



Department: Electrical Engineering
Applied Automation and Industrial Diagnostic Laboratory

Order N°:/2023

Defense authorization N°:/2023

DOCTORAL THESIS

With a view to obtaining the diploma of Doctoral in sciences

Branch: Applied Automation and Industrial Diagnostic

Specialty: Automatic

Presented by:

Mourad SELLAH

Topic

Contribution to control of dual open-end winding induction motor

Supported, on 16/03/2023, before the jury composed of:

| Last and first name | Grade | Institution of affiliation | Designation |
|-----------------------------------|-----------|----------------------------|---------------|
| Mr. Ahmed HAFIFA | Professor | University of Djelfa | President |
| Mr. Mohamed Mounir REZAOUI | Professor | University of Djelfa | Supervisor |
| Mr. Abdellah KOUZOU | Professor | University of Djelfa | Co-Supervisor |
| Mr. Lakhdar MOKRANI | Professor | University of Laghouat | Examiner |
| Mr. Tahar BAH | Professor | University of Annaba | Examiner |
| Mr. Imed MERZOUK | MCA | University of Djelfa | Examiner |
| Mr. Atallah OUAI | MCA | University of Laghouat | Examiner |

Djelfa University, FST – 2023



Département : Génie Electrique

Laboratoire d'Automatique Appliquée et Diagnostic Industriel

N° d'ordre :/2023

Autorisation de soutenance N° :/2023

THESE DE DOCTORAT

En vue de l'obtention du diplôme de Doctorat en sciences

Option : Automatique Appliquée et Diagnostic Industriel

Spécialité : Automatique

Présentée par :

Mourad SELLAH

Sujet

Contribution à la commande d'un moteur asynchrone à double enroulements statoriques ouverts

Soutenue publiquement, le 16/03/2023, devant le jury composé de :

| Nom et Prénom | Grade | Etablissement de rattachement | Désignation |
|----------------------------|------------|-------------------------------|-----------------------|
| Mr. Ahmed HAFIFA | Professeur | Université de Djelfa | Président |
| Mr. Mohamed Mounir REZAOUI | Professeur | Université de Djelfa | Directeur de thèse |
| Mr. Abdellah KOUZOU | Professeur | Université de Djelfa | Co-Directeur de thèse |
| Mr. Lakhdar MOKRANI | Professeur | Université de Laghouat | Examineur |
| Mr. Tahar BAH | Professeur | Université d'Annaba | Examineur |
| Mr. Imed MERZOUK | MCA | Université de Djelfa | Examineur |
| Mr. Atallah OUAI | MCA | Université de Laghouat | Examineur |

Université de Djelfa, 2023

Remerciements

Tout d'abord, je remercie très sincèrement **ALLAH** le Tout-Puissant de m'avoir donné la santé, la volonté et la patience durant toutes ces longues années d'études que j'ai passées à accomplir ce travail.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements à mon rapporteur, Monsieur **Mohamed Mounir REZAOUI**, Professeur à l'Université de Djelfa, pour son aide inestimable et ses encouragements réguliers. Ses qualités scientifiques ont toujours été une source de motivation. Qu'il trouve dans ces quelques mots ma grande appréciation pour ses remarquables qualités humaines.

Il m'est très difficile d'exprimer en quelques mots tout ce que je dois à mon Co- rapporteur Monsieur **Abdellah KOUZOU**, Professeur à l'Université de Djelfa, pour son suivi rigoureux, pour sa vision toujours positive de l'avancée de mes travaux, pour ses remarques pertinentes ainsi que pour ses conseils avisés tout au long du déroulement de ce travail, j'ai beaucoup appris en travaillant avec lui. J'apprécie très particulièrement ses compétences scientifiques et ses nobles qualités humaines, et lui adresse mes chaleureux remerciements.

J'exprime aussi ma profonde reconnaissance à Monsieur **Ahmed HAFIFA**, Professeur à l'Université de Djelfa, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Il m'est agréable de pouvoir exprimer mes sincères remerciements envers les membres du jury qui m'ont fait l'honneur de participer au jury et pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail, en acceptant de l'examiner et de l'évaluer, en l'occurrence :

Monsieur **Lakhdar MOKRANI**, Professeur à l'Université de Laghouat

Monsieur **Tahar BAH**I, Professeur à l'Université d'Annaba

Monsieur **Imed MERZOUK**, MCA à l'Université de Djelfa

Monsieur **Atallah OUAI**, MCA à l'Université de Laghouat

Finalement, je tiens à remercier tous ceux qui ont aidé à rendre ce travail possible, ceux qui m'ont apporté un soutien moral de près ou de loin.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

À qui je dois toute la cordialité et le respect, je lui adresse mes profonds remerciements pour ses sacrifices, son dévouement et sa sollicitude, ma chère bien-aimée mère, je prie **ALLAH** le Tout-Puissant de la protéger et de prolonger sa vie et de lui accorder sa bonne santé.

À la mémoire de mon cher père et de mon cher frère, je prie **ALLAH** le Tout-Puissant d'avoir pitié d'eux et de leur accorder le paradis.

À ma chère femme, je la remercie sincèrement pour son soutien et sa patience tout au long de la réalisation de ce travail.

À mes deux filles bien-aimées, Sara et Malak Iman.

À mes neveux Youssef, Zakaria et Maria.

À mes frères et sœurs.

À toute la grande famille.

À tous les amis et collègues.

Mourad SELLAH

المساهمة في التحكم في محرك غير متزامن بلفات مزدوجة مفتوحة للجزء الثابت

ملخص: يتعلق العمل الذي تم تقديمه في هذه الأطروحة بالمساهمة في التحكم في آلة غير متزامنة ذات لفات الجزء الثابت المزدوجة المفتوحة. تتمثل الفكرة الرئيسية في استخدام الآلة غير المتزامنة ذات النجم المزدوج مع لفات الجزء الثابت المفتوحة التي يتم تغذيتها بواسطة محولات المصنوفة ثلاثية الطور. بدأت دراستنا بعرض موجز حول الآلات متعددة الأطوار، والطوبولوجيات ذات اللف المفتوح، بالإضافة إلى محولات المصنوفة من خلال البدء بتقديم الهياكل والتعديلات المختلفة ثم القيام بنمذجة الهيكل المباشر وغير المباشر لهذه المحولات. بالإضافة إلى ذلك، تمت مناقشة تطبيق تعديل المتجه على البنيات الرئيسية الثلاثة لمحور المصنوفة، المباشرة وغير المباشرة وغير المباشر ذات ثلاثة مستويات. تم أيضًا التطرق إلى تعديل المتجه المنفصل الموجه بشكل خاص نحو الهيكل المطور لمحور المصنوفة، والذي يتكون من مخرجين في مرحلة الانعكاس، مما يجعله مناسبًا تمامًا لطوبولوجيا اللف المفتوح. تم تطبيق التحكم في الوضع الانزلاقي المستند إلى تعديل متجه الفضاء على الآلة غير المتزامنة ذات النجمتين بهيكليها (التقليدي، اللف المفتوح)، مصحوبة بمقارنة مفصلة للنتائج التي تم الحصول عليها. بعد ذلك تم إدخال عنصري تحكم غير خطيين متطورين يمثلهما التحكم في وضع الانزلاق ذي الترتيب العالي والتحكم بالرجوع للخلف. تم تطوير هتين الطريقتين للتحكم مع تردد تبديل ثابت على أساس تقنية تعديل المتجه للآلة غير المتزامنة ذات اللفات الثابتة المزدوجة المفتوحة والتي تمت تغذيتها على مرحلتين منفصلتين بسبب استخدام هيكليين لمحور المصنوفة غير المباشر ثنائي المخرجات، الأول بمستويين والثاني بثلاثة مستويات. نهاية هذا العمل خصصت للتحكم المباشر في عزم الدوران المرتبط بتعديل المتجه الذي اعتمدنا عليه لضمان قيادة الآلة غير المتزامنة ذات اللفات الثابتة المزدوجة المفتوحة، وقد تم تحسين استراتيجية التحكم هذه من خلال إدخال تقنية خطية المدخلات والمخرجات بواسطة رجوع الحالة. أظهرت النتائج التي تم الحصول عليها أداء وكفاءة أساليب التحكم المقترحة.

كلمات مفتاحية: آلة غير متزامنة مع لفات الجزء الثابت المزدوجة المفتوحة، محور المصنوفة، تعديل المتجه، التحكم المباشر في العزم، خطية المدخلات والمخرجات من خلال رجوع الحالة.

Contribution to the control of the dual open-end winding induction motor

Abstract: The work carried out in this thesis concerns the contribution to the control of the dual open-end winding induction machine. The main idea consists in the use of the dual star induction machine with open stator windings supplied by three-phase matrix converters. Our study began with a state of the art on multiphase machines, open winding topologies as well as matrix converters, by first presenting the different topologies and modulations proposed then by modeling the direct and indirect structure of these converters. In addition, the application of a vector modulation to the three matrix converter topologies, direct, indirect and indirect three-levels has been discussed. The decoupled vector modulation was also introduced, specifically geared towards the developed structure of the matrix converter, which presents two outputs to the inversion stage, making it well suited for open winding topology. The sliding mode control based on space vector modulation has been applied to the dual star induction machine with its two structures (conventional, open windings), accompanied by a comparison of the results obtained. Then two advanced nonlinear controls represented by higher order sliding mode control and backstepping control were introduced. These two control approaches have been developed with constant frequency switching based on the vector modulation technique for the dual open-end winding induction machine. This machine was fed in two different stages due to the use of two structures of the two-output indirect matrix converter, the first with two levels and the second with three levels. Our work ended with direct torque control associated with the vector modulation on which we related to ensure the drive of the dual open-end winding induction machine, this control strategy was improved by the introduction of the input-output feedback linearization technique. The results obtained showed the performance and efficiency of the proposed control approaches.

Keywords: dual open-end winding induction machine, matrix converter, vector modulation, direct torque control, input-output feedback linearization.

Contribution à la commande d'un moteur asynchrone à double enroulements statoriques ouverts

Résumé : Le travail effectué dans cette thèse porte sur la contribution à la commande d'une machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts. L'idée principale consiste à l'utilisation de la machine asynchrone double étoile avec des enroulements statoriques ouverts alimentée par des convertisseurs matriciels triphasés. Notre étude a commencé par un état de l'art sur les machines multiphasées, les topologies d'enroulements ouverts ainsi que les convertisseurs matriciels, en présentant d'abord les différentes topologies et modulations proposées puis en modélisant ensuite la structure directe et indirecte de ces convertisseurs. De plus, l'application de la modulation vectorielle aux trois topologies de convertisseurs matriciels, directe, indirecte et indirecte à trois niveaux a été discutée. Une modulation vectorielle découplée a été également introduite, spécifiquement orientée vers la structure développée du convertisseur matriciel, qui présente deux sorties à l'étage d'inversion, ce qui la rend bien adaptée à la topologie d'enroulement ouvert. La commande par mode glissant basées sur la modulation vectorielle d'espace a été appliquée à la machine asynchrone double étoile avec ses deux structures (conventionnelle, enroulements ouverts), accompagnée d'une comparaison des résultats obtenus. Ensuite, deux commandes non linéaires avancées représentées par le contrôle en mode glissant d'ordre supérieur et le contrôle backstepping ont été introduites. Ces deux approches de commande ont été développées avec une commutation à fréquence constante basée sur la technique de modulation vectorielle pour la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts. Cette machine a été alimentée selon deux étapes différentes du fait de l'utilisation de deux structures du convertisseur matriciel indirect à deux sorties, la première à deux niveaux et la seconde à trois niveaux. Notre travail a fini par la commande directe du couple associée à la modulation vectorielle sur laquelle on s'est appuyé pour assurer l'entraînement de la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts, cette stratégie de commande a été améliorée par l'introduction de la technique de la linéarisation en entrée-sortie par retour d'état. Les résultats obtenus ont montré la performance et l'efficacité des approches de commande proposées.

Mots clés : machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts, convertisseur matriciel, modulation vectorielle, commande directe du couple, linéarisation en entrée-sortie par retour d'état.

Table des matières

| | |
|---|----|
| Introduction générale | 01 |
| Motivation pour la recherche..... | 05 |
| Description du problème..... | 06 |
| Objectifs de la thèse et contributions..... | 06 |
| Structure de la thèse..... | 07 |

Chapitre 1

Etat de l'art : machines multiphasées, topologies à enroulements ouverts et convertisseurs matriciels

| | |
|---|----|
| 1.1 Introduction | 09 |
| 1.2 Machines multiphasées | 11 |
| 1.2.1 Avantages des machines multiphasées..... | 12 |
| 1.2.2 Inconvénients des machines multiphasées..... | 13 |
| 1.2.3 Classification des machines multiphasées..... | 14 |
| 1.2.4 Machine asynchrone double étoile..... | 14 |
| 1.3 Topologie d'enroulement ouvert | 15 |
| 1.3.1 Types de connexion sous topologie d'enroulement ouvert..... | 16 |
| 1.3.2 Système à double convertisseur pour une topologie à enroulement ouvert..... | 18 |
| 1.3.3 Applications de la topologie à enroulement ouvert..... | 18 |
| 1.3.4 Avantages de la topologie à enroulement ouvert..... | 19 |
| 1.3.5 MASDE sous la topologie à enroulement ouvert..... | 20 |
| 1.4 Convertisseur matriciel | 21 |
| 1.4.1 Première idée du convertisseur matriciel | 22 |
| 1.4.2 Etapes de développement du convertisseur matriciel..... | 23 |
| 1.4.3 Applications du convertisseur matriciel..... | 24 |
| 1.4.4 Configuration du convertisseur matriciel..... | 24 |
| 1.4.4.1 Convertisseur matriciel direct..... | 25 |
| 1.4.4.2 Convertisseur matriciel indirect..... | 26 |
| 1.4.4.3 Convertisseur matriciel indirect à trois niveaux..... | 27 |
| 1.4.5 Convertisseur matriciel indirect à deux étages de sortie..... | 30 |
| 1.4.5.1 IMC à double sortie pour le processus d'alimentation de la DOEWIM..... | 31 |
| 1.4.5.2 I3LMC à double sortie pour le processus d'alimentation de la DOEWIM.... | 33 |
| 1.5 Modélisation du convertisseur matriciel | 36 |
| 1.5.1 Modèle direct du convertisseur matriciel..... | 36 |
| 1.5.2 Modèle indirect du convertisseur matriciel..... | 39 |
| 1.5.2.1 Matrice de conversion indirecte..... | 40 |
| 1.6 Modulation du convertisseur matriciel..... | 40 |
| 1.7 Conclusion | 43 |

Chapitre 2

Modélisation de la MASDE/DOEWIM et modulations vectorielles des convertisseurs matriciels

| | |
|---|----|
| 2.1 Introduction | 44 |
| 2.2 Description de la machine asynchrone double étoile | 45 |
| 2.2.1 Hypothèses simplificatrices..... | 46 |
| 2.3 Modèle triphasé de la MASDE | 47 |
| 2.3.1 Equations électriques..... | 47 |
| 2.3.2 Équations magnétiques..... | 48 |
| 2.3.3 Equations mécaniques..... | 49 |
| 2.3.4 Expression du couple électromagnétique..... | 49 |
| 2.4 Modélisation de la MASDE dans le repère biphasé | 50 |
| 2.4.1 Transformation de Park..... | 50 |
| 2.4.2 Choix de référence..... | 51 |
| 2.4.3 Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes (d, q) | 52 |
| 2.4.3.1 Equations de tensions dans le référentiel (d, q) | 52 |
| 2.4.3.2 Équations magnétiques dans le référentiel (d, q) | 52 |
| 2.4.3.3 Équation du couple électromagnétique dans le référentiel (d, q) | 52 |
| 2.4.4 Modèle d'état de la MASDE dans le repère (d, q) | 54 |
| 2.4.5 Modèle d'état de la DOEWIM dans le repère (d, q) | 56 |
| 2.4.6 Modèle de la MASDE dans le repère (α, β) | 58 |
| 2.4.6.1 Equations de tensions dans le référentiel (α, β) | 58 |
| 2.4.6.2 Équations magnétiques dans le référentiel (α, β) | 58 |
| 2.4.6.3 Équation du couple électromagnétique dans le référentiel (α, β) | 58 |
| 2.4.7 Modèle d'état de la MASDE dans le repère (α, β) | 59 |
| 2.4.8 Modèle d'état de la DOEWIM dans le repère (α, β) | 61 |
| 2.5 Modulation vectorielle pour différentes topologies du convertisseur matriciel .. | 62 |
| 2.5.1 SVM de la topologie directe du MC (SVM-MC)..... | 62 |
| 2.5.1.1 SVM directe du MC (DSVM-MC)..... | 62 |
| 2.5.1.1.1 Calcul des rapports cycliques des vecteurs utilisés..... | 68 |
| 2.5.1.1.2 Choix de commutation..... | 70 |
| 2.5.1.2 SVM indirecte du MC (ISVM-MC)..... | 71 |
| 2.5.1.2.1 Principe de commande de l'ISVM-MC..... | 72 |
| 2.5.1.2.2 Commande de l'étage redresseur pour l'ISVM-MC..... | 72 |
| 2.5.1.2.3 Commande de l'étage onduleur pour l'ISVM-MC..... | 75 |
| 2.5.1.2.4 Commande du convertisseur matriciel pour l'ISVM-MC..... | 77 |
| 2.5.2 SVM de la topologie indirecte du MC (SVM-IMC)..... | 78 |
| 2.5.2.1 Commande de l'étage redresseur pour la SVM-IMC..... | 78 |
| 2.5.2.2 Commande de l'étage onduleur pour la SVM-IMC..... | 79 |
| 2.5.2.3 Synchronisation entre les deux étages pour la SVM-IMC..... | 79 |
| 2.5.3 SVM de l'I3LMC (SVM-I3LMC)..... | 80 |
| 2.5.3.1 Commande de l'étage redresseur pour la SVM-I3LMC..... | 81 |

| | | |
|------------|--|-----------|
| 2.5.3.2 | Commande de l'étage d'onduleur pour la SVM-I3LMC..... | 81 |
| 2.5.3.3 | Synchronisation entre les deux étages pour la SVM-I3LMC..... | 87 |
| 2.5.4 | SVM de l'IMC à double sortie (SVM-IMC à double sortie)..... | 87 |
| 2.5.4.1 | Commande de l'étage redresseur pour la SVM-IMC à double sortie..... | 88 |
| 2.5.4.2 | Commande de l'étage onduleur pour la SVM-IMC à double sortie..... | 88 |
| 2.5.5 | SVM de l'I3LMC à double sortie (SVM-I3LMC à double sortie)..... | 90 |
| 2.5.5.1 | Commande de l'étage redresseur pour la SVM-I3LMC à double sortie..... | 90 |
| 2.5.5.2 | Commande de l'étage onduleur pour la SVM-I3LMC à double sortie..... | 90 |
| 2.5.5.3 | Problème d'équilibrage du point neutre..... | 92 |
| 2.6 | Tension de mode commun dans les enroulements statoriques de la DOEWIM.. | 94 |
| 2.7 | Conclusion..... | 95 |

Chapitre 3

Commande par mode glissant de la MASDE/DOEWIM

| | | |
|------------|--|------------|
| 3.1 | Introduction..... | 97 |
| 3.2 | Principe de la commande vectorielle..... | 98 |
| 3.2.1 | Technique de la commande vectorielle..... | 99 |
| 3.2.2 | Classification du schéma de commande vectorielle..... | 99 |
| 3.2.3 | Types de la commande vectorielle..... | 100 |
| 3.2.4 | IFOC par orientation du flux rotorique de la MASDE..... | 100 |
| 3.3 | Commande à structure variable..... | 103 |
| 3.4 | Conception de l'algorithme de commande par mode glissant..... | 104 |
| 3.4.1 | Choix des surfaces de glissement..... | 104 |
| 3.4.2 | Condition d'existence et de convergence du régime glissant..... | 106 |
| 3.4.3 | Détermination de la loi de commande..... | 106 |
| 3.4.4 | Solution de couche limite pour réduire le chattering..... | 109 |
| 3.4.4.1 | Fonction de saturation..... | 109 |
| 3.4.4.2 | Fonction de classe C^1 | 110 |
| 3.5 | Applications de la commande par mode glissant à la MASDE..... | 111 |
| 3.5.1 | Détermination des différentes surfaces de régulation..... | 111 |
| 3.5.1.1 | Surface de régulation de la vitesse de rotation..... | 111 |
| 3.5.1.2 | Surface de régulation du flux rotorique..... | 113 |
| 3.5.1.3 | Surfaces de régulation des courants statoriques..... | 114 |
| 3.6 | Applications de la commande par mode glissant à la DOEWIM..... | 117 |
| 3.7 | Résultats de simulation et interprétations..... | 120 |
| 3.7.1 | Comparaison des résultats de simulation de différentes modulations vectorielles des structures de convertisseur matriciel adoptées..... | 120 |
| 3.7.2 | Comparaison des résultats de simulation pour la commande par mode glissant appliquée à la MASDE et la DOEWIM..... | 128 |
| 3.7.2.1 | Fonctionnement à vitesse nominale..... | 129 |
| 3.7.2.1.1 | Alimentation des deux machines par des IMC en fonctionnement à vitesse nominale..... | 130 |

| | |
|--|------------|
| 3.7.2.1.2 Alimentation des deux machines par des I3LMC en fonctionnement à vitesse nominale..... | 137 |
| 3.7.2.2 Fonctionnement à basse vitesse..... | 142 |
| 3.7.2.2.1 Alimentation des deux machines par des IMC en fonctionnement à basse vitesse..... | 143 |
| 3.7.2.2.2 Alimentation des deux machines par des I3LMC en fonctionnement à basse vitesse..... | 146 |
| 3.8 Conclusion..... | 149 |

Chapitre 4

Commande par mode glissant de second ordre et commande backstepping de la DOEWIM

| | |
|--|------------|
| 4.1 Introduction..... | 152 |
| 4.2 Formulation du problème..... | 153 |
| 4.3 Commande par mode glissant d'ordre supérieur..... | 155 |
| 4.4 Commande par mode glissant de second ordre..... | 155 |
| 4.4.1 Algorithme de twisting..... | 158 |
| 4.4.2 Algorithme de sub-optimal..... | 160 |
| 4.4.3 Algorithme de drift..... | 161 |
| 4.4.4 Algorithme de super-twisting..... | 161 |
| 4.4.5 Application de la STSMC à la DOEWIM..... | 164 |
| 4.4.6 Résultats de simulation de la STSMC appliquée à la DOEWIM..... | 167 |
| 4.5 Commande backstepping..... | 176 |
| 4.5.1 Conception de la commande backstepping..... | 177 |
| 4.5.2 Principe de la stratégie backstepping..... | 177 |
| 4.5.2.1 Première étape d'implémentation du système de second ordre..... | 178 |
| 4.5.2.2 Deuxième étape d'implémentation du système de second ordre..... | 179 |
| 4.5.3 Synthèse de la commande backstepping de la DOEWIM..... | 180 |
| 4.5.3.1 Boucle de vitesse de rotation et de flux rotorique (première étape)..... | 181 |
| 4.5.3.2 Boucle des courants statoriques (deuxième étape)..... | 183 |
| 4.5.3.3 Structure générale du schéma de commande..... | 185 |
| 4.5.4 Résultats de simulation de la commande backstepping..... | 187 |
| 4.6 Conclusion..... | 191 |

