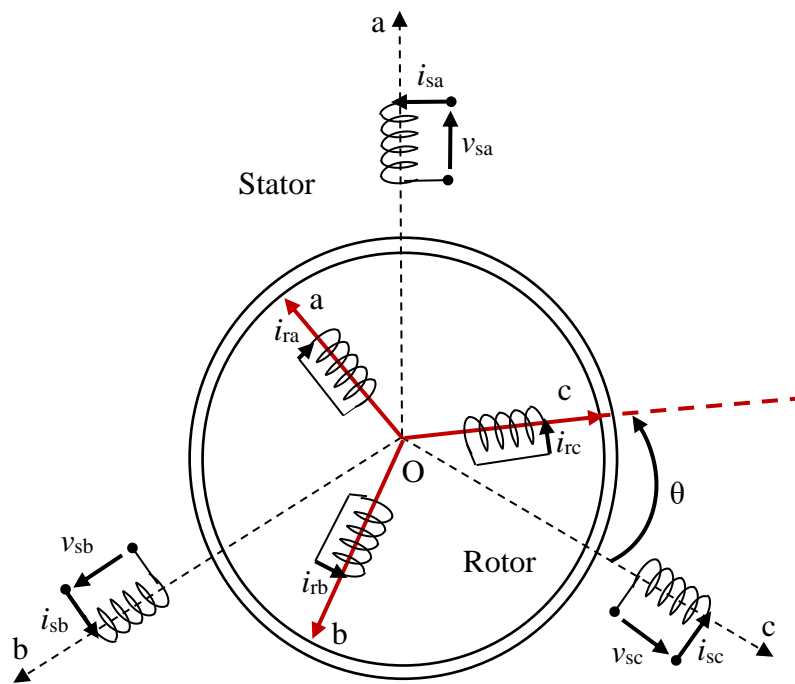


Fig. A.2 Structure équivalente du moteur asynchrone triphasé

La variation totale de l'énergie électrique (dW_{et}) fournie à la machine est divisée en :

$$dW_{et} = dW_{\text{Pertes Joule}} + dW_{\text{Pertes Fer}} + dW_{\text{mag}} + dW_m \quad (\text{A.1})$$

Avec :

$dW_{\text{Pertes Joule}}$: La variation des pertes par effet Joule ;

$dW_{\text{Pertes Fer}}$: La variation des pertes Fer ;

dW_{mag} : La variation de l'énergie électromagnétique stockée ;

dW_m : La variation totale de l'énergie mécanique.

Les hypothèses précédentes (paragraphe 2) permettent de considérer les comportements électriques et magnétiques comme totalement linéaires. La variation totale de l'énergie échangée avec l'alimentation électrique peut être divisée en deux termes liés aux circuits stator et rotor :

$$dW_{et} = dW_{et_s} + dW_{et_r} \quad (A.2)$$

Ces termes sont exprimés sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{aligned} dW_{et_s} &= [i_s]^T [V_s] dt \\ dW_{et_r} &= [i_r]^T [V_r] dt \end{aligned} \quad (A.3)$$

La variation totale d'énergie dispersée en pertes Joule s'écrit :

$$dW_{Pertes\ Joule} = [i_s]^T [R_s] [i_s] dt + [i_r]^T [R_r] [i_r] dt \quad (A.4)$$

Les pertes Fer étant ignorées, la variation d'énergie électromécanique emmagasinée dans la machine est alors :

$$dW_e = dW_{et} - dW_{Pertes\ Joule} \quad (A.5)$$

La variation de l'énergie électromagnétique s'écrit :

$$dW_e = [i_s]^T d[\psi_s] + [i_r]^T d[\psi_r] \quad (A.6)$$

En identifiant l'équation (A.6) avec (A.5) et intégrant (A.4), (A.3) et (A.2) on retrouve la loi de Faraday, qui exprime la relation entre les tensions aux bornes des résistances des enroulements, les courants et les variations totales du flux :

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_s}{dt} &= [V_s] - [R_s] [i_s] \\ \frac{d\psi_r}{dt} &= [V_r] - [R_r] [i_r] \end{aligned} \quad (A.7)$$

D'après ceci, nous pouvons donc établir les équations mathématiques suivantes :

3.1 Equations électriques

$$[V_s] = [R_s] [i_s] + \frac{d}{dt} [\psi_s] \quad (A.8)$$

$$[V_r] = 0 = [R_r] [i_r] + \frac{d}{dt} [\psi_r] \quad (A.9)$$

Avec :

$$[V_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T : \text{Vecteur tensions statoriques}$$

$$[V_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T : \text{Vecteur tensions rotoriques}$$

$$[i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T : \text{Vecteur courants statoriques}$$

$$[i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T : \text{Vecteur courants rotoriques}$$

$$[\psi_s] = [\psi_{as} \ \psi_{bs} \ \psi_{cs}]^T : \text{Vecteur flux statoriques}$$

$$[\psi_r] = [\psi_{ar} \ \psi_{br} \ \psi_{cr}]^T : \text{Vecteur flux rotoriques}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrice résistance d'enroulement statorique}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} : \text{Matrice résistance d'enroulement rotorique}$$

L'inductance propre de chaque enroulement est la somme d'une inductance principale (l_p) qui et d'une inductance de fuite (l_f). On définit alors :

– L'inductance propre de l'enroulement statorique est :

$$l_s = l_{sp} + l_{sf} \quad (\text{A.10})$$

– L'inductance propre de l'enroulement rotorique est :

$$l_r = l_{rp} + l_{rf} \quad (\text{A.11})$$

La machine n'est pas saturée, les flux sont donc une fonction linéaire des courants. Les six enroulements sont couplés magnétiquement, dont trois sont mobiles. Le flux total dans chaque enroulement est donné par la somme de son flux propre (lié par l'inductance l_s , pour un flux statorique) et les flux créés par les courants qui parcourt les autres enroulements et qui traverse l'enroulement en question. Pour un flux statorique, on obtient alors :

$$\psi_{sa} = l_s i_{sa} + M_s i_{sb} + M_s i_{sc} + M_{sr} \left(i_{ra} \cos(\theta) + i_{rb} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{rc} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \quad (\text{A.12})$$

L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques distinctes s'écrit comme suit :

$$M_s = l_{sp} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} l_{sp} \quad (\text{A.13})$$

M_{sr} est l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique qui est maximale lorsque leurs axes sont colinéaires. Compte tenu de la structure spatiale de la machine, les inductances mutuelles entre la phase statorique et la phase rotorique s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} M_{sr} \cos(\vec{O}_{sa}, \vec{O}_{ra}) &= M_{sr} \cos(\theta) \\ M_{sr} \cos(\vec{O}_{sa}, \vec{O}_{rb}) &= M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) = M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ M_{sr} \cos(\vec{O}_{sa}, \vec{O}_{rc}) &= M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) = M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

Avec θ est l'angle électrique entre une phase rotorique et une phase statorique (Fig. A.2).