Chapitre 5

Commande directe non linéaire du couple de la DOEWIM

| | |
|--|------------|
| 5.1 Introduction..... | 193 |
| 5.2 Commande directe du couple..... | 195 |
| 5.2.1 Principe de la commande directe du couple..... | 195 |
| 5.2.2 Caractéristiques de la commande directe du couple..... | 196 |
| 5.2.3 Avantages de la commande directe du couple..... | 196 |
| 5.2.4 Contrôle du flux statorique..... | 197 |
| 5.2.5 Contrôle du couple électromagnétique..... | 198 |

| | | |
|------------|---|------------|
| 5.2.6 | Comparateurs à hystérésis | 200 |
| 5.2.6.1 | Comparateur à hystérésis à deux niveaux..... | 201 |
| 5.2.6.2 | Comparateur à hystérésis à trois niveaux..... | 201 |
| 5.2.7 | Table de commutation..... | 202 |
| 5.2.8 | Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique..... | 204 |
| 5.2.8.1 | Estimation du module et du secteur de position du flux statorique..... | 204 |
| 5.2.8.2 | Estimation du couple électromagnétique..... | 206 |
| 5.3 | Commande direct du couple avec modulation vectorielle d'espace..... | 206 |
| 5.4 | Stratégies de commande non linéaires..... | 207 |
| 5.4.1 | Technique de la linéarisation en entrée-sortie par retour d'état..... | 208 |
| 5.4.1.1 | Dérivées de Lie..... | 209 |
| 5.4.1.2 | Degré relatif..... | 209 |
| 5.4.1.3 | Conception de commande..... | 210 |
| 5.5 | DTC-SVM et la linéarisation en entrée-sortie par retour d'état..... | 211 |
| 5.5.1 | Application de la technique IOFL associée avec la DTC-SVM pour l'entraînement de la DOEWIM (IOFL-DTC-SVM)..... | 212 |
| 5.5.1.1 | Equations dynamiques..... | 212 |
| 5.5.1.2 | Equation du couple électromagnétique..... | 212 |
| 5.5.1.3 | Technique IOFL pour la DOEWIM..... | 213 |
| 5.5.1.4 | Loi de commande non linéaire pour la DOEWIM..... | 214 |
| 5.6 | Résultats de simulation..... | 216 |
| 5.7 | Conclusion..... | 225 |
| | Conclusion générale..... | 227 |
| | Annexes..... | 232 |
| | Bibliographie..... | 241 |

Liste des figures

Chapitre 1

| | | |
|-------------|---|----|
| Figure 1.1 | Diagramme schématique d'un enroulement statorique à extrémité ouverte avec une seule source DC..... | 16 |
| Figure 1.2 | Diagramme schématique d'un enroulement statorique à extrémité ouverte avec des sources DC isolées..... | 17 |
| Figure 1.3 | Diagramme schématique du convertisseur matriciel direct triphasé à triphasé..... | 26 |
| Figure 1.4 | Diagramme schématique du convertisseur matriciel indirect..... | 27 |
| Figure 1.5 | Diagramme schématique du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux..... | 28 |
| Figure 1.6 | Circuit équivalent du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux..... | 29 |
| Figure 1.7 | Diagramme schématique du convertisseur matriciel indirect avec deux onduleurs à deux niveaux dans l'étage de sortie..... | 30 |
| Figure 1.8 | Diagramme schématique du convertisseur matriciel indirect avec deux onduleurs à trois niveaux dans l'étage de sortie..... | 31 |
| Figure 1.9 | DOEWIM alimentée par deux convertisseurs matriciels indirects avec deux onduleurs à deux niveaux dans l'étage de sortie..... | 32 |
| Figure 1.10 | DOEWIM alimentée par deux convertisseurs matriciels indirects avec deux onduleurs à trois niveaux dans l'étage de sortie..... | 34 |

Chapitre 2

| | | |
|-------------|---|----|
| Figure 2.1 | Représentation schématique des enroulements de la MASDE..... | 46 |
| Figure 2.2 | Alimentation en tension de la DOEWIM..... | 57 |
| Figure 2.3 | Configurations possibles pour le convertisseur matriciel..... | 66 |
| Figure 2.4 | Vecteurs de SVM..... | 67 |
| Figure 2.5 | Vecteurs de référence et leurs vecteurs adjacents | 69 |
| Figure 2.6 | Exemple de commutation à double sens pour une période T_s | 71 |
| Figure 2.7 | Vecteurs de courant d'entrée..... | 74 |
| Figure 2.8 | Vecteurs de tension de sortie..... | 77 |
| Figure 2.9 | Schéma de commutation synchronisé entre les deux étages de l'IMC..... | 80 |
| Figure 2.10 | Diagramme vectoriel d'espace pour l'onduleur NPC à trois niveaux..... | 84 |
| Figure 2.11 | Régions du premier secteur du diagramme vectoriel d'espace de l'onduleur NPC à trois niveaux..... | 85 |
| Figure 2.12 | Diagramme vectoriel d'espace de l'IMC à double sortie..... | 89 |
| Figure 2.13 | Diagramme vectoriel d'espace de l'3LMC à double sortie..... | 91 |

Chapitre 3

| | | |
|------------|---------------------------------------|-----|
| Figure 3.1 | Bloc de défluxage..... | 103 |
| Figure 3.2 | Exemple de surface de glissement..... | 105 |
| Figure 3.3 | Fonction <i>sign</i> | 108 |

| | | |
|-------------|--|-----|
| Figure 3.4 | Phénomène de chattering..... | 109 |
| Figure 3.5 | Fonction de saturation | 110 |
| Figure 3.6 | Fonction de classe C^1 | 110 |
| Figure 3.7 | Schéma générale de la SMC appliquée à la MASDE..... | 117 |
| Figure 3.8 | Schéma générale de la SMC appliquée à la DOEWIM..... | 119 |
| Figure 3.9 | Vitesse rotorique de la MASDE..... | 121 |
| Figure 3.10 | Couple électromagnétique développé par la MASDE..... | 122 |
| Figure 3.11 | Flux rotorique de la MASDE..... | 123 |
| Figure 3.12 | Tension de phase de la MASDE..... | 124 |
| Figure 3.13 | Courants statoriques..... | 125 |
| Figure 3.14 | Zoom des courants statoriques..... | 126 |
| Figure 3.15 | Spectre d'harmoniques du courant statorique..... | 126 |
| Figure 3.16 | Tension de phase des topologies MASDE et DOEWIM..... | 130 |
| Figure 3.17 | Vitesse rotorique pour les topologies MASDE et DOEWIM..... | 131 |
| Figure 3.18 | Couple électromagnétique développé par la MASDE et la DOEWIM..... | 131 |
| Figure 3.19 | Zoom du couple électromagnétique développé par la MASDE et la DOEWIM..... | 131 |
| Figure 3.20 | Courants statoriques de phase..... | 132 |
| Figure 3.21 | Zoom des courants statoriques de phase..... | 132 |
| Figure 3.22 | Spectre d'harmoniques du courant statorique de phase..... | 133 |
| Figure 3.23 | Composantes du flux rotorique..... | 133 |
| Figure 3.24 | Flux rotorique..... | 133 |
| Figure 3.25 | Tensions de mode commun..... | 134 |
| Figure 3.26 | Tensions statoriques..... | 138 |
| Figure 3.27 | Vitesse rotorique pour la MASDE et la DOEWIM..... | 138 |
| Figure 3.28 | Couple électromagnétique développé par les topologies MASDE et DOEWIM..... | 138 |
| Figure 3.29 | Zoom du couple électromagnétique développé par les topologies MASDE et DOEWIM..... | 139 |
| Figure 3.30 | Courants statoriques des deux machines..... | 139 |
| Figure 3.31 | Zoom des courants statoriques des deux machines..... | 140 |
| Figure 3.32 | Spectre d'harmoniques du courant statorique des deux machines..... | 140 |
| Figure 3.33 | Composantes du flux rotorique sur les axes (d, q) | 140 |
| Figure 3.34 | Flux rotorique développé par les deux machines..... | 141 |
| Figure 3.35 | Vitesse rotorique de la MASDE et la DOEWIM aux faibles valeurs..... | 143 |
| Figure 3.36 | Couple électromagnétique développé par la MASDE et la DOEWIM à basse vitesse..... | 144 |
| Figure 3.37 | Courants statoriques de phase à basse vitesse..... | 144 |
| Figure 3.38 | Zoom des courants statoriques de phase à basse vitesse..... | 145 |
| Figure 3.39 | Flux rotorique à basse vitesse..... | 145 |
| Figure 3.40 | Vitesse rotorique pour les topologies MASDE et DOEWIM aux faibles valeurs..... | 146 |
| Figure 3.41 | Couple électromagnétique de la MASDE et la DOEWIM à basse vitesse.. | 147 |
| Figure 3.42 | Courants statoriques à basse vitesse..... | 147 |

| | | |
|-------------|---|-----|
| Figure 3.43 | Zoom des courants statoriques à basse vitesse..... | 148 |
| Figure 3.44 | Flux rotorique développé par les deux machines à basse vitesse..... | 148 |

Chapitre 4

| | | |
|-------------|---|-----|
| Figure 4.1 | Trajectoire glissant de second ordre..... | 155 |
| Figure 4.2 | Trajectoire de l'algorithme de twisting dans le plan de phase..... | 159 |
| Figure 4.3 | Trajectoire de l'algorithme de sub-optimal dans le plan de phase..... | 160 |
| Figure 4.4 | Trajectoire de l'algorithme de drift dans le plan de phase..... | 161 |
| Figure 4.5 | Trajectoire de l'algorithme de super-twisting dans le plan de phase..... | 162 |
| Figure 4.6 | Schéma générale de la STSMC appliquée à la DOEWIM..... | 167 |
| Figure 4.7 | Vitesse rotorique de la DOEWIM pour les commandes SMC et STSMC... | 168 |
| Figure 4.8 | Couple électromagnétique développé par la DOEWIM..... | 169 |
| Figure 4.9 | Zoom du couple électromagnétique développé par la DOEWIM pour les commandes SMC et STSMC..... | 169 |
| Figure 4.10 | Courants statoriques de phase de la DOEWIM..... | 171 |
| Figure 4.11 | Zoom des courants statoriques de phase de la DOEWIM..... | 171 |
| Figure 4.12 | Spectre d'harmoniques des courants statoriques de phase de la DOEWIM. | 172 |
| Figure 4.13 | Composantes de flux rotorique de la DOEWIM..... | 173 |
| Figure 4.14 | Flux rotorique de la DOEWIM..... | 173 |
| Figure 4.15 | Schéma générale de la commande backstepping appliquée à la DOEWIM | 186 |
| Figure 4.16 | Vitesse rotorique de la DOEWIM pour ses deux cas d'alimentation..... | 187 |
| Figure 4.17 | Couple électromagnétique développé par la DOEWIM pour ses deux cas d'alimentation..... | 187 |
| Figure 4.18 | Courants statoriques de phase pour les deux cas d'alimentation..... | 188 |
| Figure 4.19 | Zoom des courants statoriques de phase pour les deux cas d'alimentation.. | 188 |
| Figure 4.20 | Spectre d'harmoniques des courants statoriques de phase pour les deux cas d'alimentation..... | 189 |
| Figure 4.21 | Composantes du flux rotorique de la DOEWIM pour les deux cas d'alimentation..... | 189 |
| Figure 4.22 | Flux rotorique de la DOEWIM pour les deux cas d'alimentation..... | 189 |

Chapitre 5

| | | |
|------------|--|-----|
| Figure 5.1 | Contrôle du vecteur de flux statorique en appliquant des vecteurs de tension appropriés..... | 198 |
| Figure 5.2 | Exemple de contrôle du vecteur de couple électromagnétique en appliquant des vecteurs de tension appropriés..... | 200 |
| Figure 5.3 | Comparateur à hystérésis à deux niveaux..... | 201 |
| Figure 5.4 | Comparateur à hystérésis à trois niveaux..... | 202 |
| Figure 5.5 | Sélection du vecteur de tension lorsque le vecteur de flux est situé dans le secteur i | 203 |
| Figure 5.6 | Schéma générale de la DTC-SVM appliquée à la DOEWIM..... | 207 |
| Figure 5.7 | Diagramme de la linéarisation par retour d'état..... | 211 |
| Figure 5.8 | Schéma générale de l'IOFL-DTC-SVM appliquée à la DOEWIM..... | 215 |

| | | |
|-------------|---|-----|
| Figure 5.9 | Vitesse rotorique de la DOEWIM pour la DTC-SVM-IMC, IOFL-DTC-SVM-IMC et IOFL-DTC-SVM-I3LMC..... | 216 |
| Figure 5.10 | Erreur de vitesse rotorique de la DOEWIM pour la DTC-SVM-IMC, IOFL-DTC-SVM-IMC et IOFL-DTC-SVM-I3LMC..... | 217 |
| Figure 5.11 | Couple électromagnétique développé par la DOEWIM pour la DTC-SVM-IMC, IOFL-DTC-SVM-IMC et IOFL-DTC-SVM-I3LMC..... | 217 |
| Figure 5.12 | Zoom du couple électromagnétique développé par la DOEWIM pour la DTC-SVM-IMC, IOFL-DTC-SVM-IMC et IOFL-DTC-SVM-I3LMC... | 217 |
| Figure 5.13 | Courants statoriques de la DOEWIM..... | 218 |
| Figure 5.14 | Zoom des courants statoriques de la DOEWIM..... | 219 |
| Figure 5.15 | Spectres d'harmonique des courants statoriques de la DOEWIM..... | 220 |
| Figure 5.16 | Flux statorique de la DOEWIM..... | 221 |
| Figure 5.17 | Zoom du flux statorique pour la DTC-SVM-IMC, IOFL-DTC-SVM-IMC et IOFL-DTC-SVM-I3LMC..... | 222 |
| Figure 5.18 | Zoom de la trajectoire circulaire du flux statorique pour la DTC-SVM-IMC, IOFL-DTC-SVM-IMC et IOFL-DTC-SVM-I3LMC..... | 222 |

Liste des tableaux

Chapitre 1

| | | |
|-------------|--|----|
| Tableau 1.1 | Tensions de pôle et de phase du convertisseur matriciel indirect à quatre niveaux..... | 33 |
| Tableau 1.2 | Tensions de pôle et de phase du convertisseur matriciel indirect à sept niveaux..... | 35 |

Chapitre 2

| | | |
|-------------|--|----|
| Tableau 2.1 | Configurations possibles pour le convertisseur matriciel..... | 65 |
| Tableau 2.2 | Table de commutation de la SVM du convertisseur matriciel..... | 68 |
| Tableau 2.3 | Etats possibles pour l'étage redresseur..... | 73 |
| Tableau 2.4 | Etats possibles pour l'étage onduleur..... | 76 |
| Tableau 2.5 | Cas possibles d'un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC..... | 82 |
| Tableau 2.6 | Vecteur de sortie pour l'onduleur à trois niveaux de type NPC..... | 83 |
| Tableau 2.7 | Groupes de vecteurs d'espace de tension pour l'onduleur NPC à trois niveaux | 84 |
| Tableau 2.8 | Rapports cycliques pour les différentes régions..... | 86 |
| Tableau 2.9 | Courant de point neutre i_o généré par les vecteurs d'espace de faible et moyenne tension..... | 93 |

Chapitre 4

| | | |
|-------------|--|-----|
| Tableau 4.1 | Différentes structures du système modélisé \hat{S} | 157 |
|-------------|--|-----|

Chapitre 5

| | | |
|-------------|-------------------------------------|-----|
| Tableau 5.1 | Table de commutation de la DTC..... | 203 |
| Tableau 5.2 | Cas possibles en secteur i | 204 |

Abréviations

Abréviations en Anglais

| | |
|--------|---|
| DOEWIM | : Dual Open-End Winding Induction Machine |
| OESW | : Open-End Stator Winding |
| OEWS | : Open-End Winding System |
| MC | : Matrix Converter |
| DMC | : Direct Matrix Converter |
| IMC | : Indirect Matrix Converter |
| I3LMC | : Indirect 3 Levels Matrix Converter |
| NPC | : Neutral Point Clamped |
| DC | : Direct Current |
| AC | : Alternative Current |
| SVM | : Space Vector Modulation |
| ISVM | : Indirect Space Vector Modulation |
| DSVM | : Direct Space Vector Modulation |
| PWM | : Pulse-Width Modulation |
| FOC | : Field Oriented Control |
| DFOC | : Direct Field Oriented Control |
| IFOC | : Indirect Field Oriented Control |
| SMC | : Sliding Mode Control |
| STSMC | : Super-Twisting Sliding Mode Control |
| HOSMC | : Higher Order Sliding Mode Control |
| SOSMC | : Second Order Sliding Mode Control |
| DTC | : Direct Torque Control |
| ST-DTC | : Switching Tables Direct Torque Control |
| IOFL | : Input-Output Feedback Linearization |
| THD | : Total Harmonic Distortion |
| HEV | : Hybrid Electric Vehicle |
| PVG | : Photovoltaic Generator |
| CMV | : Common Mode Voltage |
| VSS | : Variable Structure System |
| SISO | : Single-Input-Single-Output |
| MIMO | : Multi-Input-Multi-Output |
| TA | : Twisting Algorithm |
| SOA | : Sub-Optimal Algorithm |
| DA | : Drift Algorithm |
| STA | : Super-Twisting Algorithm |
| CLF | : Control Lyapunov Function |

Abréviations en Français

| | |
|-------|------------------------------------|
| MASDE | : Machine Asynchrone Double Etoile |
|-------|------------------------------------|

Abréviations

| | |
|-----|-----------------------------------|
| PI | : Proportionnel Intégral |
| RCS | : Redresseur Commandé au Silicium |
| VTN | : Vecteur de tension nul |
| VTF | : Vecteur de tension faible |
| VTM | : Vecteur de tension moyen |
| VTG | : Vecteur de tension grand |

Nomenclature

| | |
|--------------------------|--|
| V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} | : Tensions entre phase de sortie d'un MC |
| V_A, V_B, V_C | : Tensions simples de sortie par rapport au neutre n d'un MC |
| V_a, V_b, V_c | : Tensions simples d'entrée par rapport au neutre n d'un MC |
| I_A, I_B, I_C | : Courants simples de sortie d'un MC |
| I_a, I_b, I_c | : Courants d'entrée d'un MC |
| $[T_{ii}]$ | : Matrice de transfert instantanée, entrée simple / sortie composée |
| $[T_{ph}]$ | : Matrice de transfert instantanée, entrée simple / sortie simple |
| \bar{V}_s | : Vecteur de tension de sortie d'un MC |
| \bar{V}_e | : Vecteur de tension d'entrée d'un MC |
| \bar{I}_s | : Vecteur de courant de sortie d'un MC |
| \bar{I}_e | : Vecteur de courant d'entrée d'un MC |
| V'_s, V''_s | : Composantes du vecteur \bar{V}_s |
| I'_e, I''_e | : Composantes du vecteur \bar{I}_e |
| V_0 | : Amplitude du vecteur de tension de référence \bar{V}_s |
| d_1, d_2, d_3, d_4 | : Rapports cycliques des vecteurs à utiliser |
| d_0 | : Rapport cyclique du vecteur nul |
| r_c | : Taux de modulation |
| T_s | : Période de commutation |
| m_v | : Ratio de tension de l'onduleur |
| θ_s | : Angle de vecteur \bar{V}_s par rapport au secteur |
| θ_e | : Angle de vecteur \bar{I}_e par rapport au secteur |
| U_{pn} | : Tension moyenne du bus continu |
| V_{Ao}, V_{Bo}, V_{Co} | : Tensions de sortie par rapport au neutre "o" d'un onduleur NPC |
| I_A, I_B, I_C | : Courant de sortie d'un onduleur NPC |
| V_{po}, V_{no} | : Tensions du bus continu DC des condensateurs |
| I_p | : Courant du bus continu d'un onduleur NPC |
| $[Cv_{ond}]$ | : Matrice de conversion de l'onduleur qui dépend des états de connexion |
| $[Cv_{red}]$ | : Matrice de conversion du redresseur qui dépend des états de connexion |
| R_{s_1} | : Résistance d'une phase de la première étoile du stator |
| R_{s_2} | : Résistance d'une phase de la deuxième étoile du stator |
| R_r | : Résistance d'une phase du rotor |
| L_{s_1} | : Inductance propre de la première étoile du stator |
| L_{s_2} | : Inductance propre de la deuxième étoile du stator |
| L_r | : Inductance propre du rotor |
| L_m | : Inductance mutuelle cyclique, stator / rotor |
| L_{ms} | : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique |
| L_{mr} | : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique |
| L_{sr} | : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle, stator / rotor |

| | |
|---------------------------------|--|
| J | : Moment d'inertie |
| C_{em} | : Couple électromagnétique |
| C_r | : Couple résistant |
| K_f | : Coefficient de frottement |
| θ_m | : Angle mécanique |
| θ_{el} | : Angle électrique |
| θ_r | : Position du rotor par rapport à la première étoile du stator |
| θ_{st} | : Angle électrique relatif aux grandeurs statoriques et aussi du réseau |
| α | : Angle de déphasage entre les deux étoiles du stator |
| P | : Nombre de paires de pôles |
| Ω | : Vitesse mécanique de la MASDE / DOEWIM |
| ω_s | : Pulsation électrique fondamentale des grandeurs statoriques / réseau |
| ω_r | : Pulsation électrique fondamentale des grandeurs rotoriques |
| ω_{gl} | : Pulsation électrique fondamentale du glissement |
| $v_{as_1}, v_{bs_1}, v_{cs_1}$ | : Tensions triphasées de la première étoile statorique de MASDE |
| $v_{as_2}, v_{bs_2}, v_{cs_2}$ | : Tensions triphasées de la deuxième étoile statorique de MASDE |
| v_{ar}, v_{br}, v_{cr} | : Tensions triphasées rotoriques |
| v_{ds_1}, v_{qs_1} | : Tensions de l'étoile 1 du stator de la MASDE dans le référentiel (d, q) |
| v_{ds_2}, v_{qs_2} | : Tensions de l'étoile 2 du stator de la MASDE dans le référentiel (d, q) |
| v_{dr}, v_{qr} | : Tensions rotoriques dans le référentiel (d, q) |
| $v_{\alpha s_1}, v_{\beta s_1}$ | : Tensions de l'étoile 1 du stator de la MASDE dans le référentiel (α, β) |
| $v_{\alpha s_2}, v_{\beta s_2}$ | : Tensions de l'étoile 2 du stator de la MASDE dans le référentiel (α, β) |
| $v_{\alpha r}, v_{\beta r}$ | : Tensions rotoriques dans le référentiel (α, β) |
| $V_{as_1}, V_{bs_1}, V_{cs_1}$ | : Tensions triphasées de la première étoile statorique de DOEWIM |
| $V_{as_2}, V_{bs_2}, V_{cs_2}$ | : Tensions triphasées de la deuxième étoile statorique de DOEWIM |
| V_{ds_1}, V_{qs_1} | : Tensions de l'étoile 1 du stator de la DOEWIM dans le référentiel (d, q) |
| V_{ds_2}, V_{qs_2} | : Tensions de l'étoile 2 du stator de la DOEWIM dans le référentiel (d, q) |
| $V_{\alpha s_1}, V_{\beta s_1}$ | : Tensions de l'étoile 1 du stator de la DOEWIM suivant (α, β) |
| $V_{\alpha s_2}, V_{\beta s_2}$ | : Tensions de l'étoile 2 du stator de la DOEWIM suivant (α, β) |
| $i_{as_1}, i_{bs_1}, i_{cs_1}$ | : Courants triphasées de la première étoile statorique |
| $i_{as_2}, i_{bs_2}, i_{cs_2}$ | : Courants triphasées de la deuxième étoile statorique |
| i_{ar}, i_{br}, i_{cr} | : Courants triphasées rotoriques |
| i_{ds_1}, i_{qs_1} | : Courants de la première étoile statorique dans le référentiel (d, q) |
| i_{ds_2}, i_{qs_2} | : Courants de la deuxième étoile statorique dans le référentiel (d, q) |
| i_{dr}, i_{qr} | : Courants rotoriques dans le référentiel (d, q) |
| $i_{\alpha s_1}, i_{\beta s_1}$ | : Courants de la première étoile statorique dans le référentiel (α, β) |
| $i_{\alpha s_2}, i_{\beta s_2}$ | : Courants de la deuxième étoile statorique dans le référentiel (α, β) |
| $i_{\alpha r}, i_{\beta r}$ | : Courants rotoriques dans le référentiel (α, β) |
| v_{cm_1} | : CMV à la première extrémité de la première étoile de la DOEWIM |
| v'_{cm_1} | : CMV à la deuxième extrémité de la première étoile de la DOEWIM |

| | |
|---|---|
| v_{cm_2} | : CMV à la première extrémité de la deuxième étoile de la DOEWIM |
| v'_{cm_2} | : CMV à la deuxième extrémité de la deuxième étoile de la DOEWIM |
| V_{CM_1} | : CMV à la première étoile de la DOEWIM |
| V_{CM_2} | : CMV à la deuxième étoile de la DOEWIM |
| $\varphi_{as_1}, \varphi_{bs_1}, \varphi_{cs_1}$ | : Flux triphasés statoriques de la première étoile |
| $\varphi_{as_2}, \varphi_{bs_2}, \varphi_{cs_2}$ | : Flux triphasés statoriques de la deuxième étoile |
| $\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}$ | : Flux triphasés rotoriques |
| $\varphi_{ds_1}, \varphi_{qs_1}$ | : Flux de la première étoile statorique dans le référentiel (d, q) |
| $\varphi_{ds_2}, \varphi_{qs_2}$ | : Flux de la deuxième étoile statorique dans le référentiel (d, q) |
| $\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$ | : Flux rotoriques dans le référentiel (d, q) |
| $\varphi_{\alpha s_1}, \varphi_{\beta s_1}$ | : Flux de la première étoile statorique dans le référentiel (α, β) |
| $\varphi_{\alpha s_2}, \varphi_{\beta s_2}$ | : Flux de la deuxième étoile statorique dans le référentiel (α, β) |
| $\varphi_{\alpha r}, \varphi_{\beta r}$ | : Flux rotoriques dans le référentiel (α, β) |
| P_{abs} | : Puissance instantanée absorbée par la MASDE / DOEWIM |
| $[x]$ | : Vecteur d'état |
| $[u]$ | : Vecteur d'entrée de commande |
| $[a], [b]$ | : Matrices de paramètres du système |
| u | : Commande globale |
| u_{eq} | : Commande équivalente (linéarisation exacte) |
| u_n | : Commande non linéaire (stabilisante) |
| $e(x)$ | : Ecart de la variable à réguler |
| λ_p | : Gain positif |
| ξ | : Gain positif |
| K | : Gain positif |
| $V(x)$ | : Fonction candidate de Lyapunov |
| $S(x)$ | : Surface de glissement de la variable x |
| $S(\omega_r)$ | : Surface de glissement de la vitesse rotorique |
| $S(\varphi_r)$ | : Surface de glissement du flux rotorique |
| $S(i_{ds_1}), S(i_{qs_1})$ | : Surface de glissement des courants de l'étoile 1 suivant (d, q) |
| $S(i_{ds_2}), S(i_{qs_2})$ | : Surface de glissement des courants de l'étoile 2 suivant (d, q) |
| r | : Degré relatif |
| y_1 | : Variable glissante réelle |
| y_2 | : Dérivée de la variable glissante réelle |
| ρ, χ | : Termes incertains |
| $v(t)$ | : Entrée du système où sa dérivée suivant le degré relatif |
| V_m, V_M | : Constantes positives propres |
| $\varrho, \varsigma, \Gamma_M, \Gamma_m$ | : Constantes positives |
| α_{st}, β_{st} | : Constantes positives |
| u_{st} | : Commande non linéaire pour l'algorithme super-twisting |
| $\mathcal{L}_{min}, \mathcal{L}_{max}, \delta_{st}$ | : Constantes positives |
| V_1 | : Première fonction de Lyapunov |

| | |
|----------------------------|---|
| V_2 | : Deuxième fonction de Lyapunov |
| x^*_1 | : Sortie d'une trajectoire souhaitée |
| $Z(\omega_r)$ | : Erreur entre la vitesse rotorique réelle et la vitesse de référence |
| $Z(\varphi_r)$ | : Erreur entre le flux rotorique réel et le flux de référence |
| $Z(i_{ds_1}), Z(i_{qs_1})$ | : Erreur entre les courants et leurs références pour la première étoile |
| $Z(i_{ds_2}), Z(i_{qs_2})$ | : Erreur entre les courants et leurs références pour la deuxième étoile |
| G | : Gain positif |
| φ_{s_0} | : Vecteur de flux à l'instant $t = 0$ |
| ϑ | : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique |
| $\Delta\omega_s$ | : Variation de vitesse du vecteur statorique |
| f, g | : Champs vectoriels lisses sur R^n |
| h | : Fonction non linéaire lisse |
| $[E(x)]$ | : Matrice de découplage du système |
| k | : Gain positif |
| x^* | : Grandeur de référence |
| \hat{x} | : Grandeur estimée |
| \dot{x}, \ddot{x} | : Grandeurs de la première ou la deuxième dérivée |



Introduction générale

Introduction générale

Le domaine d'étude des machines multiphasées est un domaine relativement nouveau mais il a connu un développement très rapide ces dernières années, ce qui a déjà permis d'affirmer que ces machines sont capables d'offrir de meilleures performances que les triphasées. Les machines multiphasées permettent d'une part de répartir la puissance totale du système entre un nombre accru de phases, ce qui réduit les ondulations de couple et donc les pertes associées. D'autre part, en termes de tolérance aux pannes, les machines multiphasées peuvent être vues comme un système avec une redondance interne, lorsqu'une des phases est ouverte, les autres peuvent aider à compenser la puissance manquante, en minimisant le déclassement des performances et en évitant une panne de la machine [SCU 10], [PAN 17].

La machine asynchrone double étoile (MASDE) est l'une des machines multiphasées les plus courantes. L'utilisation de cette machine à six phases est similaire à une machine à induction standard, en pratique il ne s'agit que d'une machine triphasée comprenant deux enroulements statoriques triphasés avec un certain décalage entre eux au niveau du stator. Cette configuration nous permettra de bénéficier des avantages de la machine à induction classique largement utilisée dans la plupart des applications industrielles [GON 18], et des avantages des machines multiphasées évoquées ci-dessus.

En fait, il est possible d'améliorer la qualité de service de la MASDE et d'assurer sa commande dans différentes applications industrielles avec une plus grande fiabilité, en adoptant le concept d'enroulement statorique ouvert (Open-End Stator Winding, OESW) [PRI 20]. Une telle approche fournit une forme d'onde à plusieurs niveaux même en alimentant cette machine à l'aide de deux convertisseurs à deux niveaux des deux côtés des enroulements statoriques [SEL 21], [SEL 22]. La structure OESW a gagné en intérêt en raison des avantages offerts par rapport aux solutions standard connectées en étoile ou en triangle, telles que l'obtention d'une tension de sortie à plusieurs niveaux tout en utilisant des convertisseurs à deux niveaux, ce qui permet de garantir un fonctionnement à fréquence de commutation inférieure avec une qualité améliorée. Cet avantage conduit à la réduction des pertes de commutation, à l'élimination de la tension en mode commun et à l'amélioration de la capacité de tolérance aux pannes [KHA 19'].

Sur la base de tout ce qui précède, notre étude dans cette thèse s'intéresse à la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts (Dual Open-End Winding Induction Machine, DOEWIM) qui a été développée en introduisant la topologie d'enroulement ouvert à

la MASDE. Dans cette nouvelle configuration, l'alimentation de la machine est assurée par quatre systèmes de tension triphasés, avec des déphasages bien calculés entre eux.

Un convertisseur matriciel (Matrix Converter, MC) est une compilation de commutateurs à semi-conducteurs commandés qui connectent directement chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie, sans aucune liaison du courant continu (Direct Current, DC) intermédiaire. La performance de MC est strictement liée à la stratégie de modulation adoptée. Plusieurs stratégies de modulation, basées sur différentes approches mathématiques, ont été présentées dans le passé [ROD 12]. Chacune d'elles présente des caractéristiques différentes en termes de nombre de commutations de l'interrupteur dans une période de commutation ou de degré d'utilisation de la tension d'entrée.

La stratégie de modulation la plus utilisée pour le MC est probablement la modulation vectorielle d'espace (Space Vector Modulation, SVM), car elle est particulièrement adaptée à l'implémentation numérique, permet une exploitation adéquate de la tension d'entrée et une bonne qualité du courant de charge. Fondamentalement, deux méthodes de l'implémentation de SVM pour le MC sont utilisées. La première approche, introduite par [CAS 98] dans laquelle cet algorithme est basé sur la représentation instantanée des tensions et courants d'entrée et de sortie sous forme de vecteurs d'espace permet l'analyse de toutes les configurations de commutation disponibles dans le MC triphasés et n'a pas besoin du concept de liaison DC virtuelle. La deuxième approche de SVM a été présentée dans [ZIO 86], est également définie comme une méthode indirecte, car le MC est décrit comme un système virtuel à deux étages, à savoir un redresseur triphasé et un onduleur triphasé connectés ensemble via une liaison DC fictive. L'approche indirecte a été développée de manière à permettre le contrôle du facteur de puissance d'entrée, à utiliser pleinement les tensions d'entrée et à améliorer les performances de modulation [HUB 95]. La simplicité de l'approche indirecte est approuvée lorsqu'elle a permis l'application de la SVM bien établie d'un onduleur de source de tension à un convertisseur matriciel. Cette simplicité a été exploitée pour étendre l'application de la modulation indirecte aux convertisseurs matriciels à trois niveaux sans rencontrer de difficultés importantes.

Les premiers travaux publiés sur la commande des machines multiphasées sont issus des techniques de contrôle développées pour les machines triphasées traditionnelles. Le comportement dynamique de la machine multiphasée est souvent très complexe [KAR 09], puisque sa modélisation aboutit à un système d'équations non linéaires, fortement couplées et multivariables. En plus, certaines de ses variables d'état, comme le flux, ne sont pas mesurables. Ces contraintes nécessitent des algorithmes de commande plus avancés pour contrôler le couple

et le flux de ces machines en temps réel. Depuis plusieurs années, des recherches académiques et industrielles ont été menées pour remédier au problème de commande de la machine multiphasée et développer des commandes robustes et efficaces [ALS 13].

Dans ce contexte, la commande vectorielle, aussi appelée commande par flux orienté (Field Oriented Control, FOC) a été développée pour obtenir un contrôle dynamique performant du couple [KAR 09]. Cette commande fournit un découplage entre le couple et le flux, donnant une réponse de couple très rapide, une large plage de commande de vitesse et une efficacité élevée pour des charges stressantes. Cependant, cette commande présente également une grande sensibilité aux variations paramétriques de la machine, notamment celle des résistances dont la valeur change sensiblement avec la température. Tout écart entre les paramètres utilisés par l'algorithme FOC et les paramètres réels de la machine se traduit par des erreurs sur les valeurs de sortie du flux et du couple, ce qui entraîne une augmentation des pertes dans la machine et une diminution des performances du système à commander [CHI 10].

Ces dernières années, des commandes non linéaires ont été développées pour l'entraînement des machines multiphasées qui réduisent l'influence des problèmes de la commande vectorielle telles que la commande par mode glissant (Sliding Mode Control, SMC). Ses trois caractéristiques très appréciées, à savoir : l'insensibilité aux incertitudes appariées, la grande précision et la convergence en temps fini rendent cette technique non linéaire très attractive [UTK 09]. La SMC offre des performances robustes et favorables pour les machines multiphasées dans diverses applications industrielles à haute puissance. Pourtant, sa mise en œuvre en présence de dynamiques non modélisées conduit à des oscillations à haute fréquence appelées broutement (chattering). Cet effet dégrade les performances de la commande et peut endommager le système. De nombreuses implémentations actuelles souffrent de cet inconvénient.

La manière la plus intéressante de s'affranchir du phénomène de chattering est d'imposer une commande par mode glissant d'ordre supérieur (Higher Order Sliding Mode Control, HOSMC). Cette commande a été développée dans [LEV 03] comme une généralisation du contrôleur de premier ordre. Elle se base sur les dérivées temporelles d'ordre supérieur de la surface de glissement au lieu d'agir uniquement sur sa dérivée première. Le développement de SMC d'ordre supérieur nécessite la disponibilité des dérivées variables glissantes. En revanche, cette méthode augmente la demande d'informations pour la conception du contrôleur. La seule exception est l'algorithme de super-twisting qui ne nécessite que la mesure de la variable glissante. Le schéma de commande par mode glissant basé sur l'algorithme de super-twisting

(Super-Twisting Sliding Mode Control, STSMC) est extrêmement robuste, ce qui le rend attractif pour la commande des machines multiphasées tout en garantissant des performances élevées et une grande fiabilité, en particulier dans les applications à haute puissance [DI-G 10].

La commande backstepping est une autre approche de contrôle moderne, récemment développée dans le but d'éliminer les inconvénients de la commande vectorielle. Cette stratégie a gagné la confiance des chercheurs et des industriels et elle est devenue populaire dans de nombreux entraînements électriques en raison de ses multiples avantages. La commande backstepping est une commande non linéaire basée sur la théorie de Lyapunov qui offre d'excellentes performances et une meilleure réponse de suivi de vitesse à la référence. De plus, elle possède des avantages clés tels que la robustesse inhérente aux variations éventuelles des paramètres du moteur, ce qui contribue à améliorer le comportement dynamique du variateur, la réduction des ondulations de couple et l'amélioration de la dynamique de réponse [KHA 19']. Au cours de la dernière décennie, le contrôleur backstepping a été largement étudié et développé pour la commande des machines multiphasées afin de combiner les avantages de ces machines avec celles de cette stratégie de commande, permettant d'obtenir un système robuste qui a des performances élevées avec faible perturbation dans diverses applications à haute puissance.

Au milieu des années 1980, la commande directe du couple (Direct Torque Control, DTC) a été introduite par Takahashi [TAK 86] et Depenbrock [DEP 88] pour concurrencer les commandes conventionnelles. Elle présente des performances dynamiques remarquables ainsi qu'une bonne robustesse vis-à-vis des variations des paramètres de la machine. Son principe repose sur une détermination directe des impulsions de commande appliquées aux interrupteurs du convertisseur [KHE 10]. Mais, deux inconvénients majeurs apparaissent, la fréquence de découpage qui est très variable ainsi l'amplitude des ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique qui restent mal maîtrisés sur toute la plage de vitesse de fonctionnement envisagée. Il convient de mentionner que les ondulations du couple génèrent du bruit et des vibrations supplémentaires et provoquent donc des perturbations dans l'arbre en rotation, ce qui affecte négativement les performances globales de la machine [ABO 17].

Pour surmonter les inconvénients de la DTC classique, plusieurs méthodes ont été proposées telle que la stratégie de modulation vectorielle d'espace qui a émergé ces dernières années et qui est devenue largement utilisée dans les domaines de recherche modernes. Cette technique a également été proposée et développée par plusieurs chercheurs pour réduire les ondulations du couple et du flux par un fonctionnement à fréquence de commutation constante du convertisseur. Dans la DTC-SVM, les deux contrôleurs d'hystérésis sont remplacés par deux

contrôleurs PI pour calculer les composantes du vecteur de tension de référence, qui seront modulées par l'unité SVM afin de générer les états de commutation du convertisseur [SAB 17]. Ce schéma de commande améliore les performances de la DTC en termes d'ondulations. Cependant, cette modification s'écarte légèrement des principes de la DTC en s'appuyant sur un cadre non stationnaire, ce qui peut encore compliquer l'algorithme de commande en demandant la transformation des coordonnées.

Actuellement, de nombreuses études ont tenté de résoudre ce problème et d'assurer un découplage parfait. Dans ce contexte la technique de linéarisation en entrée-sortie par retour d'état (Input-Output Feedback Linearization, IOFL) a été développée pour obtenir un système de faible complexité avec un découplage total. L'IOFL transforme le système non linéaire en un système linéaire équivalent simple, qui peut être facilement utilisé pour la conception de commande [YAZ 08]. L'IOFL utilise une transformation mathématique inverse pour obtenir une loi de commande appropriée afin de contrôler le système non linéaire d'origine. Cette stratégie de commande a été associée à la DTC-SVM dans divers travaux de recherche pour améliorer les performances des variateurs de fréquence triphasés [CHO 16], [LAS 17]. Dans cette thèse, cette combinaison (IOFL-DTC-SVM) sera étendue aux machines multiphasées et précisément à la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts, permettant de fournir une optimisation des performances dans différentes conditions de fonctionnement visant la réduction des ondulations du couple et du flux, la réduction de la distorsion d'harmonique totale (Total Harmonic Distortion, THD), l'amélioration de l'efficacité et les économies d'énergie.

Motivation pour la recherche

Au vu des nombreuses caractéristiques et avantages spéciaux déjà évoqués ci-dessus, la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts est un sujet très intéressant pour les chercheurs comme pour les industriels. Cette machine combine les avantages des machines multiphasées et les avantages des topologies d'enroulement ouvert, ce qui augmente sa fiabilité et donc sa forte demande, en particulier à la lumière de la concurrence féroce sur le marché mondial des machines électriques. Grâce aux recherches menées sur la DOEWIM à ce jour, on peut dire que la DOEWIM deviendra un concurrent émergent et puissant de la machine à induction triphasée dans les applications servo et de nombreuses autres applications industrielles. La performance de la machine est principalement liée à la technique de commande utilisée, le prochain défi consiste donc à proposer des commandes offrant un suivi précis de la vitesse de référence et un couple développé doux avec faible ondulation pendant les régimes

transitoires ainsi que l'état stable, de sorte qu'elle puisse répondre aux attentes des futurs industriels. Dans ce contexte, cette thèse présente des techniques de commande modernes qui sont appliquées à la machine asynchrone double étoile sous topologie d'enroulements statoriques ouverts, telles que la commande par mode glissant de premier et de second ordre, la commande backstepping, la commande directe du couple et la commande directe du couple associée avec la technique de linéarisation en entrée-sortie par retour d'état. Ces stratégies de commande sont combinées avec la modulation vectorielle d'espace pour maintenir une fréquence de commutation constante des interrupteurs de différentes topologies de convertisseurs matriciels (direct, indirect et indirect à trois niveaux) utilisés dans le processus d'alimentation de cette machine. L'idée principale est d'améliorer la dynamique de ce type de machine destinée à être utilisée dans des applications industrielles de haute puissance, où la maintenance est difficile et la tolérance aux pannes est essentielle pour assurer un mode de fonctionnement continu de la machine avec un minimum d'interruptions.

Description du problème

Malgré les nombreux avantages offerts par la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts par rapport à son homologue triphasé standard dans de nombreuses applications industrielles, notamment celles de moyenne et haute puissance. Elle présente un problème qui se limite principalement au fait que son modèle analytique non linéaire est aggravé par l'incertitude des paramètres et l'absence du découplage naturel entre les différentes variables d'entrées-sorties, ce qui complique sa commande.

La commande complexe de ces machines réduit leurs demandes sur le marché et ouvre un large champ à leur homologue triphasé pour balayer divers domaines industriels, notamment ceux qui ne nécessitent pas de changement brusque de vitesse, ce qui rend l'application d'un schéma de contrôle conventionnel telle que la commande scalaire ou vectorielle suffisant pour atteindre les objectifs souhaités.

Objectifs de la thèse et contributions

L'étude présentée dans cette thèse s'intéresse à l'amélioration des performances d'une machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts en proposant des commandes modernes, non linéaires et robustes. L'alimentation est assurée par des convertisseurs matriciels indirects à deux et à trois niveaux avec deux sorties pour réduire davantage les harmoniques d'une part et pour simplifier le processus de fonctionnement à la lumière de la topologie

d'enroulement ouvert d'autre part. En conséquence, les principaux objectifs de cette thèse peuvent être résumés dans les points fondamentaux suivants :

- Conception d'un modèle analytique de la machine asynchrone double étoile sous la topologie d'enroulement ouvert.
- Développement des schémas SVM pour différents convertisseurs matriciels en mettant l'accent sur la topologie indirecte avec deux sorties.
- Synthèse des lois de commande non linéaires (mode glissant de premier et de second ordre, backstepping) à base de l'approche vectorielle.
- Étude de la commande directe du couple non linéaire à base de la technique de linéarisation en entrée-sortie par retour d'état.
- Confirmation de l'efficacité des techniques de commande et des convertisseurs matriciels à l'aide de simulations approfondies de fonctionnement en régime permanent et transitoire.

En atteignant les objectifs énumérés ci-dessus, un ensemble important de nouvelles connaissances a été produit. Ceci est partiellement mis en évidence par les articles de recherche déjà publiés qui ont résulté de la thèse. Les articles contiennent les résultats originaux de la recherche et représentent donc les principales contributions de cette thèse.

Structure de la thèse

L'étude commence par une introduction générale qui donne un aperçu des principaux points traités dans cette thèse concernant la commande de la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts, puis aborde la motivation de la recherche avec une explication du problème qui complique cette étude, et fournit ensuite une description des principaux objectifs et contributions suscités, enfin de donner la structure globale de la thèse composée de cinq chapitres comme suit :

Le premier chapitre est un état de l'art dans lequel les machines multiphasées sont traitées avec leurs nombreux avantages et leurs domaines d'application, un bref aperçu de la topologie des enroulements statoriques à extrémité ouverte et de son principe de fonctionnement qui est également donné, puis diverses topologies des convertisseurs matriciels (directe, indirecte, indirecte à trois niveaux, indirecte à double sortie et indirecte à double sortie à trois niveaux) qui sont discutées avec une présentation détaillée de la modélisation de la structure directe et indirecte du convertisseur matriciel.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts, ainsi qu'une description approfondie de la modulation

vectorielle des différentes topologies des convertisseurs matriciels telles que la topologie directe, indirecte, indirecte à trois niveaux, indirect à double sortie et indirect à double sortie à trois niveaux, en mettant davantage l'accent sur la structure indirecte à double sortie qui assure l'alimentation du moteur avec des enroulements ouverts.

Le troisième chapitre présente la commande par mode glissant basée sur la stratégie de commande vectorielle. Cette approche de commande non linéaire est d'abord appliquée à la machine asynchrone double étoile alimentée par les structures, directe, indirecte et indirecte à trois niveaux du convertisseur matriciel, avec une comparaison entre les résultats obtenus pour ces différentes structures, puis l'application est étendue à la même machine, mais avec des enroulements ouverts alimentée par des convertisseurs matriciels indirects à double sortie (deux et trois niveaux). Enfin, une étude comparative détaillée est menée afin de clarifier la préférence de la topologie à enroulements ouverts par rapport à la topologie conventionnelle.

La première section du quatrième chapitre traite la commande par mode glissant de second ordre (Second Order Sliding Mode Control, SOSMC) d'une machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts, l'étude comprend également une clarification des nombreux avantages apportés par cette commande par rapport à son homologue de premier ordre, à travers l'analyse des résultats obtenus. Tandis que la deuxième section de ce chapitre est consacrée à la présentation de la commande par backstepping de la même machine, afin de mettre en évidence la grande robustesse de cette approche de commande.

Le cinquième chapitre, dans sa première partie, révèle la DTC-SVM d'une machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts, mettant en évidence les avantages les plus importants offerts par la stratégie SVM. Alors que la deuxième partie expose la DTC-SVM combinée à la technique non linéaire (linéarisation en entrée-sortie par retour d'état) afin d'améliorer les performances et de fournir une commande plus simple, plus robuste et plus fiable.

Finalement, une conclusion générale synthétise les points les plus marquants de cette thèse en récapitulant le travail abordé. Elle propose en perspectives quelques axes de recherche et introduit également certaines idées qui ne sont pas analysées en détail dans cette thèse, ainsi que des orientations pour les travaux futurs sur le sujet traité.