Les expressions des autres flux statoriques sont obtenues en permutant circulairement l'équation A.12. Ainsi, les relations entre les flux et les courants peuvent être écrites comme suit :

$$[\psi_s] = \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + M_{sr} [R(\theta)] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

$[\mathbf{R}(\theta)]$ est une matrice de rotation qui permet de projeter des quantités rotoriques dans le repère statorique en fonction de la position du rotor par rapport au stator :

$$[\mathbf{R}(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

Pour déterminer les équations du circuit rotorique, l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques distinctes est définie par :

$$M_r = l_{\text{rp}} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} l_{\text{rp}} \quad (\text{A.17})$$

Les flux rotoriques sont obtenus en gardant le même raisonnement :

$$[\Psi_r] = \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + M_{sr} [\mathbf{R}(\theta)]^T \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

Les enroulements étant couplés en étoile, les systèmes de courant triphasés sont équilibrés, et il en résulte :

$$\begin{cases} i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \\ i_{ra} + i_{rb} + i_{rc} = 0 \end{cases} \quad (\text{A.19})$$

En exprimant le courant d'enroulement c en fonction des deux autres, le flux de chaque phase est simplifié. Par exemple, pour le flux statorique de la phase a, le flux est donné par son propre flux lié par $(l_s + M_s)$ et les flux de couplage :

$$\Psi_{sa} = (l_s - M_s) i_{sa} + M_{sr} \left(i_{ra} \cos(\theta) + i_{rb} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{rc} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \quad (\text{A.20})$$

En tenant compte des autres flux, on obtient la forme matricielle suivante :

$$[\Psi_s] = \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + M_{sr} [\mathbf{R}(\theta)] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{A.21})$$

$$[\Psi_r] = \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + M_{sr} [\mathbf{R}(\theta)]^T \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

L'inductance statorique cyclique par phase, s'écrit :

$$L_s = l_s - M_s = \frac{3}{2} l_{\text{sp}} + l_{\text{sf}} \quad (\text{A.23})$$

L'inductance cyclique rotorique par phase, s'écrit comme suit :

$$L_r = l_r - M_r = \frac{3}{2}l_{rp} + l_{rf} \quad (\text{A.24})$$

Les relations entre les flux et les courants peuvent être condensées à l'aide de matrices particulières :

$$\begin{bmatrix} [\Psi_s] \\ [\Psi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{sr}(\theta)]^T & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{A.25})$$

Avec les matrices définies comme suit :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} : \text{Matrice inductance statorique}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} : \text{Matrice inductance rotorique}$$

$$[M_{sr}(\theta)] = M_{sr}[R(\theta)] : \text{Matrice inductance mutuelle}$$

En remplaçant les expressions du flux (A.21) et (A.22) dans la relation de la variation d'énergie électromagnétique (A.6), la formule suivante est obtenue :

$$dW_e = [i_s]^T [L_s] d[i_s] + [i_s]^T d(M_{sr}[R(\theta)][i_r]) + [i_r]^T [L_r] d[i_r] + [i_r]^T d(M_{sr}[R(\theta)]^T [i_s]) \quad (\text{A.26})$$

En développant les dérivés du produit, on obtient la formule suivante :

$$dW_e = [i_s]^T [L_s] d[i_s] + [i_s]^T d(M_{sr}[R(\theta)]) [i_r] + [i_s]^T M_{sr}[R(\theta)] d([i_r]) + [i_r]^T [L_r] d[i_r] + [i_r]^T d(M_{sr}[R(\theta)]) [i_s] + [i_r]^T M_{sr}[R(\theta)] d([i_s]) \quad (\text{A.27})$$

$$dW_e = [i_s]^T [L_s] d[i_s] + [i_r]^T [L_r] d[i_r] + [i_s]^T 2M_{sr} d[R(\theta)] [i_r] + [i_s]^T M_{sr}[R(\theta)] d([i_r]) + [i_r]^T M_{sr}[R(\theta)] d([i_s]) \quad (\text{A.28})$$

Avec :

$$d[R(\theta)] = - \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \sin(\theta) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \sin(\theta) \end{bmatrix} d\theta \quad (\text{A.29})$$

Lorsque la variation angulaire est nulle ($\theta=0$) ; l'énergie électromagnétique accumulée est exprimée comme suit :

$$W_{mag} = \frac{1}{2} [i_s]^T [L_s] [i_s] + \frac{1}{2} [i_r]^T [L_r] [i_r] + [i_s]^T M_{sr}[R(\theta)]^T [i_r] \quad (\text{A.30})$$

Par conséquent, la variation totale de l'énergie magnétique est obtenue en dérivant l'équation (A.30), elle est exprimée par :

$$dW_{\text{mag}} = [i_s]^T [L_s] di_s + [i_r]^T [L_r] di_r + di_s^T M_{sr} [R(\theta)] i_r + [i_s]^T M_{sr} d[R(\theta)] i_r + [i_s]^T M_{sr} [R(\theta)] di_r \quad (\text{A.31})$$

En ignorant les pertes fer, la variation totale de l'énergie mécanique se traduit par :

$$dW_m = dW_e - dW_{\text{mag}} \quad (\text{A.32})$$

Autrement dit, en calculant la différence entre (A.28) et (A.31) pour une paire de pôles :

$$dW_m = [i_s]^T M_{sr} d[R(\theta)] i_r \quad (\text{A.33})$$

La variation d'énergie électrique correspond à la variation d'énergie mécanique :

$$dW_m = C_e d\theta \quad (\text{A.34})$$

Ainsi, pour un nombre p de paires de pôles, le couple s'exprime en intégrant (A.33) dans (A.34) :

$$C_e = p [i_s]^T M_{sr} \frac{d[R(\theta)]}{d\theta} i_r \quad (\text{A.35})$$

Ou l'expression transposée suivante :

$$C_e = p [i_r]^T M_{sr} \frac{d[R(\theta)]}{d\theta} i_s \quad (\text{A.36})$$

Pour une combinaison linéaire de ces deux expressions, on obtient :

$$C_e = \frac{1}{2} p M_{sr} \left([i_s]^T \frac{d[R(\theta)]}{d\theta} i_r + [i_r]^T \frac{d[R(\theta)]}{d\theta} i_s \right) \quad (\text{A.37})$$

L'étude analytique du comportement des équations triphasés est relativement laborieuse, vu le grand nombre des coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide des équations différentielles à coefficients constants. Parmi ces transformations, on peut citer la transformation de Park et Concordia/Clarke.