Chapitre 1

Etat de l'art : machines multiphasées,
topologies à enroulements ouverts et
convertisseurs matriciels

1.1 Introduction

Les machines électriques triphasées dominent le marché des entraînements industriels depuis des décennies. Cependant, pour les applications à haute puissance et à courant élevé telles que les véhicules électriques/hybrides, la production d'énergie renouvelable, les applications aérospatiales et la propulsion des navires, les moteurs triphasés conventionnels restent limités en raison de leur besoin de dispositifs semi-conducteurs à haute puissance et à fréquence de commutation élevée qui sont généralement très coûteux ou indisponibles [BOJ 03], de plus ces moteurs n'ont pas une grande fiabilité de fonctionnement, car la rupture d'une seule phase statorique élimine la possibilité d'un fonctionnement ultérieur du moteur [DE-L 10]. Récemment, les variateurs multiphasés ont suscité beaucoup d'intérêt, en raison de leurs avantages en termes de segmentation de puissance, de pulsation de couple inférieure, de fiabilité élevée au niveau du système et de capacités inhérentes de tolérance aux pannes [LEV 08]. De tels avantages en font des candidats idéals pour les applications où la fiabilité est particulièrement importante pour des raisons économiques et sécuritaires. Des travaux de recherche récents sur les entraînements multiphasés visent à exploiter leurs caractéristiques particulières et à les présenter à l'industrie comme une alternative aux entraînements triphasés, où l'augmentation du nombre de phases se traduit par des degrés de liberté de commande et de conception plus élevés qui peuvent améliorer la fiabilité et la performance du système globale. Parmi les différents types de machines multiphasées, une machine à six phases appelée machine asynchrone double étoile (MASDE) est l'un des types les plus intéressants et les plus largement discutés dans la littérature, car elle combine les avantages des machines triphasées d'une part et multiphasées d'autre part.

La fiabilité et la disponibilité sont devenues de plus en plus une priorité pour les entraînements électriques dans de nombreux secteurs de l'industrie. Ces systèmes sont principalement basés sur des machines à induction alimentées par des convertisseurs conventionnels à deux niveaux, bien que cette association présente certains inconvénients. Plus précisément, plusieurs efforts de recherche ont été orientés pour surmonter les limitations des systèmes basés sur les convertisseurs conventionnels à deux niveaux dans la gestion des hautes tensions, des fréquences de commutation élevées et des problèmes de THD assez forts. Certaines de ces solutions reposent sur l'utilisation de convertisseurs multi-niveaux dans le but d'améliorer le contenu en harmonique de la tension et du courant, d'augmenter les niveaux de tension de sortie admissibles et de générer un courant de charge avec un THD inférieur pour

une fréquence de découpage donnée. Cependant, ces convertisseurs multi-niveaux nécessitent des techniques de modulation complexes et difficiles à mettre en œuvre. Des recherches récentes ont été orientées vers l'obtention d'une tension de sortie à plusieurs niveaux à l'aide d'un système d'enroulement ouvert (Open-End Winding System, OEWS) [HAQ 13], [TIA 14]. Fondamentalement, le terme OEWS est dérivé de la manière dont les enroulements d'une machine électrique sont connectés à l'alimentation électrique. La configuration OEWS de base est obtenue en connectant chaque extrémité de l'enroulement à un convertisseur indépendant à deux niveaux, ce qui annule les tensions de mode commun et réduit le THD des courants en augmentant les niveaux des tensions de sortie.

Les convertisseurs AC-AC ont été largement utilisés dans divers domaines des entraînements électriques. Dans les applications industrielles, la conversion de puissance AC-AC est généralement réalisée par des convertisseurs indirects (AC-DC-AC). Dans ces convertisseurs traditionnels, le courant alternatif est d'abord converti en courant continu par un redresseur, puis le courant continu est converti en courant alternatif par un onduleur. Le redresseur et l'onduleur sont généralement connectés via un condensateur intermédiaire de liaison DC volumineux. L'utilisation du condensateur de liaison DC dans ces convertisseurs rend le volume de l'équipement trop grand, réduit la durée de vie, augmente la complexité de la conception et diminue l'efficacité du système. Par conséquent, il est très avantageux de supprimer l'encombrant condensateur de liaison DC ou de proposer de nouvelles topologies de convertisseur. Un convertisseur matriciel de tous types (direct, indirect et indirect multiniveaux) ne nécessite pas de grands éléments de stockage d'énergie et il est apparu comme une solution potentielle à la conversion AC-AC [JIA 18].

Ce chapitre, dans sa première partie, présente un aperçu des raisons pour lesquelles les machines multiphasées ont suscité l'intérêt des chercheurs ces dernières années, en mentionnant les nombreux avantages de ce type de machines. De plus, l'accent est mis sur les derniers développements qui permettent de bénéficier de ces avantages dans diverses applications industrielles. Ensuite, dans la deuxième partie, une brève revue de la topologie d'enroulement statorique à extrémité ouverte ainsi que leurs principes de fonctionnement est donnée, soulignant que les topologies OESW possèdent également un certain nombre d'avantages qui les rendent idéales pour les applications à haute puissance, en particulier lorsqu'elles sont combinées avec des machines multiphasées. La dernière partie de ce chapitre porte sur la conversion directe AC/AC entre un réseau alternatif triphasé et une machine à induction. Une présentation est faite sur les variateurs de vitesse à base de convertisseurs sans stockage

d'énergie, directe, indirecte et indirecte à trois niveaux. La modélisation détaillée des différentes topologies de convertisseurs matriciels est également révélée, ainsi qu'une description générale des méthodes de modulation de ces convertisseurs décrites dans la littérature scientifique.

1.2 Machines multiphasées

La première apparition d'un entraînement multiphasé à vitesse variable remonte à 1969, lorsqu'un entraînement à cinq phases alimenté par onduleur a été proposé. Cependant, cette étape importante n'a pas stimulé l'industrie et la communauté scientifique dans une large mesure, car à cette époque, les microprocesseurs et l'électronique de puissance étaient encore à un stade précoce de développement. Les systèmes multiphasés étaient perçus à cette époque comme des systèmes très complexes dont les avantages n'étaient pas suffisants pour concurrencer le standard triphasé, et pour cette raison l'intérêt au cours des deux décennies suivantes était rare. A cette époque, le principal problème des moteurs triphasés alimentés par les dispositifs de commutation électroniques était la fluctuation du couple sur l'arbre de la machine, à une fréquence six fois supérieure à la fréquence fondamentale de l'onduleur. L'augmentation du nombre de phases a été proposée dans [MAR 18] comme solution à ce problème, rapportant des ondulations de couple trois fois plus petites dans les machines à cinq phases que celle obtenue avec son équivalent triphasé, bien qu'avec une augmentation de la troisième harmonique, cette proposition a été reportée en raison des techniques de modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation, PWM) développées pour les entraînements triphasés, qui ont atténué la fluctuation qui s'est produite dans le couple de la machine et ont ainsi atteint les performances correctes du système.

De ce fait, l'intérêt pour l'étude des machines multiphasées a été très limité en raison de l'incrément du nombre de variables à contrôler qui a rendu la commande de ce type de machine extrêmement complexe. Le monde a attendu le début de ce siècle pour que la machine multiphasée devienne l'un des principaux domaines qui suscitent l'intérêt de la communauté scientifique, après le développement réalisé dans plusieurs technologies, comme les dispositifs semi-conducteurs à haute puissance et à haute fréquence de commutation, et les puissantes unités de contrôle microélectronique (processeurs de signaux numériques) [LEV 08]. Ces développements ainsi que la puissance de calcul croissante ont conduit à l'exploitation de techniques de contrôle nouvelles et plus sophistiquées. Par conséquent, des travaux de recherche récents proposent des entraînements multiphasés pour des applications industrielles de haute performance, telles que la production d'énergie éolienne, la propulsion électrique de

navires (navires tout électriques), la traction (couvrant à la fois les véhicules et les locomotives hybrides et électriques), et l'aéronautique [SIN 11]. Par exemple, un travail expérimental propose l'utilisation d'une machine à aimants permanents à six phases pour l'application du pompage d'huile afin d'augmenter sa tolérance aux pannes et réduire la rétention du fonctionnement du système [LIU 14]. Aussi, une vision récente indique que les machines multiphasées peuvent être un choix privilégié pour les applications aérospatiales générales [CAO 12].

1.2.1 Avantages des machines multiphasées

La puissance nominale du convertisseur doit correspondre au niveau requis pour la machine et la charge entraînée. Cependant, les valeurs nominales du convertisseur ne peuvent pas être augmentées sur une certaine plage en raison de la limitation de la puissance nominale des dispositifs à semi-conducteurs. Une solution à ce problème consiste à s'appuyer sur un convertisseur à plusieurs niveaux où des commutateurs de puissance réduite sont utilisés pour développer des convertisseurs de haut niveau de puissance. L'avènement des entraînements de moteur alimentés par un onduleur a également supprimé les limites du nombre de phases du moteur. Ce fait a permis de concevoir des machines avec plus de trois phases et a entraîné l'augmentation des recherches et des applications des entraînements de machines multiphasées. Ces machines peuvent être utilisées comme alternative aux convertisseurs multiniveaux car elles permettent d'atteindre des niveaux de puissance plus élevés en divisant la puissance requise entre plusieurs phases, ce qui offre la possibilité de faire fonctionner la machine à l'aide de convertisseurs avec une plage de puissance limitée. La question de savoir s'il est préférable d'utiliser des machines multiphasées au lieu des convertisseurs multiniveaux est discutable et dépend en fait extrêmement de l'application. Le niveau d'isolement est l'un des facteurs limitants pouvant interdire l'utilisation de systèmes à haute tension. Par conséquent, les machines multiphasées qui utilisent des convertisseurs fonctionnant à un niveau de tension inférieur sont préférées [PAR 05]. Bien que la réduction des pulsations de couple ait suscité l'intérêt précoce pour l'entraînement des machines multiphasées, elles offrent de nombreux autres avantages dont les plus importants sont [LEV 08] :

- L'excitation du stator dans une machine multiphasée produit un champ avec un contenu en harmonique inférieur et un rendement plus élevé que ceux obtenus dans une machine triphasée.

- Pulsations de couple plus faibles, une forme d'onde de couple extrêmement lisse est obtenue lors du fonctionnement avec des machines multiphasées.
- Teneur en harmoniques plus faible dans les courants du circuit intermédiaire des convertisseurs de puissance qui alimentent les entraînements électromécaniques.
- Amélioration de la répartition de la puissance par phase, diminuant le courant nominal à travers chaque phase lorsque le nombre de phases augmente pour une puissance nominale donnée, ce qui permet une moindre détérioration des convertisseurs.
- Densité de couple élevée, certaines conceptions permettent d'augmenter le couple développé par la machine multiphasée grâce à l'injection de composantes d'harmoniques de courant dans le stator.
- Capacité de tolérance aux pannes, une machine à n phases avec une ou plusieurs phases en défaut peut fonctionner sans nécessiter d'équipement externe tant que le nombre de phases défectueuses n'est pas supérieur à $(n - 3)$, ce qui augmente la fiabilité globale du système d'entraînement.
- Les machines multiphasées par rapport à leurs homologues triphasées offrent une amélioration des caractéristiques de bruit et la possibilité de réduire les pertes de cuivre du stator, ce qui conduit à un rendement amélioré.

1.2.2 Inconvénients des machines multiphasées

Malgré les nombreux avantages offerts par les machines multiphasées, elles présentent certains inconvénients, tels que :

- Le nombre de semi-conducteurs dans le convertisseur augmente souvent avec le nombre de phases statoriques de la machine multiphasée, ce qui rend l'ensemble convertisseur-machine très coûteux.
- L'alimentation des machines multiphasées par des convertisseurs de tension induit des harmoniques de courants d'amplitude importante dans les stators.
- La nécessité de développer des techniques de commande spécifiées pour les convertisseurs multiphasés particulièrement adaptés aux ces machines à nombre impair des phases, car les méthodes orientées pour les systèmes triphasés ne sont pas directement applicables aux systèmes multiphasés qui ont un nombre impair de phases.

1.2.3 Classification des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont traditionnellement classées en fonction de la disposition des enroulements comme les machines symétriques ou asymétriques. Les machines symétriques sont constituées d'enroulements de phase consécutifs équidistants de $2\pi/n$, tandis que les machines asymétriques sont constituées d'ensembles d'enroulements indépendants. De plus, les machines multiphasées peuvent également être classées selon le nombre de phases qu'elles possèdent paires ou impaires et si le nombre de phases est multiple ou pas multiple de trois. D'autre part, les machines à induction multiphasées peuvent être classées en fonction de la répartition des enroulements en machines à enroulements concentrés ou distribués. La machine à induction multiphasée avec des enroulements concentrés génère un contenu en harmonique de flux élevé lorsqu'une tension statorique sinusoïdale est appliquée, ce qui peut être utilisé pour améliorer la production de couple électrique. Il faut noter que dans le cas des machines multiphasées à aimants permanents, cela est toujours possible. Cependant, ce contenu en harmonique de flux ne génère des pertes électromagnétiques dans la machine à induction que si la topologie d'enroulement distribuée est utilisée.

Les travaux de recherche qui ont été développés dans ce champ sont assez étendus avec de nombreux articles explorant les différents développements dans ce domaine [BAR 16], [DUR 16]. Ils montrent que les machines asymétriques à cinq phases et symétriques à six phases avec des neutres isolés sont les plus populaires compte tenu de la conception, de la modélisation et de la commande de l'entraînement. Les méthodes de commande utilisées dans les machines multiphasées sont, en principe, une extension de celles utilisées dans les machines triphasées. Ainsi, la commande scalaire a été l'une des premières techniques étudiées. Plus tard, les efforts se sont concentrés sur la commande vectorielle et la commande directe du couple. La commande prédictive a été très récemment appliquée dans ces entraînements.

1.2.4 Machine asynchrone double étoile

Des entraînements de machines multiphasées ont été proposés pour différentes applications où certains avantages spécifiques (des pulsations de couple plus faibles, moins d'harmoniques de courant de liaison DC, une fiabilité globale du système plus élevée, etc.) peuvent être mieux exploités justifiant la complexité plus élevée par rapport à la solution triphasée [ARC 12]. Certaines des applications les plus appropriées sont celles à courant élevé (propulsion de navires, applications d'avions, traction de locomotives, véhicules électriques), où le principal avantage des entraînements multiphasés est la répartition de la puissance contrôlée (courant)

sur plusieurs branches d'onduleur, réduisant la contrainte de courant de commutateur par rapport aux convertisseurs triphasés. Parmi les différentes solutions d'entraînements à induction multiphasés, la machine asynchrone double étoile, qui est considérée comme une machine à six phases bien qu'en pratique ce ne soit qu'une machine triphasée formée de deux enroulements statoriques triphasés avec un certain décalage entre eux au niveau du stator. Cette configuration nous permettra de bénéficier des avantages de la machine à induction classique largement utilisée dans la plupart des applications industrielles. Parallèlement, la MASDE offre, en plus des avantages des machines triphasées, les avantages des machines multiphasées, dont les plus importants sont les suivants [HAM 08] :

- La contrainte de courant de chaque dispositif d'alimentation à semi-conducteur dans la MASDE est réduite de moitié par rapport à celle de la machine triphasée.
- La MASDE peut bénéficier de la grande disponibilité des composants dédiées aux systèmes triphasés.
- Ces machines électriques conviennent aux applications à haute puissance et à courant élevé, telles que la propulsion des navires, les applications aérospatiales et les véhicules électriques/hybrides.

1.3 Topologie d'enroulement ouvert

L'idée générale de la topologie d'OESW est d'alimenter la machine à partir des deux bornes avec deux convertisseurs d'électroniques de puissance (onduleur ou convertisseur matriciel). L'alimentation des deux extrémités des enroulements du stator par deux ondulateurs a été suggérée par [ZHO 17] en 1993. Les machines à courant alternatif conventionnelles utilisées dans les entraînements électriques sont connectées en étoile ou en triangle et ont trois bornes qui sont alimentées à l'aide d'un convertisseur de puissance. Dans le cas d'enroulements ouverts, cette connexion en étoile ou en triangle est ouverte et la machine comporte donc six bornes. Ces six bornes sont ensuite alimentées à l'aide de deux convertisseurs de puissance triphasés où les trois bornes du début des enroulements sont connectées à un convertisseur tandis que les trois bornes de la fin des enroulements sont connectées à un autre convertisseur. Par conséquent, la tension de phase est formée par les tensions fournies par les deux convertisseurs. Le plus grand avantage de la topologie d'OESW est que, souvent, aucune modification électrique ou mécanique n'est requise sur une machine standard conventionnelle afin de la faire fonctionner avec une configuration ouverte en raison du fait que la plupart des machines conçues pour des applications haute puissance sont équipées de six bornes disponibles à l'extérieur et exactement

dans la boîte à bornes. Cela devait faciliter le changement de connexion entre les configurations triangle et étoile [YOO 14]. Sur la base de [NUR 17], lors de la connexion de deux convertisseurs identiques à une machine avec des enroulements ouverts, la puissance disponible augmentera d'un facteur de 1.732 en raison de la possibilité d'appliquer la pleine tension du circuit intermédiaire à chacune des phases du moteur par rapport à un seul convertisseur et a donc la capacité d'appliquer 1.5 fois la tension de phase d'entrée de crête de la topologie conventionnelle.

1.3.1 Types de connexion sous la topologie d'enroulement ouvert

Le système à double convertisseur (onduleur ou étage d'inversion du convertisseur matriciel indirect) sous la topologie d'enroulement ouvert peut être classé en deux types de connexion différents. Le premier type, une seule source de courant continu DC alimente les deux convertisseurs avec une liaison continue commune entre eux, comme illustrés à la figure 1.1. Le deuxième type, les deux convertisseurs sont isolés l'un de l'autre et chacun a sa propre source DC, comme indiqué sur la figure 1.2.

L'apparition d'un courant homopolaire élevé en raison d'une faible impédance homopolaire est un problème sérieux et courant de l'entraînement de moteur à induction à enroulement à extrémité ouverte alimenté par un double convertisseur avec une source DC commun entre eux [DI 16]. Un courant homopolaire élevé dans le système d'entraînement serait nocif pour le moteur et les dispositifs de commutation à semi-conducteurs. Cela générerait également des pertes involontaires et affecterait le fonctionnement et le contrôle normaux. Pour résoudre ce problème, deux alimentations en courant continu isolées sont adoptées pour alimenter chaque convertisseur individuel afin de couper le trajet du courant homopolaire [FER 14].

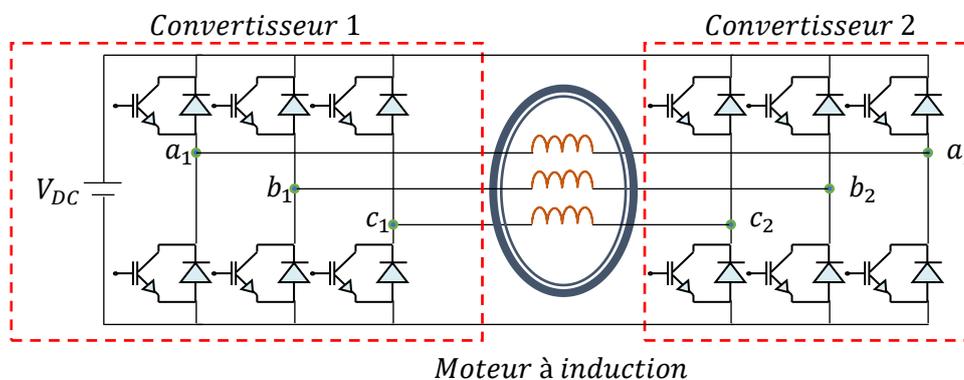


Figure 1.1 Diagramme schématique d'un enroulement statorique à extrémité ouverte avec une seule source DC

Dans le deuxième type de connexion qui dépend d'une liaison DC isolée, deux structures d'une combinaison de deux convertisseurs sont discutées dans la littérature, la première repose sur la même valeur de la liaison DC pour les deux convertisseurs (liaison DC symétrique), tandis que la seconde impose deux liaisons DC différentes, alimentant chacune un des deux convertisseurs (liaison DC asymétrique) [SHA 17].

La structure avec liaison DC symétrique comprend deux bus DC indépendants et égaux, $V_{DC_1} = V_{DC_2} = V_{DC}/2$. L'isolation du bus DC empêche la circulation des courants de troisième harmonique. Cette configuration est déficiente par le nombre limité de niveaux de tension de sortie produite par les deux convertisseurs. Lorsqu'un double convertisseur à deux niveaux est adopté, trois niveaux pour la tension de sortie résultante ne peuvent pas être dépassés, tandis que le nombre de niveaux de tension de sortie s'arrête à un maximum de quatre niveaux dans le cas de l'utilisation de convertisseur double à trois niveaux.

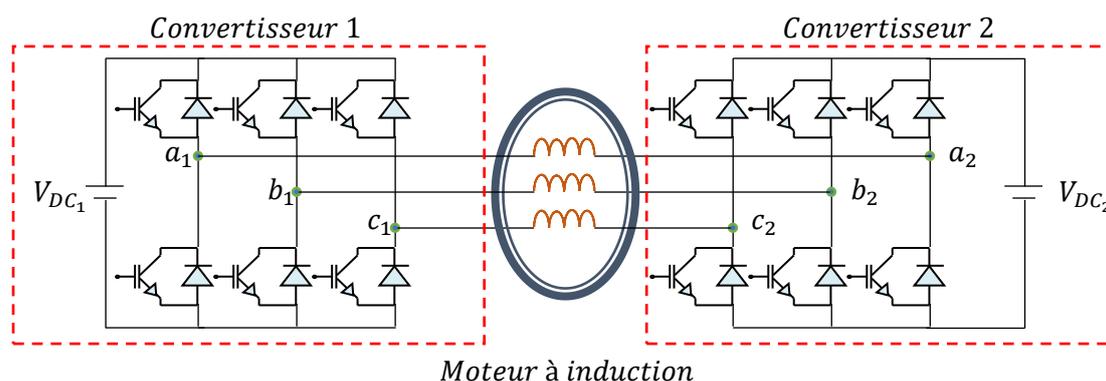


Figure 1.2 Diagramme schématique d'un enroulement statorique à extrémité ouverte avec des sources DC isolées

Dans la structure asymétrique, deux convertisseurs avec des tensions de liaison DC de $2V_{DC}/3$ et $V_{DC}/3$ sont utilisés pour entraîner le moteur avec un enroulement à extrémité ouverte. Des formes d'onde de tension de niveau supérieur peuvent être synthétisées si les convertisseurs individuels sont alimentés avec des tensions de liaison DC inégales [SOM 01], [SEK 08]. Le double convertisseur à deux niveaux permet d'atteindre quatre niveaux de tension de sortie tandis que le double convertisseur à trois niveaux produit une tension de sortie avec sept niveaux. Une augmentation des niveaux de la forme d'onde de la tension de sortie entraîne inévitablement une diminution du taux d'harmoniques à ces tensions, ce qui affectera positivement les performances globales de la machine. En conséquence, la structure asymétrique sera adoptée pour alimenter la machine asynchrone à double enroulement statorique ouvert dans cette thèse.

1.3.2 Système à double convertisseur pour une topologie à enroulement ouvert

Les utilisateurs industriels ont besoin d'entraînements de puissance plus élevée. Les moteurs commerciaux pour cela sont des taux de production plus élevés et une efficacité améliorée avec une réduction des coûts [ROD 09]. Les topologies d'entraînement matures, qui sont généralement basées sur des convertisseurs à deux niveaux et des machines triphasées, ne sont pas capables de répondre à des demandes de puissance toujours croissantes en raison du manque de disponibilité des dispositifs à semi-conducteurs qui présentent des valeurs nominales adéquates de tension et de courant. Par conséquent, les demandes de puissance élevées sont actuellement satisfaites à l'aide de convertisseur triphasé à plusieurs niveaux. Cependant, le nombre plus élevé de dispositifs à semi-conducteurs rend le système de contrôle et de modulation plus complexe que son homologue à deux niveaux.

Les convertisseurs multiniveaux comprennent un ensemble de dispositifs et de condensateurs à différents niveaux de tension. Cependant, il convient de mentionner que le déséquilibre de tension continue entre les condensateurs formant la liaison continue est toujours un problème et un inconvénient lorsque le système est utilisé dans des ordres et des niveaux plus élevés [ADA 08]. Plusieurs approches ont été développées pour surmonter ces problèmes tels que la commande corrective ou les stratégies de modulation, mais celles-ci limitent toujours l'efficacité opérationnelle du convertisseur. De plus, les approches adoptées ajouteront de la complexité au système.

L'implémentation de convertisseurs multiniveaux nécessite un matériel personnalisé et un nombre plus élevé de dispositifs à semi-conducteurs à mesure que le nombre de niveaux augmente, une stratégie de commutation plus complexe est donc nécessaire. Ce n'est pas le cas pour l'enroulement à extrémités ouvertes alimenté par deux convertisseurs. Basé sur [COR 99], l'enroulement à extrémités ouvertes alimenté par deux convertisseurs est capable de produire des tensions identiques non seulement aux convertisseurs à trois niveaux, mais aussi à quatre niveaux et peut atteindre neuf niveaux. L'auteur a également affirmé que le système à double convertisseur est simple à construire et que le problème de l'équilibrage des condensateurs dans les homologues à plusieurs niveaux n'est pas apparent.

1.3.3 Applications de la topologie à enroulement ouvert

L'application d'un double convertisseur est avantageuse lorsque des sources de tension indépendantes sont inhérentes. Ces applications comprennent les véhicules électriques (Electric Vehicles, EV) et les véhicules électriques hybrides (Hybrid Electric Vehicles, HVE). Dans les

véhicules électriques alimentés par batterie, la pile de batteries peut être divisée en deux parties pour alimenter à la fois les convertisseurs et pour les HVEs, les deux convertisseurs peuvent être alimentés par deux générateurs séparés, donc aucun transformateur d'isolement ne sera nécessaire. Les autres applications avantageuses sont les applications photovoltaïques connectées au réseau, où les convertisseurs peuvent être alimentés par deux générateurs photovoltaïques (Photovoltaic Generators, PVG) séparés ou un groupe de batteries peut être connecté à l'un des ponts pour stocker l'énergie. Dans les deux cas, la topologie du convertisseur est connectée à un transformateur à phase ouverte et le secondaire du transformateur est connecté au réseau. La topologie à double convertisseur est également utilisée pour la propulsion électrique des navires, où l'un des ponts convertisseurs est connecté à une batterie de condensateurs et l'autre pont fournit toute la puissance requise. Le convertisseur d'alimentation est modulé pour fonctionner en mode à six étapes, ce qui réduit les pertes de commutation [SUN 14].

1.3.4 Avantages de la topologie à enroulement ouvert

Une machine avec enroulement à extrémités ouvertes, alimentée par deux convertisseurs, offre plusieurs avantages par rapport à un entraînement de machine à induction standard. Les principales caractéristiques d'un entraînement de machine à induction à enroulement ouvert peuvent être résumées comme [APS 06] :

- Faible fréquence de commutation, tout en maintenant le contenu en harmonique bas dans les formes d'onde de courant résultantes.
- Réduction des contraintes dv/dt sur les transistors individuels et affaiblissement des interférences électromagnétiques émises par le convertisseur.
- L'augmentation de tension disponible pour le moteur, car la capacité d'amplitude de tension de cette topologie est le double de celle d'un variateur à convertisseur unique avec une source DC similaire. Cela augmente la limitation de tension du variateur, étend la plage de vitesse du moteur et réduit le besoin de minimisation du flux.
- Une entrée de puissance égale des deux côtés de chaque enroulement, ainsi chaque convertisseur est évalué à la moitié de la puissance nominale de la machine.
- Chaque courant de stator de phase peut être contrôlé indépendamment.
- Possibilité d'avoir le double de la fréquence de découpage effective (selon la stratégie de modulation).

- Extensibilité à plusieurs phases, donc des machines à induction multiphasées peuvent être envisagées si une réduction de courant est nécessaire.
- Possibilité de réduire la tension de mode commun (Common Mode Voltage, CMV).
- Un certain degré de tolérance aux pannes, car il existe une redondance des vecteurs d'espace de tension.

1.3.5 MASDE sous la topologie à enroulement ouvert

Afin de mieux exploiter tous les avantages des machines multiphasées précédemment décrits dans la section 1.2.1 de ce chapitre, l'utilisation des convertisseurs multiniveaux avec des machines à courant alternatif multiphasées devient une méthode efficace pour obtenir des puissances nominales élevées avec des dispositifs à basse tension et à courant limité. En tant que modèle attrayant et important pour cette combinaison, il est proposé d'alimenter la machine asynchrone double étoile avec une configuration principalement dérivée de la topologie d'enroulement ouvert à l'aide de convertisseurs à deux ou à trois niveaux, ce qui signifie que la MASDE est devenue une DOEWIM. Dans le détail, l'alimentation se compose de quatre convertisseurs triphasés standard à deux ou à trois niveaux ayant des sources DC isolées pour empêcher la circulation de composantes d'homopolaires dans l'ensemble du système. (Dans le cas où des convertisseurs matriciels à deux sorties sont utilisés, le processus d'alimentation de la DOEWIM ne nécessite que deux convertisseurs au lieu de quatre). Cette configuration caractérisée par une répartition de puissance entre les quatre convertisseurs dans chaque période de commutation avec trois degrés de liberté. Où le premier degré de liberté est la répartition de courant entre les deux enroulements triphasés ouverts. Le deuxième degré de liberté concerne la répartition de tension entre les deux convertisseurs du premier enroulement triphasé et le troisième concerne la répartition de tension entre les deux autres convertisseurs du deuxième enroulement triphasé. En adoptant une SVM découplée, les tensions de phase à travers chaque enroulement ouvert peuvent avoir une forme d'onde à plusieurs niveaux jusqu'à un maximum de sept niveaux [PAD 12]. Tout comme les convertisseurs multiniveaux, les convertisseurs quadripolaires ont les caractéristiques suivantes :

- Réduction de THD en sortie.
- Application en basse tension et courant élevé.
- Bonne compatibilité électromagnétique, efficacité accrue et capacité de tolérance aux pannes intensive.

- Quadruplement de la capacité de puissance avec quatre convertisseurs standard à deux niveaux.

1.4 Convertisseur matriciel

L'électronique de puissance est une technologie qui facilite la conversion de l'énergie électrique entre la source et la charge en s'appuyant sur la connaissance combinée des systèmes énergétiques, de l'électronique et de la commande. En raison de la nature différente de la tension et de la fréquence d'alimentation (source) et des exigences variables des applications modernes (charges), la conversion de puissance est essentielle pour assurer un fonctionnement correct et économe en énergie des équipements. Une interface d'électronique de puissance se compose d'un convertisseur et d'un contrôleur. Le convertisseur est un circuit électronique formé de dispositifs semi-conducteurs à haute puissance, d'éléments de stockage d'énergie et d'un transformateur magnétique. Le processus de conversion commence lorsque le contrôleur, qui est un circuit électronique numérique ou analogique à faible puissance, fait fonctionner les dispositifs de commutation dans le convertisseur selon une stratégie spécifiquement dérivée pour contrôler la stabilité et les caractéristiques de réponse du système global.

Le développement de l'électronique de puissance a été étroitement lié au développement de dispositifs à semi-conducteurs de puissance capables de gérer des puissances plus élevées. L'invention du thyristor ou redresseur commandé au silicium (RCS) par le laboratoire Bell en 1956, qui a ensuite été commercialisé par General Electric en 1958, a marqué le début de l'ère de l'électronique de puissance moderne [BOS 92]. Le développement rapide des dispositifs à semi-conducteurs en termes de puissance nominale, d'amélioration des performances, de coût et de taille a déclenché la transition de l'électronique de puissance d'un domaine "pilote par les dispositifs" à un domaine "pilote par les applications" [MEN 09]. Cette transition facilite l'utilisation intensive de l'électronique de puissance dans une variété d'applications électriques dans les environnements industriels, commerciaux, résidentiels, aérospatiaux, militaires, utilitaires, de communication et de transport.

Le traitement de l'énergie au moyen de convertisseurs commutés a pris une importance notable au cours de la dernière décennie, et ce sera probablement l'un des domaines de l'ingénierie avec la plus grande projection industrielle à l'avenir. L'évolution continue dans le domaine de l'électronique de puissance a permis de fabriquer des convertisseurs commutés de plus en plus compacts, capables de gérer de grandes valeurs de tension et de courant, commutant à des fréquences élevées. Mais ces améliorations peuvent être une source de perturbations

électromagnétiques sur le réseau électrique, ce qui nécessite le développement de nouveaux outils capables d'analyser les effets pouvant découler de ce problème.

Avec le développement rapide des dispositifs semi-conducteurs de puissance entièrement contrôlés, l'un des convertisseurs de puissance les plus importants de nos jours a été développé, à savoir le cycloconvertisseur à commutation forcé ou (convertisseur matriciel) en tant que méthode prometteuse pour la conversion directe de puissance AC-AC [BEN 17]. En utilisant les commutateurs bidirectionnels entièrement contrôlés pour connecter directement les entrées aux sorties, la topologie du convertisseur matriciel est capable de générer des tensions de sortie variables avec une fréquence illimitée à partir d'une alimentation en tension alternative. Le convertisseur matriciel est également capable de générer des courants d'alimentation sinusoïdaux et un facteur de puissance d'entrée réglable indépendamment de la charge. Plus important encore, la suppression de l'élément de stockage d'énergie du circuit intermédiaire permet à la topologie du convertisseur matriciel d'avoir une conception plus compacte, ce qui est un avantage dans des applications telles que l'aérospatiale [ROB 03]. On peut dire que dans le développement de ce système de conversion, il y a une tendance claire vers l'obtention des objectifs suivants [KLU 04] :

- Amélioration de l'interaction avec le réseau.
- Flux de puissance bidirectionnel.
- Rendement élevé et fonctionnement à haute fréquence de commutation.
- Absence de composants de stockage d'énergie encombrants, qui contribue à la miniaturisation du système de conversion d'énergie (taille réduite).
- Intégration de solutions complexes au sein d'un même module de puissance.
- Longue durée de vie et donc plus grande fiabilité.
- Réversibilité fonctionnelle en quatre quadrants.
- Facteur de puissance d'entrée réglable indépendamment de la charge.
- Signaux d'entrée et de sortie de haute qualité.
- Dynamique plus rapide.

1.4.1 Première idée du convertisseur matriciel

Le MC trouve ses origines au milieu des années 1970, lorsqu'en 1976, Gyugyi et Pelly ont présenté un intérêt particulier pour ce convertisseur [JON 08]. Cela a été considéré comme un cycloconvertisseur où les commutateurs étaient entièrement contrôlables (c'est pourquoi ce convertisseur est parfois connu sous le nom de cycloconvertisseur à commutation forcé). Ce

circuit est capable de construire des formes d'onde de tension de sortie AC basse fréquence à partir de segments successifs d'une alimentation AC d'une fréquence plus élevée. Cependant, en raison de la caractéristique naturellement commutée du dispositif, cette topologie de convertisseur a une plage de fréquences de sortie limitée, un faible facteur de puissance d'entrée et une distorsion élevée des formes d'onde d'entrée et de sortie [MEN 09].

À partir des travaux de Gyugyi, en 1979, Wood décrit une théorie générale sur ce type de convertisseurs [JON 08]. Ce travail simplifie au maximum la structure du convertisseur, de sorte qu'il est possible de réaliser une conversion multiphasée de phases d'entrée par phases de sortie.

1.4.2 Etapes de développement du convertisseur matriciel

En raison des avantages de l'architecture du MC, ce convertisseur a commencé à attirer l'attention de la communauté scientifique dans les années 1980. Alesina et Venturini ont utilisé la topologie de Gyugyi et Pelly pour faire le premier convertisseur AC/AC qu'ils appellent (Transformateur généralisé) [JON 08].

Dans les années 1980 et 1981, Venturini et Alesina apportent une contribution significative en proposant les principes de fonctionnement de base du MC [ALE 81]. Où ils ont introduit le premier convertisseur matriciel direct et l'ont décrit comme une matrice d'interrupteurs bidirectionnels, ce qui a ouvert la porte à plus d'intérêt pour ce type de convertisseur à travers les nombreuses recherches menées dans ce domaine [HUB 95], [FRI 12]. Cette structure alterne une source de tension avec une source de courant ou une source de courant avec une source de tension. L'objectif est de contrôler l'amplitude et la fréquence du courant de sortie et permet d'avoir des ratios de tension supérieurs à un [SZC 13]. Cette topologie n'a pas été considérée dans la littérature à cause de la difficulté de réaliser une source de courant, des surtensions causées par l'inductance d'entrée (qui est très grande) et de plus, à cause de la dépendance entre la tension de sortie et le courant de sortie [SZC 13].

En 1989 le convertisseur matriciel indirect a été introduit par Holtz et Boelkens [HOL 89]. En 1995, en utilisant une topologie indirecte, Huber et Borojevic ont montré la possibilité d'obtenir des signaux d'entrée et de sortie similaires à ceux obtenus par une topologie directe [HUB 95]. Cette topologie est l'implémentation physique du modèle indirect de MC. L'IMC est constitué de deux étages où le premier étage est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension conventionnel. Cette topologie offre les mêmes avantages et moins d'inconvénients que le convertisseur matriciel direct. En effet, la commutation ainsi que le

circuit de protection aussi (circuit clamp) sont plus simples que ceux du MC direct. De point de vue réalisation, il est plus simple à cause de l'étage onduleur (il y a des modules qui encapsulent l'onduleur et des drivers spécifiques pour onduleur). Il a un autre avantage qui est la possibilité de l'utiliser dans le cas de multimachine en ajoutant des onduleurs en parallèle [SZC 13].

Après l'introduction de l'onduleur trois niveaux à point neutre (Neutral Point Clamped, NPC) par Nabae en 1981 [NAB 81], l'idée de transposer le concept de cette structure à l'étage d'inversion d'une topologie de convertisseur matriciel indirect est devenue possible en changeant seulement l'onduleur conventionnel à deux niveaux par un onduleur à trois niveaux, ce qui donne la possibilité de générer une tension de sortie à trois niveaux avec l'utilisation de la topologie matricielle. Kolar, Baumann, Schafmeister et Ertl ont appliqué cette idée en proposant une structure indirecte matricielle à trois niveaux. Cette structure a permis d'avoir des tensions multiniveaux et des performances meilleures que celles de l'IMC conventionnel [KOL 02]. Mais sa commande est un peu complexe surtout si on utilise l'algorithme d'équilibrage des tensions des condensateurs d'entrée [BEN 17].

En 2007 Khajehoddin, Bakhshai, et Jain ont proposé et étudié une structure multiniveau d'IMC avec moins de semi-conducteurs que les structures précédentes. Ils ont utilisé des interrupteurs unidirectionnels dans l'étage redresseur et un onduleur diode-clampe trois niveaux pour l'étage onduleur [KHA 07].

1.4.3 Applications du convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est très attractif grâce à ses caractéristiques opérationnelles qui lui permettent d'être appliqué dans diverses lignes de l'industrie telles que dans la commande des moteurs à induction, l'interconnexion électrique de sous-systèmes électriques, les véhicules hybrides ainsi que les véhicules électriques basés sur des alternateurs à courant alternatif, les véhicules de combat à traction électrique où les batteries et les condensateurs sont un facteur critique, les systèmes de production hydroélectrique, la régulation thermoélectrique, et surtout dans les éoliennes où il est indispensable de délivrer à la ligne un signal de tension, de fréquence et de phase parfaitement stable.

1.4.4 Configuration du convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est une topologie de convertisseur AC-AC direct capable de convertir directement l'énergie d'une source AC en une charge AC sans avoir besoin d'un élément de stockage d'énergie encombrant et à durée de vie limitée. En raison des avantages

significatifs offerts par le convertisseur matriciel, tels que le facteur de puissance réglable, la capacité de régénération et la fourniture de formes d'onde sinusoïdales d'entrée/sortie de haute qualité, le convertisseur matriciel a été l'une des topologies AC-AC qui fait l'objet de recherches approfondies pour être une alternative à remplaçant les convertisseurs AC-DC-AC traditionnels dans les applications d'entraînement AC à tension et fréquence variables selon deux structures différentes directe et indirecte [FRI 12].

Le convertisseur matriciel a été proposé dans deux topologies générales, selon la matrice de commutation, s'elle est direct il est dit convertisseur matriciel direct (Direct Matrix Converter, DMC), mais s'elle s'agit de la topologie indirecte, il est appelé convertisseur matriciel indirect (Indirect Matrix Converter, IMC) [REZ 15]. Les configurations sont composées de cellules d'écoulement bidirectionnelles mises en œuvre via des arrangements de semi-conducteurs et sont destinées à effectuer directement une conversion (AC/AC). D'autre part, si la forme d'onde de la tension de sortie est prise en compte, alors deux autres structures de convertisseurs matriciels peuvent être distinguées, la tension de sortie à deux niveaux résulte inévitablement d'un convertisseur matriciel à deux niveaux, donc la tension de sortie de trois niveaux ou plus exprime que le convertisseur matriciel est multiniveau.

1.4.4.1 Convertisseur matriciel direct

Ce dispositif est conçu pour effectuer une conversion AC/AC via une matrice de conversion directe, et dispose d'un arrangement intermédiaire de neuf interrupteurs à quatre segments avec commutation forcée comme indiqué sur la figure 1.3, permettant ainsi la connexion de chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie, la commutation des pôles de puissance est considérée comme forcée et s'effectue à des fréquences élevées. Les capacités du commutateur bidirectionnel à conduire le courant dans les deux sens et à bloquer la tension des deux polarités permettent à un convertisseur matriciel direct de générer des tensions de sortie variables avec une fréquence illimitée à partir de tensions d'alimentation AC [GYU 76].

Le DMC permet une densité de puissance plus élevée par rapport à la topologie IMC, mais avec une limitation de 86.6% entre l'amplitude de la tension de sortie et la tension d'entrée [ALE 88]. Le facteur de puissance est l'une des caractéristiques de fonctionnement les plus importantes du convertisseur matriciel, puisque sa valeur est proche de l'unité, ce qui est requis. Ce convertisseur permet un niveau réduit de contenu en harmonique aux basses fréquences dans le courant d'entrée, et a la capacité de générer des formes d'onde d'entrée et de sortie sinusoïdales de haute qualité, ainsi qu'un facteur de puissance d'entrée contrôlé, indépendant de

la sortie. Malgré les avantages opérationnels que ce convertisseur présente, il s'agit d'un dispositif peu attrayant pour une utilisation dans des applications industrielles en raison de la nécessité d'éléments de protection et de systèmes de commutation complexes pour assurer son bon fonctionnement.

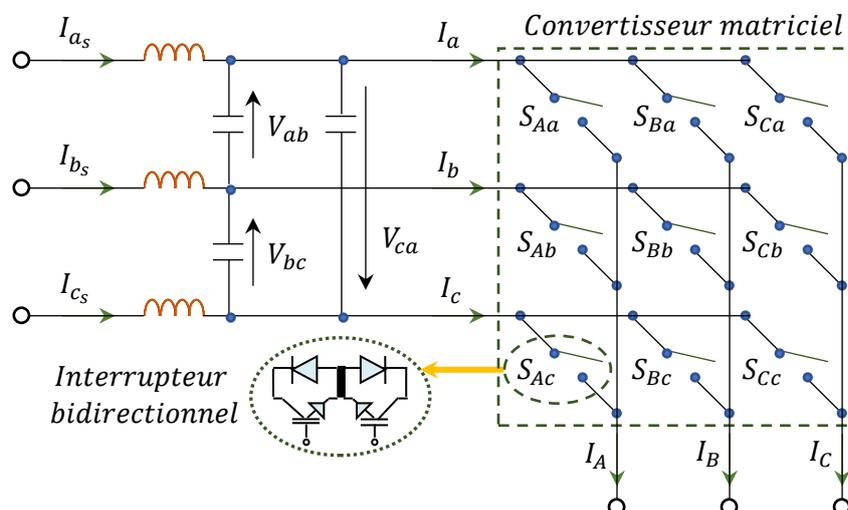


Figure 1.3 Diagramme schématique du convertisseur matriciel direct triphasé à triphasé

Même si les convertisseurs matriciels directs présentent l'inconvénient d'un rapport de transfert de tension limité à 0.86 et nécessitent un nombre élevé de dispositifs à semi-conducteurs de puissance, ces avantages significatifs ont encouragé des recherches approfondies pour résoudre les difficultés pratiques de mise en œuvre du convertisseur matriciel dans les applications industrielles.

1.4.4.2 Convertisseur matriciel indirect

Avec la topologie indirecte, le convertisseur matriciel est décrit comme une combinaison entre un redresseur de courant à quatre quadrants et un onduleur de tension à deux niveaux connectés par une liaison DC virtuelle intermédiaire comme schématisé dans la figure 1.4. La présence de l'onduleur dans cette structure permet l'application des stratégies de commande conventionnelles tout en obtenant des formes d'onde d'entrée et de sortie avec la même qualité que le convertisseur matriciel direct. Une commande de commutation appropriée peut être mise en œuvre dans l'étage de redressement, pour obtenir des courants d'entrée avec un facteur de puissance unitaire. Dans certaines applications, le convertisseur matriciel indirect peut être préféré au convertisseur matriciel direct en raison d'une commutation plus simple et plus sûre des commutateurs [WEI 01], de la possibilité de réduire davantage le nombre requis de commutateurs à semi-conducteurs de puissance [KOL 02], et de la minimisation du contenu en

harmonique aux basses fréquences dans le courant d'entrée, ainsi qu'un facteur de puissance d'entrée contrôlé, indépendant de la sortie [KLU 02].

La conception la plus courante pour un convertisseur indirect AC-AC est l'utilisation d'un redresseur à pont de diodes du côté de l'alimentation. La commande de ce convertisseur est simple du fait de la caractéristique naturellement commutée du redresseur à pont de diodes. Malgré les nombreux avantages offerts par cette structure, de la simplicité de commutation en raison de ses deux étages, cette facilité a été obtenue grâce à l'utilisation de plus de dispositifs de puissance, ce qui entraîne un effort plus élevé des semi-conducteurs et une efficacité inférieure par rapport au DMC.