3.2 Mise en équation en diphasé

Cette approche a été présentée pour simplifier l'étude des machines à courant alternatif en prenant en compte deux enroulements (équivalents) plutôt que trois. Ces transformations sont utilisées pour réduire la complexité des équations différentielles décrivant le comportement des machines alternatives. Cette approche peut être décomposée en deux transformations ; la première consiste à transformer le système triphasé fixe en un système biphasé fixe aussi, il s'agit des transformations de Concordia/Clarke, la deuxième consiste à transformer le système biphasé fixe en un système biphasé tournant, il s'agit de la transformation de Park.

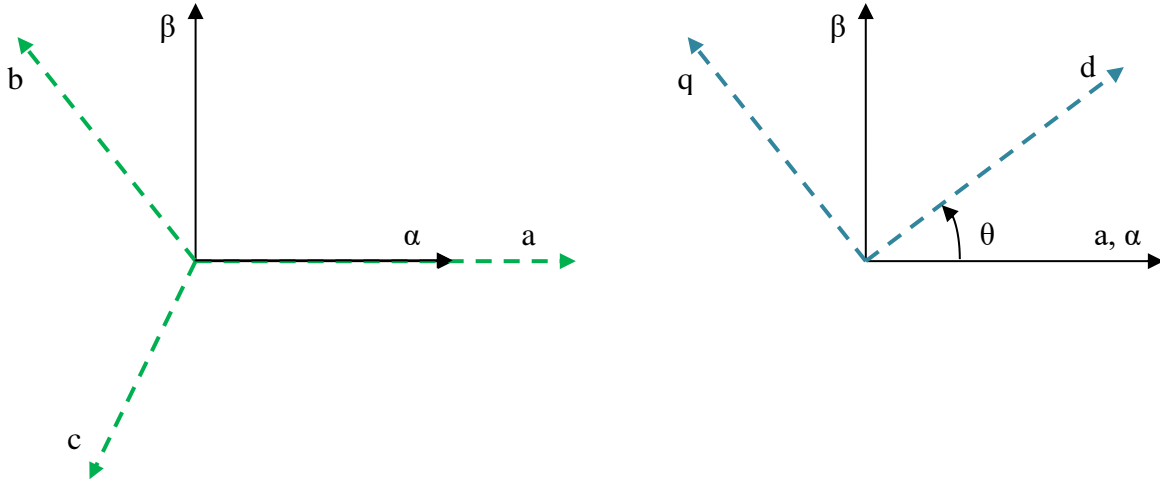


Fig. A.3 le passage du système triphasé au système biphasé fixe équivalent (α, β) puis au repère tournant (d, q)

3.2.1 Principe de la transformation de Concordia/Clarke

Les transformations directes de Concordia et de Clarke sont respectivement déterminées par des matrices $[C]$ et $[C_l]$ dont $\theta = 0$, elles transforment les vecteurs des axes réels (a, b, c) aux vecteurs des axes fictives ($\alpha, \beta, 0$), elles sont appliquées aux tensions, aux courants et aux flux. De plus, elles introduisent des composantes homopolaires dans le but de prendre en considération les régimes déséquilibrés ou dégradés du moteur, si nécessaire.

Passage direct de Concordia (triphase au diphasé) :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.38})$$

Avec :

X_α, X_β : représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs X_a, X_b, X_c . Le vecteur X_0 , représente la composante homolaire. La Matrice directe de Concordia est donnée par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.39})$$

Passage inverse de Concordia (diphasé au triphasé) :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [C]^{-1} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.40})$$

Avec :

$[C]^{-1}$: La matrice inverse de Concordia.

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.41})$$

Passage direct de Clarke (triphase au diphasé) :

$$[C_l] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.42})$$

Passage inverse de Clarke (diphasé au triphasé) :

$$[C_l]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.43})$$

La différence entre les deux matrices au-dessus ($[C_l]$ et $[C]$) c'est que la transformation de Clarke convertit les grandeurs triphasées en quantités orthogonales biphasées en conservant l'amplitude des variables alors que la puissance n'est pas conservée, contrairement à la transformation de Concordia qui préserve la puissance.

3.2.2 Principe de la transformation de Park

Le modèle diphasé s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictif tournant, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à la réduction d'ordre des équations. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park. Le repère (d,q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, selon l'objectif de l'application.

Passage direct (triphase au diphasé) :

L'axe (a) est fixe. Le repère (d,q) tourne avec la vitesse ω . L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d,q) est donnée par:

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)][X_{abc}]^T \quad (\text{A.44})$$

Avec : $[P(\theta)]$ est la matrice de passage direct de Park en préservant la puissance (le rapport entre l'amplitude des variables du système triphasé est égal à $\sqrt{\frac{2}{3}}$).

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.45})$$

La transformation conservant l'amplitude est obtenue en choisissant le rapport entre l'amplitude des variables du système triphasé est égale à $\frac{2}{3}$:

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.46})$$

X_0 : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est équilibré.

Passage inverse (diphasé au triphasé) :

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [X_{dq0}]^T \quad (\text{A.47})$$

Avec :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.48})$$

Où :

$$[P(\theta)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.49})$$

3.2.3 Passage du repère (d,q) au repère (α,β) ou l'inverse

Le passage des composantes (α, β) aux composantes (d,q) est donné par une matrice de rotation [R] exprimée par :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [R] \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.50})$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} : \text{La matrice de passage (d,q) au } (\alpha, \beta).$$

3.3 Équations du moteur asynchrone dans le repère tournant (d,q)

Le modèle diphasé du moteur s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé tournant en réglant l'angle $\theta = \theta_s$, où θ_s est l'angle du champ statorique. Puisque le rotor se déplace à la vitesse ω_r , les axes (d,q) se déplacent à une vitesse qui est égale à $(\omega_s - \omega_r)$ par rapport au rotor. En appliquant les transformations, les équations générales du moteur asynchrone à cage d'écureuil dans le repère (d,q) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \psi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{dr} \end{cases} \quad (A.51)$$

Avec : $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ et $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$

Les expressions des flux en fonction des courants sont illustrées comme suit :

$$\begin{cases} \psi_{dr} = L_r i_{dr} + M_{sr} i_{ds} \\ \psi_{qr} = L_r i_{qr} + M_{sr} i_{qs} \\ \psi_{ds} = L_s i_{ds} + M_{sr} i_{dr} \\ \psi_{qs} = L_s i_{qs} + M_{sr} i_{qr} \end{cases} \quad (A.52)$$

À partir de l'expression du couple dans le repère triphasé (A.37), l'application de la transformation Park aux courants statorique et rotorique donne :

$$C_e = p \left([P(\theta)]^{-1} [i_{sdq}] \right)^T \frac{d[M_{sr}(\theta)]}{d\theta} [P(\theta)]^{-1} [i_{rdq}] \quad (A.53)$$

L'inductance mutuelle entre la phase statorique et la phase rotorique dans le repère (d,q) s'écrit :

$$[M_{sr}]_{dq} = [P(\theta)]^{-1} [M_{sr}(\theta)] [P(\theta)] = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (A.54)$$

Suivant l'équation (A.40), le couple devient alors :

$$C_e = p [i_{sdq}]^T \frac{3}{2} M_{sr} \frac{d \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}{d\theta} [i_{rdq}] \quad (A.55)$$

Le résultat sous forme scalaire est :

$$C_e = \frac{3}{2} M_{sr} p (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) \quad (A.56)$$

p : Le nombre de pair de pôles du moteur.