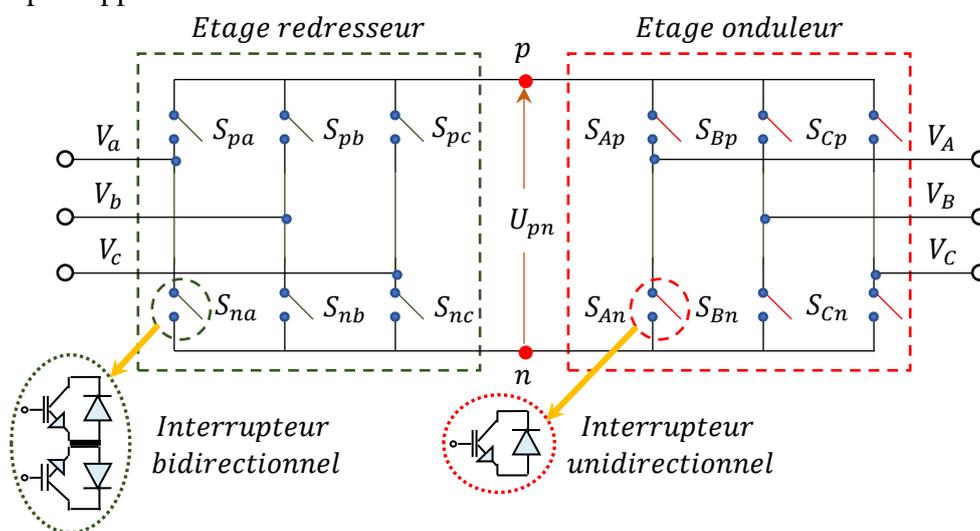


Figure 1.4 Diagramme schématisé du convertisseur matriciel indirect

1.4.4.3 Convertisseur matriciel indirect à trois niveaux

Le convertisseur matriciel avec un étage de sortie à trois niveaux [KOL 02] est une topologie de convertisseur matriciel à plusieurs niveaux qui applique le concept d'onduleur de tension à point neutre à trois niveaux à l'étage d'inversion d'une topologie de convertisseur matriciel indirect conventionnel. Même si cette topologie n'a été vérifiée expérimentalement que ces dernières années, des méthodes de modulation/commande associées ont été proposées [LOH 08] pour commander le convertisseur matriciel à trois niveaux afin de générer un ensemble de formes d'onde d'entrée et de sortie sinusoïdales et équilibrées. Possédant la capacité de générer des sorties multiniveaux, le convertisseur matriciel indirect à trois niveaux offre de meilleures performances de sortie que le convertisseur matriciel indirect conventionnel en termes de contenu en harmonique de forme d'onde, mais au prix d'un nombre plus élevé de dispositifs à semi-conducteurs de puissance et d'une stratégie de modulation plus compliquée. Malgré la grande complexité de cette structure, le concept multiniveau a été intégré dans la topologie du

convertisseur matriciel pour améliorer la qualité de la forme d'onde de sortie, ce qui confère au convertisseur un bon potentiel dans les applications industrielles et aérospatiales.

L'augmentation du nombre d'applications à haute puissance a conduit au développement d'onduleurs multiniveaux [LAI 96]. En plus de puissances nominales plus élevées, les onduleurs multiniveaux produisent des tensions de sortie de meilleure qualité qui améliorent ainsi l'efficacité du variateur [NAB 81]. Pour la plupart des applications moyenne tension haute puissance, l'onduleur à trois niveaux à point neutre NPC est un choix préféré en raison de ses avantages tels que son faible coût, sa légèreté et sa petite taille. L'introduction de ces avantages au convertisseur matriciel passe inévitablement par l'intégration d'un onduleur à trois niveaux avec la topologie indirecte du convertisseur matriciel, notamment avec l'étage onduleur, en remplaçant l'onduleur à deux niveaux par un onduleur à trois niveaux de type NPC, formant une structure connue sous le nom de convertisseur matriciel indirect à trois niveaux (Indirect 3 Levels Matrix Converter, I3LMC) qui présente des harmoniques de tension de sortie et de courant d'entrée plus faibles et une forme d'onde de meilleure qualité. De plus, il offre les mêmes avantages que le convertisseur matriciel indirect conventionnel tels qu'un facteur de déplacement d'entrée réglable, une forme d'onde d'entrée/sortie de haute qualité, une capacité de régénération ainsi qu'une absence de composants de stockage d'énergie encombrants avec une durée de vie limitée [KOL 11].

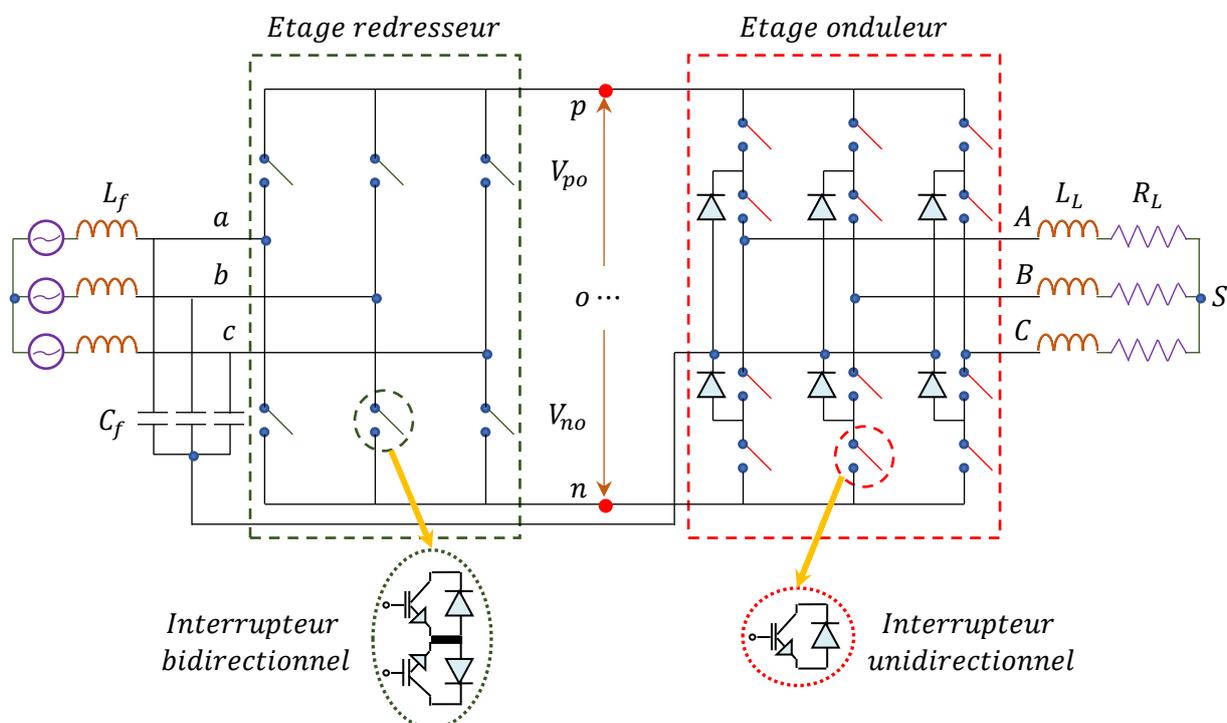


Figure 1.5 Diagramme schématique du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux

Comme le montre la figure 1.5, le convertisseur matriciel indirect à trois niveaux se compose d'un étage de redressement et d'un étage d'inversion. Semblable au convertisseur matriciel indirect, dans l'étage de redressement, un redresseur de courant à quatre quadrants est utilisé pour créer une tension de commutation de liaison DC V_{pn} dirigée spécifiquement vers l'étage de sortie. Afin d'appliquer l'onduleur à trois niveaux de structure NPC à l'étage d'inversion, la tension de liaison DC redressée V_{pn} , est transformée en alimentations à double tension V_{po} et V_{no} , en connectant le point milieu de la liaison DC "o" au point neutre des condensateurs de filtre d'entrée câblés en étoile. En utilisant le point médian "o" du circuit intermédiaire comme référence, il existe évidemment trois niveaux de tension sur les circuits intermédiaires V_{po} , V_{oo} et V_{no} , sur la base de ces niveaux de tension de liaison DC, l'étage d'inversion peut être modulé pour générer les formes d'onde de tension de sortie à plusieurs niveaux.

Pour l'étage de redressement, à tout instant seuls deux commutateurs bidirectionnels peuvent être exécutés pour connecter une tension d'entrée en ligne à ligne (p et n) aux liaisons DC. Par conséquent, l'étage de redressement peut être représenté avec deux commutateurs en état de conduction qui connectent le niveau de tension positif à la borne "p" du circuit intermédiaire et le niveau de tension négatif à la borne "n", comme l'indique la figure 1.6 qui montre que le circuit équivalent d'un convertisseur matriciel indirect à trois niveaux est assez similaire à un onduleur NPC conventionnel.

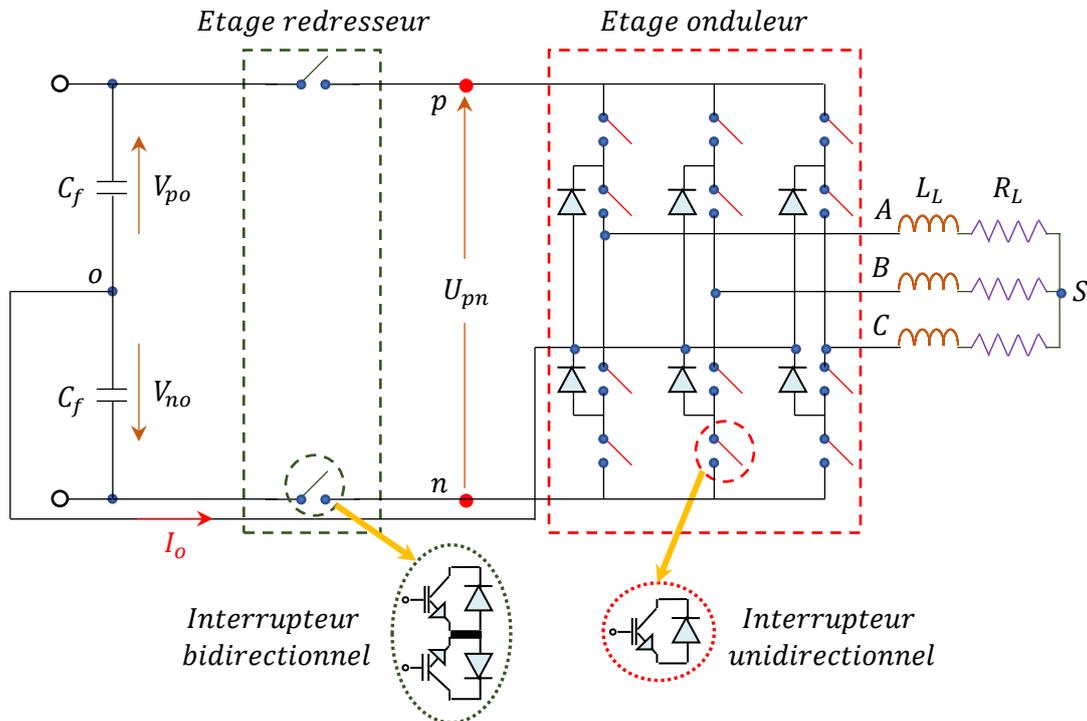


Figure 1.6 Circuit équivalent du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux

1.4.5 Convertisseur matriciel indirect à deux étages de sortie

Le convertisseur matriciel indirect à double sortie est basé sur la topologie traditionnelle du convertisseur matriciel indirect, dans laquelle l'étage de sortie qui consistait en un seul onduleur triphasé dans un convertisseur matriciel indirect à sortie unique, il est remplacé par un étage de sortie composé de deux onduleurs triphasés séparés. Dans les applications liées à l'entraînement des moteurs à induction à enroulements statoriques ouverts, l'alimentation des extrémités de chaque enroulement triphasé ouvert doit être assurée. Ceci peut être réalisé avec des convertisseurs matriciels indirects à sortie unique, mais cela nécessite plusieurs convertisseurs, chacun assurant que trois extrémités des enroulements triphasés ouverts sont alimentées. Afin de simplifier le processus d'alimentation, l'utilisation d'un convertisseur matriciel indirect à deux sorties est l'alternative idéale, compte tenu des nombreux avantages qu'il offre tels que l'économie sur le plan de nombre total de convertisseurs, la réduction de la taille, la simplification de la structure, la facilité de commande du système global [VAN 19], [SEL 21].

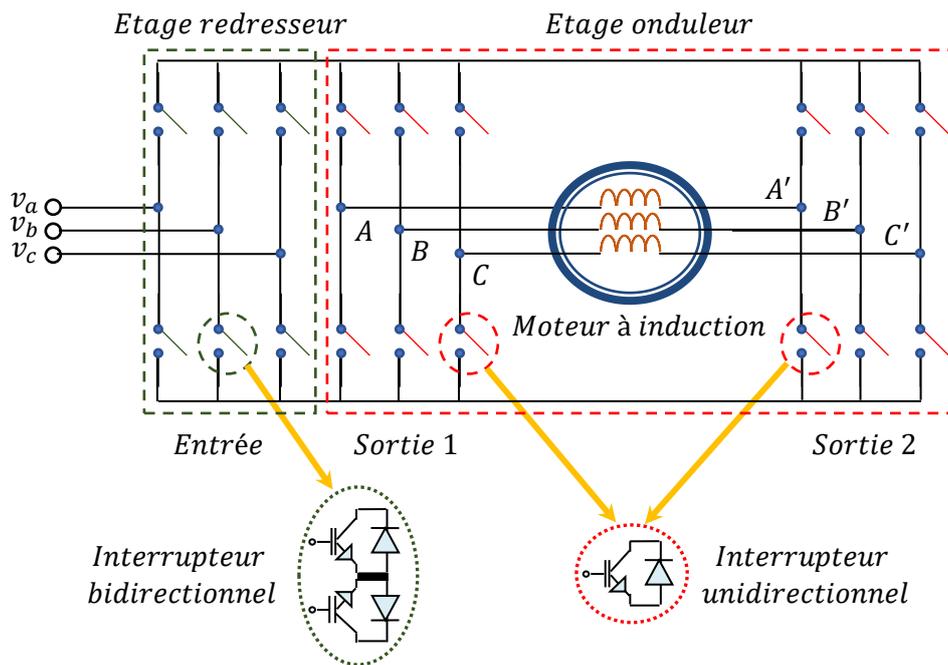


Figure 1.7 Diagramme schématique du convertisseur matriciel indirect avec deux onduleurs à deux niveaux dans l'étage de sortie

La multiplicité des modèles de convertisseurs matriciels indirects à double sortie est principalement due aux types des onduleurs qui construisent l'étage d'inversion, où leur effet apparaît directement sur les niveaux de tension générés par ces convertisseurs.

Les niveaux atteignables avec le convertisseur matriciel donné par la figure 1.7, qui contient à son étage de sortie deux onduleurs à deux niveaux, sont inévitablement inférieurs à ceux

produits à partir du convertisseur matriciel illustré à la figure 1.8, qui est structuré avec deux onduleurs à trois niveaux dans l'étage de sortie. Cette structure donne plus de liberté pour choisir les convertisseurs matriciels indirects à double sortie appropriés en fonction des utilisations requises, même avec des applications à hautes puissances et celles qui nécessitent une grande fiabilité des performances et une extrême précision de fonctionnement, ce qui ouvre un large champ à ces convertisseurs selon leur nouvelle structure pour être un concurrent sérieux de leurs homologues basés sur la structuration traditionnelle.

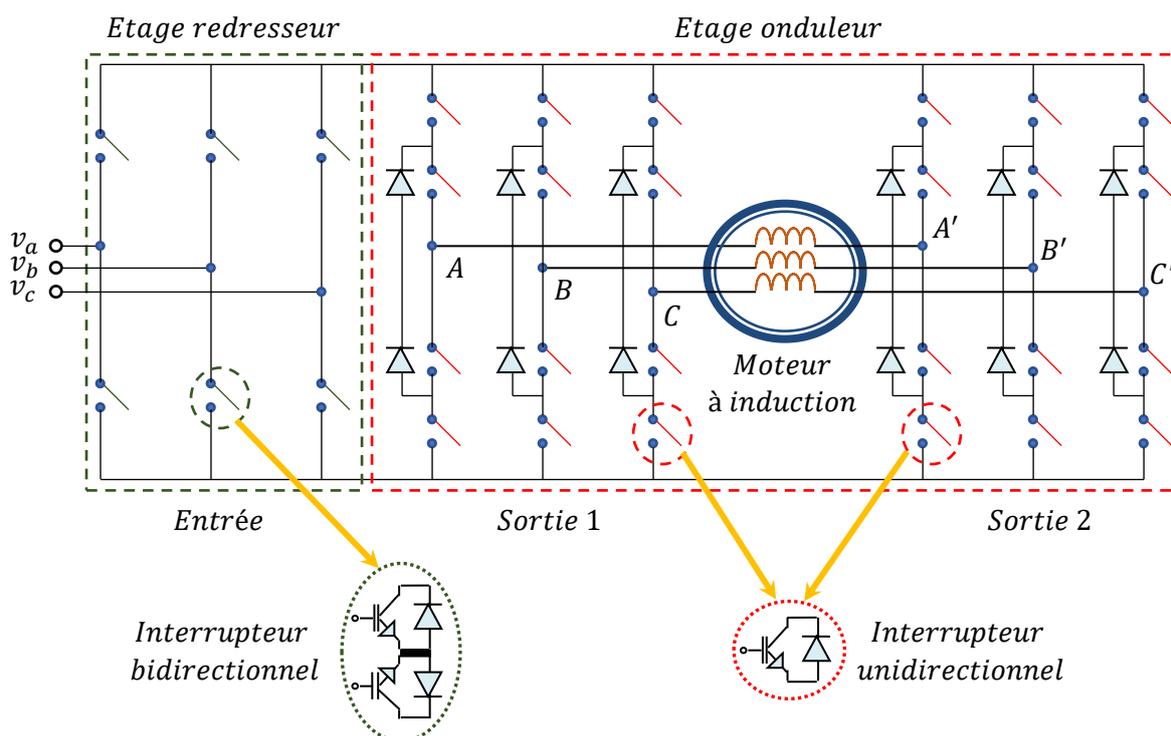


Figure 1.8 Diagramme schématique du convertisseur matriciel indirect avec deux onduleurs à trois niveaux dans l'étage de sortie

1.4.5.1 IMC à double sortie pour le processus d'alimentation de la DOEWIM

Dans cette thèse, la nouvelle topologie des convertisseurs matriciels indirects a été utilisée pour garantir l'alimentation de DOEWIM en utilisant deux IMC à deux sorties en étage d'inversion, où chaque IMC assure l'alimentation des six extrémités des trois phases de chaque étoile du stator avec une liaison DC asymétrique qui contribue à fournir les plus grandes possibilités de combinaison pour atteindre des niveaux plus élevés de tension de sortie du convertisseur matriciel indirect selon la structure développée. La première stratégie adoptée dans ce travail en alimentation de la DOEWIM est basée sur le fait que les deux étoiles statoriques de cette machine sont alimentées par quatre systèmes de tensions triphasés répartis

sur deux convertisseurs matriciels à double sortie à deux niveaux, comme le montre clairement la figure 1.9.

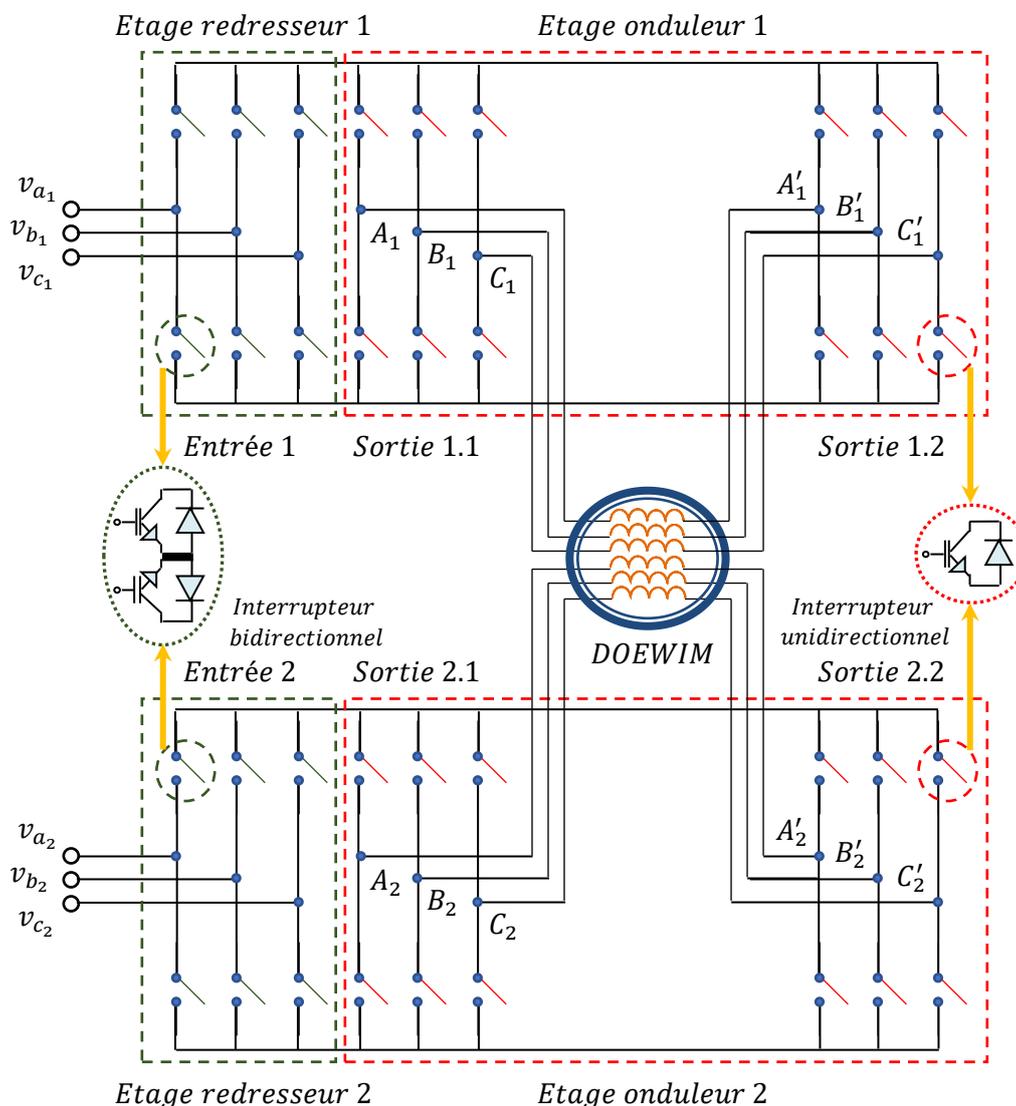


Figure 1.9 DOEWIM alimentée par deux convertisseurs matriciels indirects avec deux onduleurs à deux niveaux dans l'étage de sortie

Tant que les quatre sorties des deux convertisseurs matriciels indirects avec la nouvelle topologie qui servent à alimenter la DOEWIM sont des onduleurs à deux niveaux, chaque onduleur est chargé de produire une tension de sortie à deux valeurs. D'autre part, chaque paire d'onduleurs fonctionne avec une liaison DC asymétrique où le premier et le deuxième onduleur sont alimentés respectivement en $2V_{DC}/3$ et $V_{DC}/3$. Par conséquent, les tensions des sorties de ces onduleurs prennent les deux valeurs $2V_{DC}/3$ ou $-2V_{DC}/3$ pour le premier onduleur et les deux valeurs $2V_{DC}/3$ ou $-V_{DC}/3$ pour le deuxième onduleur. Les tensions résultantes appliquées aux deux enroulements triphasés du stator sont exprimées comme la différence des

potentiels entre les deux onduleurs de l'étage de sortie de chaque convertisseur, donc ces tensions résultantes seront de quatre niveaux comme indiqué dans le tableau 1.1 [SEL 22].

Tableau 1.1 Tensions de pôle et de phase du convertisseur matriciel indirect à quatre niveaux

| Etage d'inversion pour le premier IMC à double sortie | | | Etage d'inversion pour le deuxième IMC à double sortie | | |
|---|--------------------------------------|---|--|--------------------------------------|---|
| Tension de pôle du premier onduleur | Tension de pôle du deuxième onduleur | Tension de phase de la première étoile statorique | Tension de pôle du premier onduleur | Tension de pôle du deuxième onduleur | Tension de phase de la deuxième étoile statorique |
| $2V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$ | $2V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$ |
| $2V_{DC}/3$ | $-V_{DC}/3$ | V_{DC} | $2V_{DC}/3$ | $-V_{DC}/3$ | V_{DC} |
| $-2V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$ | $-V_{DC}$ | $-2V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$ | $-V_{DC}$ |
| $-2V_{DC}/3$ | $-V_{DC}/3$ | $-V_{DC}/3$ | $-2V_{DC}/3$ | $-V_{DC}/3$ | $-V_{DC}/3$ |

1.4.5.2 I3LMC à double sortie pour le processus d'alimentation de la DOEWIM

Une structure de convertisseur matriciel indirect à quatre niveaux est obtenue en alimentant une machine asynchrone double étoile à enroulement ouvert par deux convertisseurs matriciels indirects à double sortie à deux niveaux avec une tension de liaison DC asymétrique. En parallèle, une autre structure de convertisseur matriciel indirect à sept niveaux peut être réalisée en alimentant la même machine par deux convertisseurs matriciels indirects à double sortie à trois niveaux avec une tension de liaison DC également asymétrique.

La nouvelle topologie d'I3LMC est assez similaire à celle du convertisseur matriciel indirect à deux niveaux, la seule différence est que l'étage de sortie se compose de deux onduleurs à trois niveaux avec une structure NPC au lieu de deux onduleurs à deux niveaux. La figure 1.10 montre la configuration des deux convertisseurs matriciels indirects à double sortie à trois niveaux alimentant une machine asynchrone double étoile à enroulement ouvert avec une liaison DC asymétrique. Cette configuration est adoptée dans cette thèse comme une deuxième stratégie pour le processus d'assurance de l'alimentation de la DOEWIM.

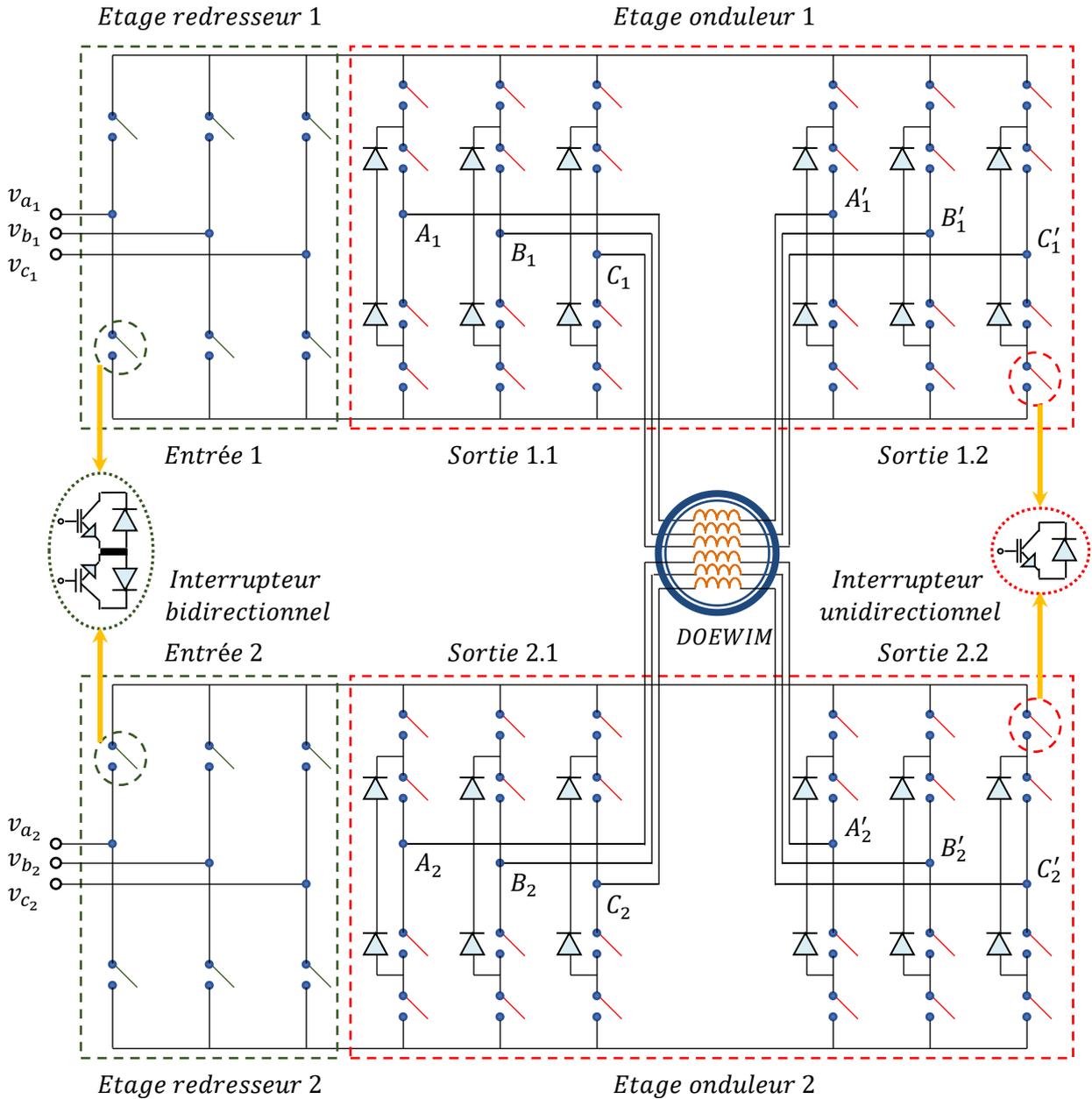


Figure 1.10 DOEWIM alimentée par deux convertisseurs matriciels indirects avec deux onduleurs à trois niveaux dans l'étage de sortie

Comme l'alimentation des deux onduleurs de l'étage de sortie pour chacun des deux convertisseurs matriciels est effectuée séparément à l'aide d'une liaison DC asymétrique en alimentant le premier onduleur avec une liaison $2V_{DC}/3$ et le deuxième onduleur avec une liaison $V_{DC}/3$, et puisque chaque onduleur génère des tensions de trois niveaux, donc le potentiel du bus continu positif $2V_{DC}/3$, le potentiel du point neutre du bus continu 0 et le potentiel du bus continu négatif $-2V_{DC}/3$ sont les niveaux à obtenir par le premier onduleur, en parallèle, le potentiel du bus continu positif $V_{DC}/3$, le potentiel du point neutre du bus continu 0 et le potentiel du bus continu négatif $-V_{DC}/3$ sont les niveaux à obtenir par le

deuxième onduleur. La combinaison des différents niveaux des deux onduleurs de sortie de chaque convertisseur matriciel permet de produire une tension de sortie à sept niveaux, exactement comme indiquée dans le tableau 1.2.

Tableau 1.2 Tensions de pôle et de phase du convertisseur matriciel indirect à sept niveaux

| Etage d'inversion pour le premier IMC à double sortie | | | Etage d'inversion pour le deuxième IMC à double sortie | | |
|---|--------------------------------------|---|--|--------------------------------------|---|
| Tension de pôle du premier onduleur | Tension de pôle du deuxième onduleur | Tension de phase de la première étoile statorique | Tension de pôle du premier onduleur | Tension de pôle du deuxième onduleur | Tension de phase de la deuxième étoile statorique |
| $2V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$ | $2V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$ |
| $2V_{DC}/3$ | 0 | $2V_{DC}/3$ | $2V_{DC}/3$ | 0 | $2V_{DC}/3$ |
| $2V_{DC}/3$ | $-V_{DC}/3$ | V_{DC} | $2V_{DC}/3$ | $-V_{DC}/3$ | V_{DC} |
| 0 | $V_{DC}/3$ | $-V_{DC}/3$ | 0 | $V_{DC}/3$ | $-V_{DC}/3$ |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | $-V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$ | 0 | $-V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$ |
| $-2V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$ | $-V_{DC}$ | $-2V_{DC}/3$ | $V_{DC}/3$ | $-V_{DC}$ |
| $-2V_{DC}/3$ | 0 | $-2V_{DC}/3$ | $-2V_{DC}/3$ | 0 | $-2V_{DC}/3$ |
| $-2V_{DC}/3$ | $-V_{DC}/3$ | $-V_{DC}/3$ | $-2V_{DC}/3$ | $-V_{DC}/3$ | $-V_{DC}/3$ |

Deux convertisseurs matriciels indirects à trois niveaux avec deux sorties entraînant une machine asynchrone double étoile à enroulement ouvert peuvent générer des formes d'onde de tension équivalentes à celles d'un entraînement basé sur un seul convertisseur matriciel indirect à sept niveaux et apporter de nombreux avantages et plusieurs améliorations au système global tel que :

- Les convertisseurs matriciels indirects à trois niveaux avec deux sorties peuvent atteindre la même tension de sortie maximale que le convertisseur indirect conventionnel à sept niveaux, mais avec seulement la moitié de la tension de liaison DC, ce qui réduit les exigences d'isolation.

- Les onduleurs NPC à trois niveaux nécessitent moins de diodes de serrage que l'onduleur NPC à sept niveaux, car deux onduleurs NPC à trois niveaux nécessitent douze diodes de serrage tandis qu'un seul onduleur NPC à sept niveaux nécessite trente diodes de serrage.
- La nouvelle configuration du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux a une capacité intrinsèque de tolérance aux pannes. Si l'un des deux onduleurs est endommagé, l'autre onduleur peut continuer à fonctionner à une puissance de sortie inférieure, évitant ainsi un arrêt complet du système de fonctionnement et les pertes qui en résultent.
- Les tensions des quatre condensateurs de liaison DC d'un onduleur conventionnel NPC à sept niveaux ne peuvent pas être équilibrées à de grands indices de modulation et à un facteur de puissance élevé si un seul frontal passif est utilisé [DI 16]. En revanche, la tension au point neutre des deux onduleurs à trois niveaux peut être équilibrée avec un modulateur dédié, tel que la stratégie SVM découplée sur laquelle s'appuie l'étude présentée dans cette thèse.
- Les convertisseurs matriciels à trois niveaux avec deux sorties permettent un fonctionnement à un niveau de tension de sortie plus élevé ainsi qu'une tension nominale supérieure par rapport aux convertisseurs matriciels à deux niveaux avec deux sorties [HOL 10].

1.5 Modélisation du convertisseur matriciel

La modélisation des convertisseurs matriciels présente un défi majeur, en raison de leur comportement de commutation discontinu, ainsi que du nombre croissant de stratégies de modulation différentes qui nécessite d'étudier leurs divers effets sur les propriétés des convertisseurs. Afin d'atteindre les objectifs souhaités de ces techniques de modulation, le convertisseur matriciel doit être modélisé de manière appropriée dans des simulations ou des études analytiques. Il est donc nécessaire de créer des modèles analytiques simples. La modélisation de convertisseurs matriciels varie selon leurs structures et le nombre de niveaux de leurs tensions de sortie (directe ou indirecte, à deux niveaux ou multiniveaux) [MIE 20].

1.5.1 Modèle direct du convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est un dispositif de conversion AC-AC direct qui utilise un réseau de $m * n$ commutateurs bidirectionnels contrôlés pour connecter directement les entrées à m phases aux sorties à n phases. Les capacités du commutateur bidirectionnel à conduire le courant dans les deux sens et à bloquer la tension des deux polarités permettent à un convertisseur matriciel idéal à $m * n$ phases de générer des tensions de sortie variables à n

phases avec une fréquence illimitée à partir de tensions d'alimentation AC à m phases. La figure 1.3 montre la configuration du circuit d'un convertisseur matriciel conventionnel avec un réseau de 3×3 commutateurs bidirectionnels.

Une des caractéristiques du convertisseur matriciel est de permettre de connecter n'importe quelle ligne d'entrée à n'importe quelle ligne de sortie pendant une durée donnée. En raison de la connexion directe avec des sources de tension, les lignes d'entrée ne doivent jamais être court-circuitées. Si les commutateurs provoquent un court-circuit entre les sources de tension d'entrée, un courant infini circule à travers les commutateurs et endommage le circuit. De plus, en raison de la nature inductive des charges typiques, les bornes de sortie ne doivent pas être en circuit ouvert, ceci afin d'éviter que la tension aux bornes de l'inductance (aux bornes des commutateurs) ne soit infinie, ce qui endommagerait les commutateurs en raison de la surtension [GHE 08], [MEN 09]. Par conséquent, les commutateurs de chaque phase de sortie doivent être contrôlés en fonction de l'expression suivante :

$$S_{ia} + S_{ib} + S_{ic} = 1, \quad i \in \{A, B, C\} \quad (1.1)$$

Où : S_{ik} : la fonction de commutation d'un commutateur bidirectionnel, qui est définie par la formule suivante :

$$S_{ik} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } ik \text{ est passant} \\ 0 & \text{si l'interrupteur } ik \text{ est Bloqué} \end{cases} \quad i \in \{A, B, C\}, \quad k \in \{a, b, c\} \quad (1.2)$$

Pour un convertisseur matriciel triphasé, il existe vingt-sept combinaisons de commutation valides disponibles pour générer des courants de phase d'entrée et des tensions de sortie spécifiques. Les valeurs instantanées des tensions de sortie et des courants d'entrée générés par chaque combinaison de commutation peuvent être déterminées à l'aide des matrices de transfert instantanées données par l'équation (1.3), où $[T_{ii}]$ est la matrice de transfert instantanée qui relie une entrée simple à une sortie composée et $[T_{ph}]$ est la matrice de transfert instantanée qui relie une entrée simple à une sortie simple [HUB 95].

$$[T_{ii}] = \begin{bmatrix} S_{Aa} - S_{Ba} & S_{Ab} - S_{Bb} & S_{Ac} - S_{Bc} \\ S_{Ba} - S_{Ca} & S_{Bb} - S_{Cb} & S_{Bc} - S_{Cc} \\ S_{Ca} - S_{Aa} & S_{Cb} - S_{Ab} & S_{Cc} - S_{Ac} \end{bmatrix}, \quad [T_{ph}] = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Sur la base de la matrice de transfert $[T_{ii}]$, les tensions instantanées de sortie simples et composées peuvent être déterminées, comme indiqué ci-dessous :

$$[V_{slu}] = \begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = [T_{ii}] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [T_{ph}] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Sur la base de la matrice de transfert $[T_{ph}]^T$, ($[T_{ph}]^T$ est la transposée de $[T_{ph}]$), on peut écrire le courant d'entrée sous la forme matricielle suivante :

$$[I_e] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [T_{ph}]^T \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Dans le cas d'une charge triphasée montée en triangle, on obtient ce qui suit :

$$[I_e] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [T_{ii}]^T \cdot \begin{bmatrix} I_{AB} \\ I_{BC} \\ I_{CA} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Où : V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} : les tensions entre phases de sortie ; V_A, V_B, V_C : les tensions simples de sortie par rapport au neutre n (neutre de l'entrée) ; V_a, V_b, V_c : les tensions simples d'entrée par rapport au neutre n ; I_A, I_B, I_C : les courants simples de sortie ; I_a, I_b, I_c : les courants d'entrée.

Afin de générer un ensemble de formes d'onde d'entrée et de sortie sinusoïdales équilibrées, le convertisseur matriciel est contrôlé à l'aide de la méthodologie de synthèse haute fréquence, dans laquelle les commutateurs sont actionnés à une fréquence de commutation élevée (beaucoup plus élevée que les fréquences d'entrée et de sortie). Sur chaque période de commutation T_s , la stratégie de modulation module les rapports cycliques des commutateurs de sorte que les tensions d'entrée et les courants de sortie soient effectivement appliqués aux bornes de sortie et d'entrée, respectivement, pour générer les formes d'onde d'entrée et de sortie qui, en moyenne, ressemblent aux références. La fonction de commutation de chaque commutateur dans (1.3) peut alors être remplacée par une fonction de modulation à basse fréquence pour réaliser les transformations requises [MEN 09].

$$m_{ji} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} S_{ji}(\tau) \cdot d\tau = \frac{t_{ji}}{T_s}, 0 < m_{ji} < 1 \quad (1.8)$$

Avec : $m_{ia} + m_{ib} + m_{ic} = 1$; $i \in \{A, B, C\}$.

Où : t_{ji} représente la durée où l'interrupteur ij est en état passant durant la période d'échantillonnage T_s [BEN 17].

Les matrices de transfert basse fréquence peuvent être exprimées comme suit :

$$[M_{ii}] = \begin{bmatrix} m_{Aa} - m_{Ba} & m_{Ab} - m_{Bb} & m_{Ac} - m_{Bc} \\ m_{Ba} - m_{Ca} & m_{Bb} - m_{Cb} & m_{Bc} - m_{Cc} \\ m_{Ca} - m_{Aa} & m_{Cb} - m_{Ab} & m_{Cc} - m_{Ac} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$$[M_{ph}] = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Les composantes des tensions de sortie composées et simples à basse fréquence peuvent alors être déterminées respectivement comme suit :

$$[\check{V}_{sll}] = [m_{ii}] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$[\check{V}_s] = [T_{ph}] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Les composantes des courants de sortie composées et simples à basse fréquence sont également données respectivement par les deux équations suivantes :

$$[\check{I}_e] = [M_{ii}]^T \cdot \begin{bmatrix} I_{AB} \\ I_{BC} \\ I_{CA} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$[\check{I}_e] = [M_{ph}]^T \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Diverses stratégies de modulation ont été proposées et chaque stratégie de modulation dérivée définit différemment la valeur de chaque élément m_{ji} dans (1.9). En général, avec de bonnes modulations, les tensions vérifient la relation $V_s' = V_{sref}$ dans la plage linéaire de la modulation [GRU 10].

1.5.2 Modèle indirect du convertisseur matriciel

Issu de l'approche de la fonction de transfert indirecte, le convertisseur matriciel indirect se compose d'un étage de redressement de la source de courant et d'un étage d'inversion de la source de tension [MEN 09]. Ces deux étages sont connectés par une liaison continue virtuelle comme illustrée à la figure 1.4.

1.5.2.1 Matrice de conversion indirecte

Dans [HUB 95], sur la base de l'analyse mathématique de l'approche de la fonction de transfert indirecte, la capacité du convertisseur matriciel indirect à générer des formes d'onde d'entrée et de sortie avec la même qualité que celles d'un convertisseur matriciel direct a été démontrée. Cette capacité peut également être expliquée avec la matrice de conversion instantanée qui est définie comme le produit des deux matrices instantanées de conversion de chaque côté (onduleur et redresseur) [NIE 96]. Par exemple, les tensions de phase de sortie instantanées générées par le convertisseur matriciel indirect en fonction de n'importe quelle combinaison de commutation peuvent être déterminées à l'aide de la matrice de conversion instantanée présentée ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Ap} & S_{An} \\ S_{Bp} & S_{Bn} \\ S_{Cp} & S_{Cn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{pa} & S_{pb} & S_{pc} \\ S_{na} & S_{nb} & S_{nc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [C_{v_{ond}}] \cdot [C_{v_{red}}] \cdot V_e \quad (1.15)$$

Où : $[C_{v_{ond}}]$: la matrice de conversion instantanée de l'étage d'inversion ; $[C_{v_{red}}]$: la matrice de conversion instantanée de l'étage de redressement.

La fonction de connexion S_{ik} est définie par la relation :

$$S_{ik} = \begin{cases} 1 & \text{interrupteur } S_{ik} \text{ on} \\ 0 & \text{interrupteur } S_{ik} \text{ off} \end{cases} \quad (1.16)$$

Cette modélisation sera utilisée pour la commande du convertisseur matriciel indirect et même pour le convertisseur matriciel indirect à trois niveaux [GHE 08], [MEN 09], [GRU 10].

1.6 Modulation du convertisseur matriciel

Fondamentalement, la commande du convertisseur matriciel est plus compliquée que celui des autres convertisseurs, car il n'a pas d'éléments de stockage d'énergie, le courant n'a pas de chemins de circulation libres, il effectue une conversion directe de l'énergie, du nombre de semi-conducteurs est relativement élevé.

Malgré ces barrières, la modulation du convertisseur matriciel devrait idéalement rendre le convertisseur capable de [MAT 01] :

- Fournir une commande indépendante de l'amplitude et de la fréquence des tensions de sortie générées.

- Consommation ou délivrance des courants d'entrée sinusoïdaux avec un facteur de déplacement entièrement contrôlable.
- Avoir un rapport de transfert de tension maximal.
- Minimisation des harmoniques de faible ordre et réduction des pertes de commutation.
- Compensation des effets des tensions d'entrée déséquilibrées et déformées.
- Efficacité en termes de calcul.

Au fil du temps, diverses techniques de modulation scalaire et vectorielle ont été appliquées au convertisseur matriciel. Ceux-ci ont amélioré leurs performances et se sont rapprochés des objectifs susmentionnés.

En 1980, grâce à une analyse mathématique détaillée du comportement basse fréquence d'un convertisseur matriciel, Alesina et Venturini ont proposé la première stratégie de modulation qui déterminait les rapports cycliques des commutateurs, sur la base des solutions mathématiques dérivées [MEN 09]. Cette stratégie, également connue sous le nom d'approche de la fonction de transfert direct, permet au convertisseur de générer des tensions de sortie sinusoïdales en appliquant séquentiellement les tensions d'entrée aux bornes de sortie respectives pendant un temps calculé au cours de chaque période de commutation. Cependant, le rapport de transfert de tension obtenu par cette stratégie est limité à 0.5 et la commande du facteur de déplacement d'entrée dépend du facteur de déplacement de sortie. Dans [MEN 09], la stratégie de modulation d'Alesina et Venturini a été optimisée et le rapport de transfert de tension est amélioré à 0.866, qui est le maximum intrinsèque du convertisseur matriciel, en ajoutant les troisièmes harmoniques de la fréquence d'alimentation et de la fréquence de sortie aux tensions de sortie de référence.

Outre la méthode d'Alesina et Venturini, la technique de modulation scalaire proposée par Roy [ROY 91] est une méthode de modulation conceptuellement différente qui utilise les mesures des tensions d'alimentation pour calculer les intervalles "ON" des commutateurs. Néanmoins, l'ajout de mode commun est toujours nécessaire avec cette méthode afin d'atteindre la valeur maximale du rapport de transfert de tension qui est d'environ 0.866. Même si les deux schémas de modulation sont conceptuellement différents, les performances de la stratégie de modulation scalaire sont similaires à celles de la méthode optimisée d'Alesina et Venturini.

Une stratégie de modulation proposée dans [ZIO 86] divise le processus de modulation du convertisseur matriciel en deux étapes redressement et ondulation. Sur la base de cette technique donnée selon l'équation (1.17) principalement déduite de l'équation (1.15), les

tensions d'entrée V_i sont redressées $[C_{v_{red}}]$ pour créer une tension de liaison continue virtuelle constante. Ensuite, sur la base de cette tension de liaison DC virtuelle, l'étape d'ondulation $[C_{v_{ond}}]$ génère les tensions de sortie souhaitées. Ce concept est connu sous le nom d'approche par fonction de transfert indirecte [ZIO 85]. Pour maximiser le rapport de transfert de tension, l'étage de redressement sélectionne en permanence les tensions d'entrée les plus positives et les plus négatives afin de fournir une tension de liaison DC virtuelle maximale à l'étage d'ondulation. Un rapport de transfert de tension maximal de 1.05 est réalisable par cette technique, mais au prix d'une distorsion basse fréquence à la fois à l'entrée et à la sortie.

$$\bar{V}_s = [C_{v_{ond}}] \cdot ([C_{v_{red}}] \cdot V_e) \quad (1.17)$$

La technique de modulation vectorielle indirecte [HUB 91] permet d'appliquer au MC les techniques de modulation PWM traditionnellement utilisées dans d'autres convertisseurs. L'application de la modulation vectorielle au convertisseur matriciel fournit une synthèse des signaux de haute qualité, permet de commander le facteur de puissance d'entrée et développe des stratégies de compensation pour les systèmes déséquilibrés. De plus, la technique de modulation vectorielle indirecte atteint les mêmes résultats que la technique directe.

Parmi toutes les techniques citées, la SVM est probablement la technique la plus populaire en raison de sa faible complexité et de son efficacité élevée lorsqu'elle est mise en œuvre avec la technologie numérique moderne. Depuis l'introduction des vecteurs d'espace dans l'analyse et la commande des convertisseurs matriciels dans [MEN 09], une série d'articles [HUB 89], [HUB 92], [HUB 95], [CAS 02] sur la SVM pour le convertisseur matriciel ont été publiés qui tous mettent en évidence les nombreux avantages de cette technique, tels que [BLA 02], [WHE 08] :

- Rapport de transfert de tension maximum sans utiliser la méthode d'injection de composante de troisième harmonique.
- Réaliser un découplage entre l'entrée et la sortie du convertisseur, de manière à ce que les perturbations qui se produisent à l'entrée ne soient pas transmises directement à la charge.
- Accommoder tout facteur de puissance d'entrée indépendant du facteur de puissance de sortie.
- Réduire la fréquence de commutation efficace à chaque cycle, et donc minimiser les pertes de commutation.