En utilisant les équations qui lient le flux aux courants (A.52), il est possible de déterminer d'autres expressions du couple plus adaptées à la conception de la commande du moteur. Parmi celles qui sont les plus utilisées, il y a l'équation exprimée dans le repère rotorique, qui met en jeu les courants statoriques mesurables et les flux du rotor :

$$C_e = \frac{3}{2} \frac{M_{sr}}{L_r} p (i_{qs} \psi_{dr} - i_{ds} \psi_{qr}) \quad (A.57)$$

De même, il est possible de déterminer une autre expression du couple qui utilise les composants du flux statorique :

$$C_e = p(i_{qs}\psi_{ds} - i_{ds}\psi_{qs}) \quad (A.58)$$

Le modèle du moteur asynchrone exprimé dans le référentiel rotatif (d,q) est souvent utilisé pour la conception des commandes, par contre, le repère stationnaire (α,β) est recommandé pour le design des estimateurs.

3.4 Equation mécanique

Lorsque la machine est chargée, l'équation du couple tient compte de l'inertie totale, du coefficient de frottement et d'un éventuel couple de charge.

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\omega_r \quad (A.59)$$

Avec :

C_e : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple de charge.

f: Coefficient de frottement.

J: Moment d'inertie du moteur.

3.5 Équations du moteur asynchrone dans le repère fixe (α,β)

Selon le référentiel stationnaire (α,β), les axes a et α sont confondues ($\theta_s = 0$ donc $\omega_s = 0$), les axes du rotor se déplacent à une vitesse qui est égale à ω_r par rapport au repère fixe, d'où le modèle mathématique suivant :

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} \\ V_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} \\ 0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \psi_{\beta r} \\ 0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \omega_r \psi_{\alpha r} \end{cases} \quad (A.60)$$

De même, les équations du flux sont données comme suit :

$$\begin{cases} \psi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + M_{sr} i_{\alpha s} \\ \psi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + M_{sr} i_{\beta s} \\ \psi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + M_{sr} i_{\alpha r} \\ \psi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + M_{sr} i_{\beta r} \end{cases} \quad (A.61)$$

Le couple électromagnétique peut également être exprimé par l'équation suivante :

$$C_e = p(\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (A.62)$$

L'équation mécanique fondamentale est exprimée comme suit quel que soit le choix du référentiel :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\omega_r \quad (A.63)$$

Annexe B : Détermination expérimentales des paramètres du moteur

1. Equations complexes équivalentes dans le repère (d,q)

Dans le but de réduire la complexité de la représentation triphasée (a,b,c) et d'étudier le comportement dynamique du moteur asynchrone à cage d'écuréuil, un modèle diphasé équivalent de coordonnées (d,q) est utilisé. Les équations équivalentes sont représentées comme suit :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs} \quad (B.1)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds} \quad (B.2)$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \psi_{qr} \quad (B.3)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{dr} \quad (B.4)$$

Souvent, pour une représentation compacte, le modèle équivalent du moteur asynchrone dans le repère tournant (d,q) est exprimé sous une forme complexe. La multiplication de l'équation (B.1) par $(-j)$ et l'addition avec l'équation (B.2) donne :

$$V_{qs} - jV_{ds} = R_s (I_{qs} - jI_{ds}) + \frac{d}{dt} (\psi_{qs} - j\psi_{ds}) + j\omega_s (\psi_{qs} - j\psi_{ds}) \quad (B.5)$$

D'où :

$$V_{dqs} = R_s i_{dqs} + \frac{d}{dt} \psi_{dqs} + j\omega_s \psi_{dqs} \quad (B.6)$$

De même, les équations rotoriques (B.3) et (B.4) peuvent être combinées pour représenter :

$$0 = R_r i_{dqr} + \frac{d}{dt} \psi_{dqr} + j(\omega_s - \omega_r) \psi_{dqr} \quad (B.7)$$

Les expressions des flux dans le repère (d,q) sont illustrées comme suit :

$$\begin{cases} \psi_{dr} = L_r i_{dr} + M_{sr} i_{ds} \\ \psi_{qr} = L_r i_{qr} + M_{sr} i_{qs} \\ \psi_{ds} = L_s i_{ds} + M_{sr} i_{dr} \\ \psi_{qs} = L_s i_{qs} + M_{sr} i_{qr} \end{cases} \quad (B.8)$$

$$\begin{cases} \psi_{dqr} = L_r i_{dqr} + M_{sr} i_{dqs} \\ \psi_{dqs} = L_s i_{dqs} + M_{sr} i_{dqr} \end{cases} \quad (B.9)$$

Avec : $\ell_s = L_s - M_{sr}$

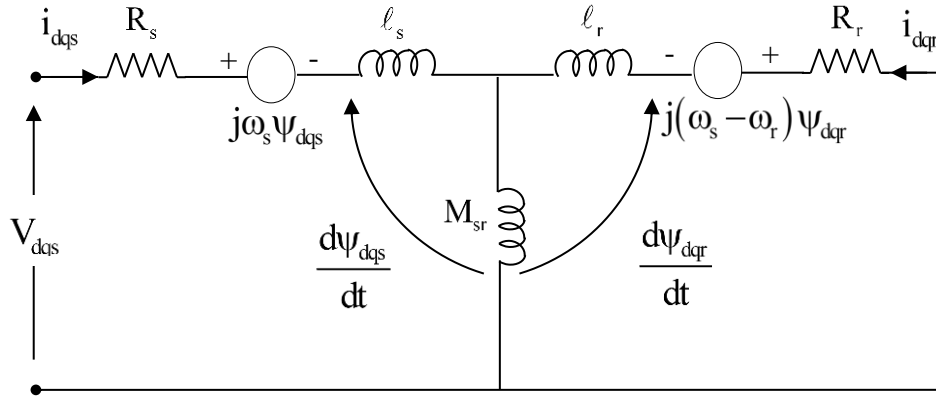


Fig. B.1 Le circuit complexe équivalent dans le repère tournant (d,q)

Notant que les équations d'état stationnaire peuvent toujours être dérivées en substituant les composantes dérivées par zéro. De ce fait, à partir des équations (B.6) et (B.7), les expressions complexes en régime permanent peuvent être écrites comme suit :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\psi}_s \quad (\text{B.10})$$

Notons que : $\omega_s - \omega_r = g\omega_s$, si on divise l'équation (B.7) par le glissement g , qui n'est jamais nul en pratique, on obtient :

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s \bar{\psi}_r \quad (\text{B.11})$$

Les expressions des flux en fonction des courants statoriques et rotoriques peuvent être écrites à partir de la figure B.1 comme suit :

$$\begin{cases} \bar{\psi}_s = L_s \bar{I}_s + M_{sr} \bar{I}_r \\ \bar{\psi}_r = L_r \bar{I}_r + M_{sr} \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{B.12})$$

Remplaçant les expressions des flux dans les équations (B.10) et (B.11), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s) \bar{I}_s + j\omega_s M_{sr} \bar{I}_r \\ 0 = \left(\frac{R_r}{g} + j\omega_s L_r\right) \bar{I}_r + j\omega_s M_{sr} \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{B.13})$$

Pour ramener le rotor au repère statorique, on doit faire un changement qui permet de substituer au courant rotorique réel de pulsation $\omega_r = g\omega_s$, un courant fictif de même pulsation que le courant statorique et d'amplitude proportionnelle au courant rotorique réel, telle que :

$$\bar{I}_r = k \bar{I}_r' \quad (\text{B.14})$$

Où k est un nombre arbitraire fini et non nul. En remplaçant \bar{I}_r par $k\bar{I}_r'$ dans les équations du moteur asynchrone, on obtient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = (R_s + j\omega_s L_s) \bar{I}_s + j\omega_s M'_{sr} \bar{I}'_r \\ 0 = \left(\frac{R'_r}{g} + j\omega_s L'_r \right) \bar{I}'_r + j\omega_s M'_{sr} \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{B.15})$$

Avec :

$$\begin{cases} R'_r = k^2 R_r \\ L'_r = k^2 L_r \\ M'_{sr} = k M_{sr} \end{cases} \quad (\text{B.16})$$

1.1 Grandeurs ramenées au stator

En introduisant les flux de fuites statorique et rotorique représentés respectivement par :

$\ell_s = L_s - M'_{sr}$: Inductance de flux de fuites statorique.

$\ell'_r = L'_r - M'_{sr}$: Inductance de flux de fuites rotorique ramenée.

Les équations du moteur asynchrone s'écrivent alors comme suit :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = (R_s + j\omega_s \ell_s) \bar{I}_s + j\omega_s M'_{sr} \bar{I}_m \\ \bar{V}_r = 0 = \left(\frac{R'_r}{g} + j\omega_s \ell'_r \right) \bar{I}'_r + j\omega_s M'_{sr} \bar{I}_m \end{cases} \quad (\text{B.17})$$

Avec : $\bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}'_r$: Courant de magnétisation.

A partir de ces deux dernières équations on établit le schéma équivalent du moteur asynchrone en régime permanent.

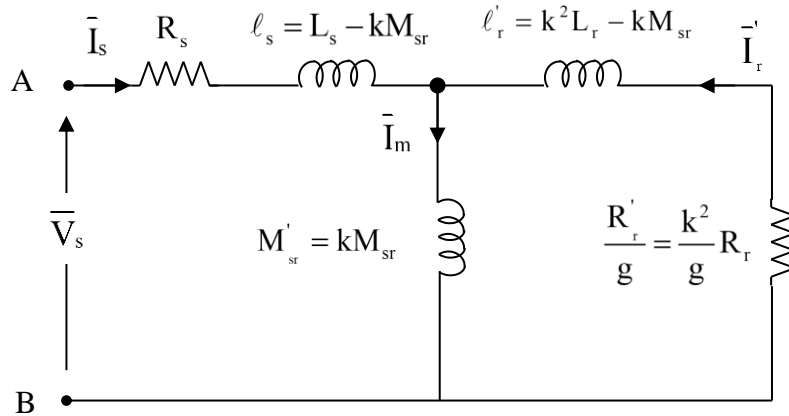


Fig. B.2 Schéma équivalent du moteur asynchrone en régime permanent

Avec ce modèle, on considère le moteur asynchrone comme un transformateur statique en court-circuit avec une résistance secondaire ramenée au primaire égale à $\frac{R'_r}{g}$. En négligeant les pertes magnétiques dans le fer, ce modèle est caractérisé par les paramètres électriques ($R_s, L_s, R_r, L_r, M_{sr}$), à identifier par la méthode classique.

1.2 Schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator

Si on considère que les fuites sont complètement ramenées stator, l'inductance de fuite du rotor sera prise nulle :

$$\ell'_r = 0, \text{ dans ce cas : } k = \frac{M_{sr}}{L_r} \quad (\text{B.18})$$

L'inductance des fuites totalisées dans le stator ℓ_s et l'inductance magnétisante ramenée M_{sr} s'expriment par :

$$\ell_s = L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r} = \sigma L_s \quad (\text{B.19})$$

$$M'_{sr} = \frac{M_{sr}^2}{L_r} = (1-\sigma)L_s$$

La résistance rotorique ramenée au stator est donnée par :

$$R'_r = \left(\frac{M_{sr}}{L_r}\right)^2 R_r = \frac{(1-\sigma)L_s}{\tau_r} \quad (\text{B.20})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_r L_s} : \text{Coefficient de dispersion total.}$$

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

Le schéma équivalent du moteur asynchrone devient alors :

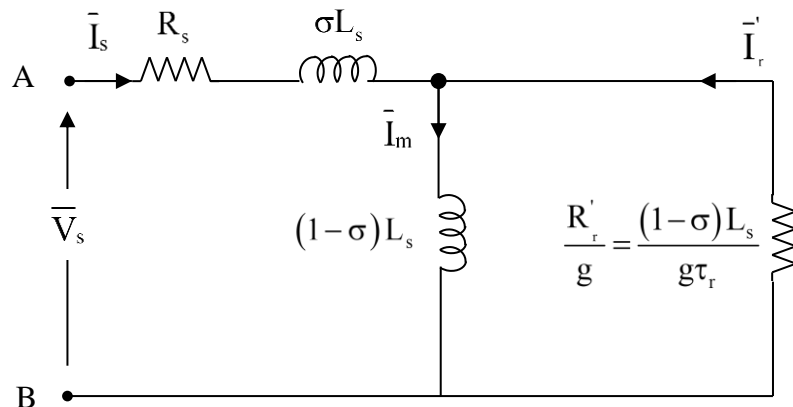


Fig. B.3 Schéma équivalent de la MAS à fuites totalisées dans le stator

2. Identification expérimentale des paramètres du moteur asynchrone triphasé à cage

L'identification des paramètres du moteur asynchrone à savoir, $(R_s, L_s, M_{sr}, R'_r, \tau_r, \sigma)$ sera faite en se basant sur le schéma équivalent en régime permanent à fuites totalisées dans le stator (Fig. B.3). Ces paramètres seront déterminés par des essais directs.

2.1 Essai Voltampèremétrique en courant continu (mesure de résistance d'une phase statorique)

Cet essai permet de calculer la résistance d'un enroulement statorique R_s . La mesure en courant continu (méthode voltampèremétrique) sera réalisée à chaud (après un essai en charge).

Montage expérimental :

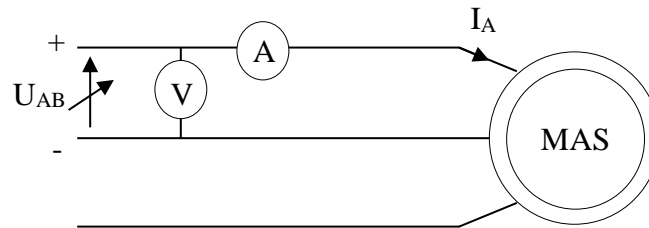


Fig. B.4 Schéma de l'essai voltampèremétrique

Tableau. B.1 Tableau récapitulatif de l'essai voltampèremétrique

$U_{AB}(V)$	0	5	10	12	15
$I_A(V)$	0	0.16	0.36	0.42	0.53

La valeur de la résistance est donnée par la loi d'Ohm, après calcul on trouve :

$$R_s = \frac{U_{AB}}{I_A} = 28.571 \, \Omega \quad (\text{B.21})$$

2.2 Essai à vide

Dans cet essai, la machine est alimentée par sa tension nominale, sous sa fréquence nominale. Aucune charge n'est appliquée au moteur, par conséquent, la vitesse de rotation du rotor est presque égale à celle du champ tournant, par suite, la f.e.m induite dans le rotor est nulle et le courant induit est aussi nul. On peut écrire alors que, lorsque ($g = 0$) :

$$\begin{aligned} \bar{V}_s &= \bar{V}_{s0} \\ \bar{I}_r' &\approx 0 \text{ et } \bar{I}_s = \bar{I}_{s0} \approx \bar{I}_m \end{aligned} \quad (\text{B.22})$$

La branche correspondante au secondaire est ouverte ($\frac{R_r'}{g} \rightarrow \infty$). Le circuit à vide devient :

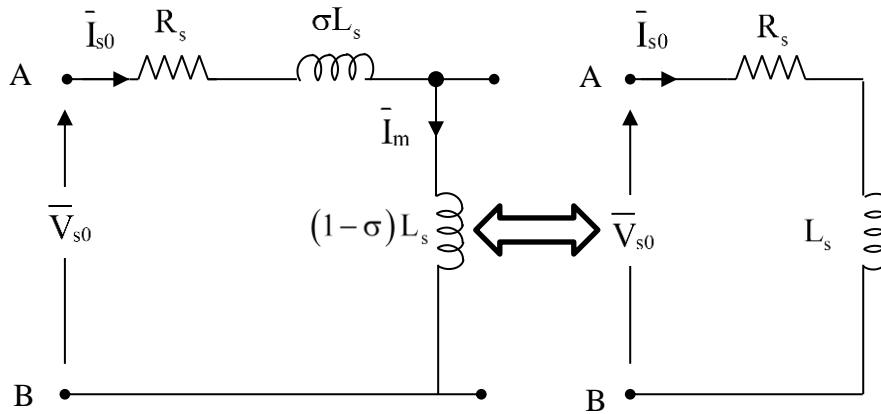


Fig. B.5 Schéma équivalent de la MAS en fonctionnement à vide

Montage expérimental :

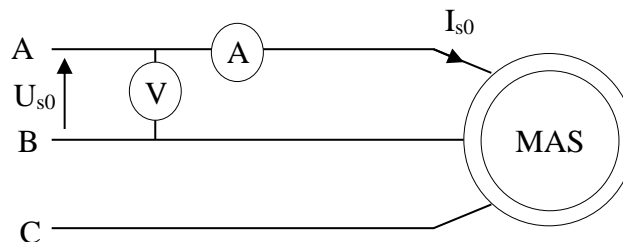


Fig. B.6 Schéma de l'essai à vide

Dans cet essai, on applique la tension nominale au moteur, et on le laisse tourner à vide, le branchement des enroulements statorique étant en étoile. Cet essai à vide permet de déterminer L_s par la mesure de V_{s0} et I_{s0} .

$$I_{s0} = 0.28 \text{ A} \quad (\text{B.23})$$

$$V_{s0} = \frac{380}{\sqrt{3}} \text{ V} \quad (\text{B.24})$$

L'inductance statorique est :

$$L_s = \frac{1}{\omega_e} \sqrt{\left(\frac{V_{s0}}{I_{s0}}\right)^2 - R_s^2} = \frac{1}{2\pi 50} \sqrt{\left(\frac{380}{\sqrt{3} \times 0.28}\right)^2 - 28.571^2} = 2.49 \text{ H avec } \omega_e = 2\pi f \quad (\text{B.25})$$

Avec :

V_{s0} : Tension statorique au borne d'une phase à vide.

I_{s0} : courant de ligne à vide.

2.3 Essai en court-circuit (à rotor bloqué)

Dans cet essai, la vitesse de rotation est nulle ($g = 1$), et le courant absorbé n'est limité que par l'impédance qui est généralement faible, pour cette raison, la tension d'alimentation doit être réduite pour ne pas dépasser le courant statorique nominal. Le schéma simplifié qui permet de déterminer la résistance rotorique ramenée R'_r et l'inductance des fuites globales σL_s est le suivant :

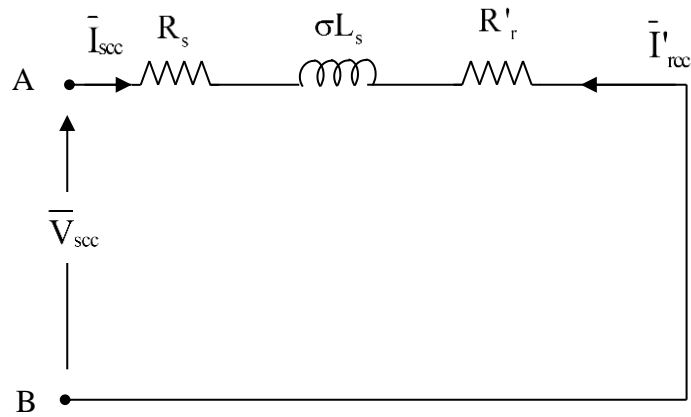


Fig. B.7 Schéma équivalent simplifié de la MAS à rotor bloqué

La tension V_{scc} est réduite, donc le courant magnétisant I_m peut être négligé.

Montage expérimental :

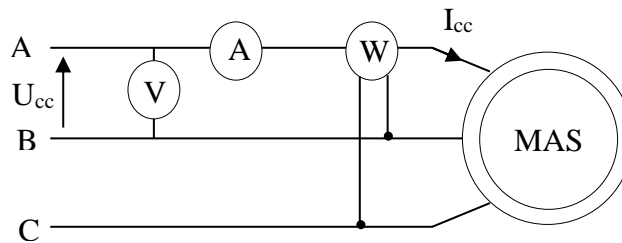


Fig. B.8 Schéma de l'essai en court-circuit

Tableau. B.2 Tableau récapitulatif de l'essai en court-circuit

$I_{cc}(A)$	$U_{cc}(V)$	$P_{cc}(W)$
1	110	130

Dans cet essai, l'arbre du moteur est bloqué et le stator est alimenté sous une tension qui correspond à un courant absorbé égale au courant nominal. D'après cet essai, on peut relever les paramètres suivants :

$$R'_r = \frac{P_{cc}}{3I_{cc}^2} - R_s = \frac{130}{3(1)^2} - 28.571 = 14.762 \Omega \quad (B.26)$$

$$L_\sigma = \frac{1}{\omega_e} \sqrt{\left(\frac{V_{cc}}{I_{cc}}\right)^2 - (R_s + R'_r)^2} = \frac{1}{2\pi 50} \sqrt{\left(\frac{110}{\sqrt{3}}\right)^2 - (28.571 + 14.762)^2} = 0.147 \text{ H} \quad (B.27)$$

$$\sigma = \frac{L_\sigma}{L_s} = \frac{0.147}{2.49} = 0.059 \text{ H} \quad (B.28)$$

$$M_{sr} = \sqrt{(1 - \sigma)L_s L_r} = \sqrt{(1 - 0.059) \times 2.49^2} = 2.426 \text{ H} \quad (B.29)$$

2.4 Identification des pertes fer et des pertes mécaniques

Lors du fonctionnement de la MAS en moteur à vide, la puissance active absorbée représente la somme des pertes suivantes :

- Les pertes ohmiques statoriques : (par effet joule dues au courant statorique) :

$$P_{js} = 3R_s I_{so}^2 \quad (B.30)$$

- Les pertes ferromagnétiques : P_{Fe}

- Les pertes mécaniques dues aux frottements et à la ventilation : P_{mec}

En effet la puissance active à vide est donnée par :

$$P_{so} - P_{js} = P_{Fe} + P_{mec} \quad (B.31)$$

La somme $P_{cte} = P_{Fe} + P_{mec}$ est nommé les pertes constantes ; qui garde toujours la même valeur quel que soit le régime du fonctionnement du moteur (à vide, en charge nominale, ¼ de charge nominale, ...). En effet, les pertes fer sont proportionnelles au carré de l'induction maximale ($P_{Fe} = (k_H \times f \times V + k_F \times f^2 \times e \times V) B_{max}^2$) or le carré de l'induction maximale est proportionnel au carré de la tension d'alimentation du stator (Formule de Boucherot) et le moteur est toujours alimenté sous sa tension nominale quel que soit son régime de fonctionnement.

Concernant les pertes mécaniques, elles sont proportionnelles à la vitesse de rotation qui est toujours proche de la vitesse de synchronisme donc considérées comme constantes.

Il existe plusieurs méthodes pour séparer les pertes, celle utilisée dans ce travail consiste à tracer la variation de $(P_{so} - P_{js})$ en fonction du carré de la tension d'alimentation. On relève à vide le tableau de mesures expérimentales suivant :

Tableau. B.3 Tableau des mesures expérimentales de l'essai à vide

Tension à vide U_{so} (V)	380	320	300	280	250
Courant à vide I_{so} (A)	0.6	0.49	0.46	0.43	0.39
Pertes joules statoriques $P_{js}=R_s I_{so}^2$ (W)	30.856	20.579	18.136	15.848	13.036
Puissance à vide P_{so} (W)	81.6	64.8	60.1	56.6	51.3
$P_{so} - P_{js}$ (W)	50.744	44.221	41.964	40.752	38.264

Sachant que ($P_{so} - P_{js} = P_{Fe} + P_{mec} = \alpha \times U^2 + P_{mec}$), la représentation graphique de $P_{so} - P_{js}$ est une droite qui ne passe pas par l'origine, la prolongation de cette droite coupe l'axe des ordonnées au point M tel que ; $OM=P_{mec}$.

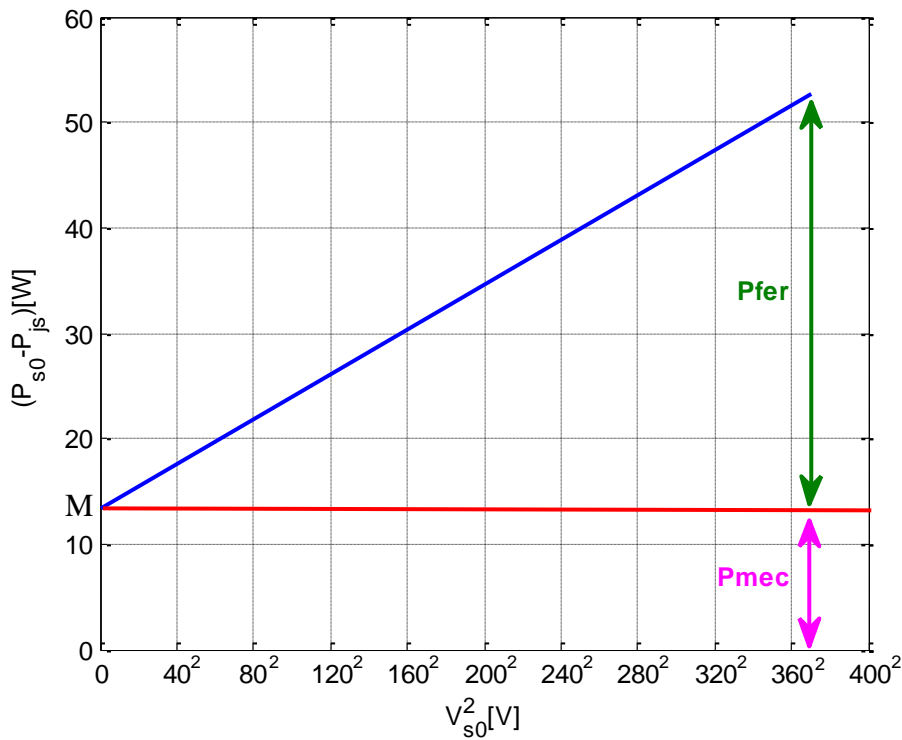


Fig. B.9 Courbe de la séparation des pertes

2.5 Essai de ralentissement

Cet essai permet de déterminer les paramètres mécaniques du moteur asynchrone, on démarre le moteur avec une tension progressivement variable jusqu'à sa valeur nominale, ensuite on coupe l'alimentation et l'évolution de la vitesse en fonction du temps est enregistré à l'aide de l'oscilloscope en visualisant la tension aux bornes de la génératrice tachymétrique.

Le couple électromagnétique du moteur est donné par l'équation :

$$C_e = J \frac{d\Omega}{dt} + C_r + f \cdot \Omega \quad (B.32)$$

Le moteur tourne à vide à la vitesse Ω_0 avec C_{r0} est son couple résistant à vide. A l'instant t égale à t_1 , l'alimentation est coupée, le couple électromagnétique du moteur est réduit à zéro ($C_e = 0$) et l'équation du couple s'écrit comme suit :

$$0 = \frac{J}{f} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{C_{r0}}{f} + \Omega \quad (B.33)$$

On pose :

$$\tau_m = \frac{J}{f} \quad \text{et} \quad \Omega_f = -\frac{C_{r0}}{f} \quad (B.34)$$

Et sa résolution donne :

$$\Omega(t) = (\Omega_0 - \Omega_f) e^{\frac{-t}{\tau_m}} + \Omega_f \quad (B.35)$$

$$\text{A } t=0, \quad \Omega(t) = \Omega_0$$

$$\text{A } t=t_f, \quad \Omega(t_f) = 0$$

Après la coupure de l'alimentation, la machine continue à tourner pendant un temps t_f avant de s'arrêter, donc :

$$\Omega(t_f) = (\Omega_o - \Omega_f)e^{-\frac{t_f}{\tau_m}} + \Omega_f = 0 \quad (B.36)$$

D'où :

$$\frac{t_f}{\tau_m} = \text{Ln}\left(\frac{\Omega_f - \Omega_o}{\Omega_f}\right) \quad (B.37)$$

La constante du temps mécanique :

$$\tau_m = \frac{t_f}{\text{Ln}\left(\frac{\Omega_f - \Omega_o}{\Omega_f}\right)} \quad (B.38)$$

Etant donné que :

$$\text{Ln}\left(\frac{\Omega_f - \Omega_o}{\Omega_f}\right) = \text{Ln}\left(1 - \frac{\Omega_o}{\Omega_f}\right) = \text{Ln}\left(1 + f \frac{\Omega_o}{C_{ro}}\right) \quad (B.39)$$

Le coefficient de frottement f est généralement faible d'où :

$$\text{Ln}\left(1 + f \frac{\Omega_o}{\Omega_f}\right) \approx f \frac{\Omega_o}{C_{ro}} \quad (B.40)$$

Cela implique :

$$t_f = \tau_m f \frac{\Omega_o}{C_{ro}} \quad (B.41)$$

On substitue $\tau_m = \frac{J}{f}$ dans l'équation précédente, on obtient :

$$J = t_f \frac{C_{ro}}{\Omega_o} \quad (B.42)$$

D'après l'essai de ralentissement effectué sur le moteur et la courbe de séparation des pertes, on a trouvé $t_f = 1.650$ s, $\tau_m = 0.45$ s et $P_{mec} = 12.5$ W.

D'où :

$$C_{ro} = \frac{P_{mec}}{\Omega_o} = \frac{12.5}{162.315} = 0.0770 \text{ N.m} \quad (B.43)$$

Donc :

$$J = t_f \frac{C_{ro}}{\Omega_o} = 1.650 \times \frac{0.0770}{162.315} = 0.0007827 \text{ kg.m}^2 \quad (B.44)$$

$$f = \frac{J}{\tau_m} = \frac{0.0007827}{0.45} = 0.001739 \text{ N.m.rad}^{-1} \quad (B.45)$$

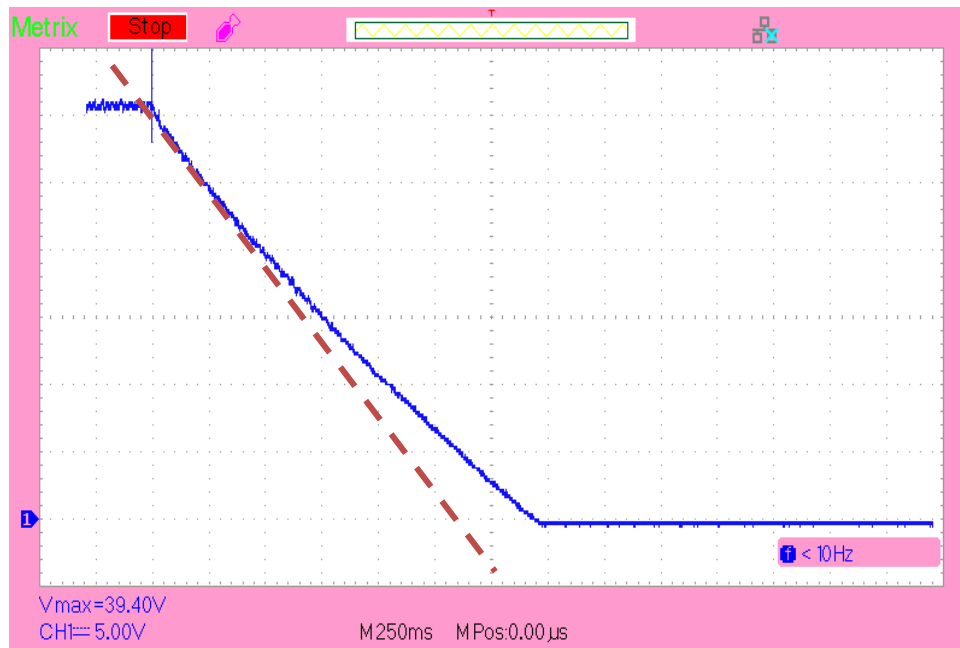


Fig. B.10 Essai de ralentissement effectué sur un moteur asynchrone à cage

Les paramètres du moteur asynchrone triphasé, utilisé dans la simulation, en unités SI sont donc les suivants :

300 W, 50 Hz, $R_s=28.571 \Omega$, $R_r=14.762 \Omega$, $L_s=L_r=2.49 \text{ H}$, $M_{sr}=2.426 \text{ H}$, $J=0.0007827 \text{ kg.m}^2$, $f=0.001739 \text{ N.m.s/rd}$, $p=2$, sampling time= $5 \mu\text{s}$.