- Synthétiser des signaux à faible distorsion d'harmonique à l'entrée et à la sortie du convertisseur.

Pour ces raisons, cette méthode de modulation a été utilisée dans cette thèse, dont les variantes et les détails sont décrits dans le deuxième chapitre.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une revue de l'état de l'art dans le domaine des machines multiphasées selon deux topologies (traditionnelle, enroulements statoriques ouverts) et des convertisseurs matriciels est rapportée. Les concepts de base des entraînements multiphasés ont été présentés, montrant que ces machines possèdent un certain nombre d'avantages qui les rendent idéales pour être une alternative aux entraînements triphasés conventionnels dans certaines applications, où le nombre de phases entraîne non seulement de meilleures performances, mais aussi une plus grande fiabilité. Différents types de machines multiphasées ont été présentés, en accordant une attention particulière aux machines asynchrones double étoile, car elles offrent un bon compromis technico-économique. Les configurations d'entraînement à enroulement ouvert offrent plusieurs avantages en termes de capacité de tension accrue et de suppression de tension et de courant en mode commun, ce qui leur a donné une grande priorité, en particulier dans les applications à haute puissance. Les convertisseurs matriciels avec leurs différentes structures font l'objet de recherches et de développement depuis trois décennies en raison de leur potentiel à remplacer les convertisseurs classiques indirects (AC-DC-AC). Ils présentent de nombreux avantages par rapport à ces derniers en termes de fiabilité accrue et de volume réduit.

On note après cette étude présentée dans ce chapitre que l'obtention d'un système machine-convertisseur bénéficiant d'une grande fiabilité, de fortes performances et de faible volume lors d'applications à haute puissance provient de l'introduction de la topologie d'enroulement ouvert sur les machines multiphasées alimentées par des convertisseurs matriciels. Le système (machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts, convertisseurs matriciels) traduit en fait cette suggestion, puisqu'il ne s'agit que d'une machine asynchrone deux étoiles avec des enroulements statoriques ouverts alimentée par des convertisseurs matriciels.

Chapitre 2

Modélisation de la
MASDE/DOEWIM et modulations
vectorielles des convertisseurs
matriciels

2.1 Introduction

L'étude des machines à induction est un sujet classique en génie électrique et implique généralement la compréhension des transformateurs et des dispositifs rotatifs. Leurs modèles sont bien compris principalement par les chercheurs qui travaillent éventuellement dans la conception et les applications de ces machines. Lorsque le modèle de machine électrique est opérationnel, le concepteur peut l'utiliser dans une étude évolutive plus complexe, comme dans un système de commande, un système de puissance, un système d'électronique de puissance, ou même dans une application mécatronique ou robotique [RUB 20].

Dans l'industrie, la modélisation et la simulation sont largement utilisées par les ingénieurs comme procédure critique pour concevoir un entraînement de machine électrique afin d'économiser le coût de construction d'un prototype de système. Lorsque toutes les composantes d'une simulation sont correctement choisies, le processus de simulation est en mesure de démontrer à la fois les performances en régime permanent et en régime transitoire qui auraient été obtenues si le variateur avait été réellement construit. Cette pratique permet ainsi de gagner du temps, de réduire les coûts de construction d'un prototype et de garantir que les exigences sont satisfaites au préalable [GOD 17].

Le comportement magnétique et électrique des machines électriques peut être défini avec un modèle mathématique, qui est une partie fondamentale de son analyse dans le but d'effectuer des simulations basées sur ce modèle. La modélisation des machines électriques est décrite et présentée dans un grand nombre de publications scientifiques [DAR 21]. Des modèles analytiques ainsi que des modèles numériques sont utilisés pour calculer le comportement des dispositifs de ces moteurs en faisant appel à des équations en général très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre du moteur électrique, notamment le multiphasé rendent son modèle difficile à implémenter. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

Les convertisseurs matriciels sont l'une des familles de convertisseurs les plus attractives dans le domaine de l'électronique de puissance en raison de leurs nombreux avantages, qui en font une alternative appropriée aux convertisseurs conventionnels grâce à leur efficacité dans la conversion de l'énergie électrique pour les entraînements de moteur à induction [DIO 21].

Les stratégies de modulation des convertisseurs matriciels visent à générer des algorithmes garantissant le contrôle des semi-conducteurs dans de bonnes conditions permettant d'obtenir

des signaux de tension de sortie équilibrés avec des fréquences contrôlables, une valeur maximale du rapport de transfert et un facteur de déplacement proche de l'unité, quelle que soit la charge. Depuis les années 1980, de nombreuses méthodes de modulation des convertisseurs matriciels ont été développées. Le début était avec des modulations scalaires, mais la poursuite des recherches a permis d'atteindre l'application de SVM à ces convertisseurs, ce qui était considéré comme une grande réussite dans le domaine de l'électronique de puissance en raison des nombreux avantages offerts par ces modulations pour devenir une alternative préférée et populaire à leurs homologues scalaires. La technique SVM est utilisée pour contrôler la tension et la fréquence de sortie de convertisseur. Elle construit la tension de sortie sinusoïdale souhaitée en sélectionnant les états de commutation valides d'un convertisseur matriciel et en calculant leur durée d'activation correspondante.

Dans ce contexte, ce chapitre est divisé en deux axes principaux. L'objectif du premier axe est la modélisation de la machine asynchrone double étoile dans la base naturelle, puis dans les bases Park et Concordia généralisées. Ensuite, le modèle d'état non linéaire est introduit dans les bases biphasées de cette machine et de la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts. Tandis que le deuxième axe de ce chapitre est consacré à l'étude des modulations vectorielles ou modulations par vecteur d'espace pour différentes topologies du convertisseur matriciel à savoir, les convertisseurs matriciels : directs, indirects et indirects multiniveaux.

2.2 Description de la machine asynchrone double étoile

Le nom de la machine asynchrone double étoile est principalement dérivé de sa structure, le mot (double) vient du fait que le stator contient un double enroulement triphasé, et le mot (étoile) désigne le mode de câblage en étoile de chaque enroulement triphasé. Les deux enroulements triphasés du stator sont uniformément répartis avec un angle électrique entre eux $\pi/6$, leurs axes sont décalés l'un de l'autre d'un angle électrique $2\pi/3$. Le rotor est par contre à cage d'écureuil similaire à celui d'une machine asynchrone classique, et est constitué d'un enroulement triphasé distribué de manière sinusoïdale et ayant des axes décalés l'un de l'autre d'un angle électrique $2\pi/3$. La simplification de la construction globale de cette machine nécessite que les circuits électriques du rotor soient considérés comme équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit.

La figure 2.1 donne la position des axes magnétiques des enroulements du stator et du rotor formant les neuf phases de la MASDE [BRE 10], [SEL 22].

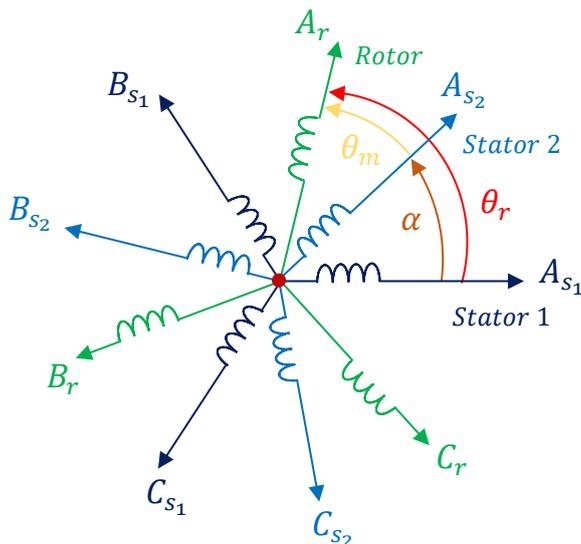


Figure 2.1 Représentation schématique des enroulements de la MASDE

2.2.1 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone double étoile est un système à six dimensions, ce qui rend très difficile la modélisation et la commande de cette machine dans le référentiel d'origine. En conséquence, il est nécessaire d'avoir un modèle simplifié qui facilite le processus de commande. Pour dériver ce modèle, certaines hypothèses simplificatrices doivent être faites comme [BER 95], [ABD 11], [BAB 14] :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer le flux des courants comme une fonction linéaire, ce qui permet de négliger la saturation et les effets d'hystérésis des circuits magnétiques.
- La construction de la machine est homogène, la longueur de l'entrefer est donc constante.
- La force magnétomotrice d'entrefer créée par chacune des phases des deux enroulements est répartie sinusoidalement, ce qui revient à négliger les harmoniques d'espace.
- Les deux enroulements triphasés du stator sont équilibrés et identiques, donc les six phases statoriques ont les mêmes caractéristiques électriques.
- Les résistances et les inductances sont indépendantes de la température et de la fréquence.
- Les enroulements statoriques donnent un champ magnétique réparti sinusoidalement autour de l'entrefer de la machine, ce qui signifie que seule la composante fondamentale du champ est modélisée.
- Les courants de Foucault et les pertes dans le fer ne sont pas pris en compte dans la mise en équation de la machine.

- L'interconnexion électrique entre les deux enroulements triphasés du stator n'existe pas. En plus de négliger l'effet d'ouverture des encoches.

2.3 Modèle triphasé de la MASDE

La combinaison des hypothèses simplificatrices ci-dessus et des lois d'Ohm et de Lenz permet le développement d'un modèle mathématique de la MASDE dans l'espace comme suit :

2.3.1 Equations électriques

Les équations électriques du stator (première étoile et deuxième étoile) et du rotor sont respectivement exprimées par :

$$\text{Première étoile du stator : } \begin{cases} v_{as_1} = R_{s_1} i_{as_1} + \dot{\phi}_{as_1} \\ v_{bs_1} = R_{s_1} i_{bs_1} + \dot{\phi}_{bs_1} \\ v_{cs_1} = R_{s_1} i_{cs_1} + \dot{\phi}_{cs_1} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\text{Deuxième étoile du stator : } \begin{cases} v_{as_2} = R_{s_2} i_{as_2} + \dot{\phi}_{as_2} \\ v_{bs_2} = R_{s_2} i_{bs_2} + \dot{\phi}_{bs_2} \\ v_{cs_2} = R_{s_2} i_{cs_2} + \dot{\phi}_{cs_2} \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\text{Rotor : } \begin{cases} v_{ar} = R_r i_{ar} + \dot{\phi}_{ar} = 0 \\ v_{br} = R_r i_{br} + \dot{\phi}_{br} = 0 \\ v_{cr} = R_r i_{cr} + \dot{\phi}_{cr} = 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

Les vecteurs de tension, de courant et de flux pour le stator (première étoile et deuxième étoile) et le rotor sont donnés respectivement par :

$$\text{Première étoile du stator : } \begin{cases} v_{s_1} = [v_{as_1} \ v_{bs_1} \ v_{cs_1}]^T \\ i_{s_1} = [i_{as_1} \ i_{bs_1} \ i_{cs_1}]^T \\ \phi_{s_1} = [\phi_{as_1} \ \phi_{bs_1} \ \phi_{cs_1}]^T \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\text{Deuxième étoile du stator : } \begin{cases} v_{s_2} = [v_{as_2} \ v_{bs_2} \ v_{cs_2}]^T \\ i_{s_2} = [i_{as_2} \ i_{bs_2} \ i_{cs_2}]^T \\ \phi_{s_2} = [\phi_{as_2} \ \phi_{bs_2} \ \phi_{cs_2}]^T \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\text{Rotor : } \begin{cases} v_r = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T \\ i_r = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T \\ \phi_r = [\phi_{ar} \ \phi_{br} \ \phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (2.6)$$

Les formules matricielles pour les résistances statoriques (première étoile et deuxième étoile) et la résistance rotorique sont données comme suit :

$$[R_{s_1}] = \begin{bmatrix} R_{as_1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs_1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs_1} \end{bmatrix}, [R_{s_2}] = \begin{bmatrix} R_{as_2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs_2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs_2} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Avec : $[R_{s_1}]$: la matrice de résistance d'une phase de la première étoile du stator ; $[R_{s_2}]$: la matrice de résistance d'une phase de la deuxième étoile du stator ; $[R_r]$: la matrice de résistance d'une phase du rotor.

2.3.2 Équations magnétiques

Les équations des flux statoriques (première étoile et deuxième étoile) et rotoriques en fonction des courants et des inductances propres et mutuelles sous forme matricielle sont données selon le système ci-dessous [AMI 12] :

$$\begin{cases} [\varphi_{s_1}] = [L_{s_1,s_1}][i_{s_1}] + [L_{s_1,s_2}][i_{s_2}] + [L_{s_1,r}][i_r] \\ [\varphi_{s_2}] = [L_{s_2,s_1}][i_{s_1}] + [L_{s_2,s_2}][i_{s_2}] + [L_{s_2,r}][i_r] \\ [\varphi_r] = [L_{r,s_1}][i_{s_1}] + [L_{r,s_2}][i_{s_2}] + [L_{r,r}][i_r] \end{cases} \quad (2.8)$$

Les sous-matrices de la matrice des inductances sont :

$$[L_{s_1,s_1}] = \begin{bmatrix} L_{s_1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s_1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s_1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$[L_{s_2,s_2}] = \begin{bmatrix} L_{s_2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s_2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s_2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} & -L_{ms}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$[L_{s_1,s_2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$[L_{s_1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$[L_{s_2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Les formules des sous-matrices restantes peuvent être données par les expressions simplifiées suivantes :

$$\begin{cases} [L_{s_2, s_1}] = [L_{s_1, s_2}]^T \\ [L_{r, s_1}] = [L_{s_1, r}]^T \\ [L_{r, s_2}] = [L_{s_2, r}]^T \end{cases} \quad (2.15)$$

Avec : $L_{as_1} = L_{bs_1} = L_{cs_1} = L_{s_1}$: l'inductance de la première étoile du stator.

$L_{as_2} = L_{bs_2} = L_{cs_2} = L_{s_2}$: l'inductance de la deuxième étoile du stator.

$L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_r$: l'inductance du rotor.

L_{ms} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique ; L_{mr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique ; L_{sr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre l'une des étoiles du stator et le rotor.

2.3.3 Equations mécaniques

L'équation fondamentale du mouvement de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (2.16)$$

La relation entre la vitesse mécanique Ω et la vitesse rotorique ω_r est la suivante :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{P} \quad (2.17)$$

D'autre part, la vitesse rotorique peut être exprimée par la formule ci-dessous :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.18)$$

2.3.4 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [ABD 97] :

$$C_{em} = \frac{\partial W}{\partial \theta_m} = P \frac{\partial W}{\partial \theta_{el}} \quad (2.19)$$

La formule de W est donnée selon l'équation ci-dessous :

$$W = \frac{1}{2} \left([l_{s_1}]^T [\varphi_{s_1}] + [l_{s_2}]^T [\varphi_{s_2}] + [l_r]^T [\varphi_r] \right) \quad (2.20)$$

En s'appuyant sur les équations (2.18), (2.19) et (2.20), l'expression du couple se réécrit comme suit :

$$C_{em} = \frac{P}{2} \left([l_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [l_{s1,r}] [l_r]^T + [l_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [l_{s2,r}] [l_r]^T \right) \quad (2.21)$$

Avec : J : le moment d'inertie ; C_{em} : le couple électromagnétique ; C_r : le couple résistant ; K_f : le coefficient de frottement ; θ_m : l'angle mécanique ; θ_{el} : l'angle électrique ; θ_r : la position du rotor par rapport à la première étoile du stator ; P : le nombre de paires de pôles.

2.4 Modélisation de la MASDE dans le repère biphasé

Le comportement de la MASDE est généralement décrit par ses équations différentielles de tension, de courant et de flux. Les coefficients de ces équations différentielles varient dans le temps. La modélisation mathématique de ce système devient alors extrêmement lourde, du fait du grand nombre de variables, et très complexe, car les tensions, les courants et les flux changent continuellement lorsque le circuit électrique est en mouvement relatif. Pour une analyse aussi complexe de cette machine électrique, des transformations mathématiques d'un système triphasé à un système équivalent biphasé sont souvent utilisées pour découpler des variables et résoudre des équations impliquant des coefficients variant dans le temps en référant toutes les variables à un référentiel commun. Parmi les différentes méthodes de transformation disponibles, les plus connues sont :

- Transformation de Park
- Transformation de Clarke
- Transformation de Concordia

2.4.1 Transformation de Park

La transformation d'un référentiel stationnaire triphasé (a, b, c) en un référentiel tournant biphasé (d, q, o) est désignée par la transformation de Park. Cette transformation peut être décomposée en deux transformations. Une première, d'un système triphasé fixe à un système biphasé fixe qui est connu par les transformations de Clarke ou de Concordia. Une deuxième, d'un repère biphasé fixe en un repère biphasé tournant associé à une variable tournante. La transformation (d, q, o) peut réduire trois variables alternatives à deux variables continues.

Une représentation générale de la transformation de Park est donnée par :

$$[X_{d,q,o}] = [P(\theta)]. [X_{a,b,c}] \quad (2.22)$$

La transformation de Park peut également être directement exprimée par la formule détaillée suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

La transformation inverse est définie par :

$$[X_{a,b,c}] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [X_{d,q,o}] \quad (2.24)$$

On peut aussi écrire :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Tels que : $[P(\theta)]$, $[P(\theta)]^{-1}$: représentent respectivement les matrices de passage et inverse de Park ; θ : l'angle entre l'axe (o, a) du référentiel triphasé et l'axe (o, d) du référentiel tournant.

2.4.2 Choix de référence

Selon le choix de l'angle θ , il existe plusieurs référentiels bicoordonnés, les plus courants dans la littérature sont trois référentiels dont deux sont mobiles et représentent le référentiel lié au champ tournant (d, q) et le référentiel lié au rotor (x, y) tandis que le troisième est statique et s'exprime par le référentiel lié au stator (α, β) . Le choix de l'orientation du repère de Park dépend directement des objectifs de l'application voulue [LOU 04].

Le passage du référentiel triphasé (a, b, c) au référentiel lié au champ tournant (d, q) s'effectue en réglant l'angle $\theta = \theta_{st}$, dans la matrice de transformation (2.23), où θ_{st} est l'angle de champ statorique. La formule ci-dessous exprime ce référentiel :

$$\dot{\theta}_{st} = \omega_s, \quad \omega_{gl} = \omega_s - \omega_r \quad (2.26)$$

Le passage du référentiel triphasé (a, b, c) au référentiel lié au rotor (x, y) s'effectue en considérant que les axes (x, y) sont immobiles par rapport au rotor, cela est illustré par l'expression suivante :

$$\theta = \theta_r \Rightarrow \dot{\theta} = \omega_r \quad (2.27)$$

Le passage du référentiel triphasé (a, b, c) au référentiel fixe (α, β) s'effectue en fixant l'angle $\theta = 0$, ce qui signifie l'utilisation de transformations de Clark/Concordia au lieu de transformations de Park. Ce référentiel se traduit par la condition :

$$\theta_{st} = 0 \Rightarrow \dot{\theta}_{st} = \omega_s = 0 \quad (2.28)$$

2.4.3 Modèle biphasé de la MASDE lié au système d'axes (d, q)

Le modèle de la MASDE représenté par les équations biphasées d'un référentiel lié au champ tournant (d, q) devient :

2.4.3.1 Equations de tensions dans le référentiel (d, q)

L'application de la transformation de Park aux équations électriques donne :

$$\begin{cases} v_{ds_1} = R_{s_1} i_{ds_1} + \dot{\phi}_{ds_1} - \omega_s \phi_{qs_1} \\ v_{qs_1} = R_{s_1} i_{qs_1} + \dot{\phi}_{qs_1} + \omega_s \phi_{ds_1} \\ v_{ds_2} = R_{s_2} i_{ds_2} + \dot{\phi}_{ds_2} - \omega_s \phi_{qs_2} \\ v_{qs_2} = R_{s_2} i_{qs_2} + \dot{\phi}_{qs_2} + \omega_s \phi_{ds_2} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \dot{\phi}_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \dot{\phi}_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (2.29)$$

2.4.3.2 Équations magnétiques dans le référentiel (d, q)

Les équations des flux statoriques et rotoriques après l'inclusion de la transformation de Park sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{ds_1} = L_{s_1} i_{ds_1} + L_m (i_{ds_1} + i_{ds_2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs_1} = L_{s_1} i_{qs_1} + L_m (i_{qs_1} + i_{qs_2} + i_{qr}) \\ \phi_{ds_2} = L_{s_1} i_{ds_2} + L_m (i_{ds_1} + i_{ds_2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs_2} = L_{s_2} i_{qs_2} + L_m (i_{qs_1} + i_{qs_2} + i_{qr}) \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds_1} + i_{ds_2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs_1} + i_{qs_2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (2.30)$$

Avec : $L_m = \frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{mr} = \frac{3}{2} L_{sr}$; L_m : l'inductance mutuelle cyclique entre (la première étoile ou la deuxième étoile) du stator et le rotor.

2.4.3.3 Équation du couple électromagnétique dans le référentiel (d, q)

Pour trouver l'expression du couple électromagnétique dans l'axe (d, q) il faut déterminer la puissance instantanée absorbée. La particularité de la transformation de Park est de conserver la puissance absorbée, on peut alors écrire :

$$P_{abs} = v_{ds_1} i_{ds_1} + v_{qs_1} i_{qs_1} + v_{ds_2} i_{ds_2} + v_{qs_2} i_{qs_2} \quad (2.31)$$

On introduit les tensions statoriques des axes (d, q) par leurs expressions (2.29) dans l'équation (2.31), on trouve l'expression de la puissance instantanée absorbée :

$$\begin{aligned}
P_{abs} = & \underbrace{R_{s_1} i_{ds_1}^2 + R_{s_1} i_{qs_1}^2 + R_{s_2} i_{ds_2}^2 + R_{s_2} i_{qs_2}^2}_{1^{er} \text{ terme}} \\
& + \underbrace{\dot{\phi}_{ds_1} i_{ds_1} + \dot{\phi}_{qs_1} i_{qs_1} + \dot{\phi}_{ds_2} i_{ds_2} + \dot{\phi}_{qs_2} i_{qs_2}}_{2^{ème} \text{ terme}} \\
& + \underbrace{\omega_s (\phi_{ds_1} i_{qs_1} - \phi_{qs_1} i_{ds_1} + \phi_{ds_2} i_{qs_2} - \phi_{qs_2} i_{ds_2})}_{3^{ème} \text{ terme}}
\end{aligned} \tag{2.32}$$

L'équation (2.32) montre que la puissance absorbée instantanée se compose de trois termes présentés comme suit :

- Le premier terme représente les pertes par effet Joule.
- Le second terme exprime la puissance électrique transformée en puissance mécanique.
- Le dernier terme correspond à la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = P \frac{P_{em}}{\omega_s} \tag{2.33}$$

Par conséquent, l'expression du couple électromagnétique peut être donnée comme suit :

$$C_{em} = P (\phi_{ds_1} i_{qs_1} + \phi_{ds_2} i_{qs_2} - \phi_{qs_1} i_{ds_1} - \phi_{qs_2} i_{ds_2}) \tag{2.34}$$

La substitution des expressions du flux statoriques (2.30) dans l'équation (2.34) permet d'obtenir une autre expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = PL_m [(i_{qs_1} + i_{qs_2}) i_{dr} - (i_{ds_1} + i_{ds_2}) i_{qr}] \tag{2.35}$$

Les expressions des courants (i_{dr}, i_{qr}) peuvent être déduites à travers les équations de flux rotoriques (2.30) :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{dr} - L_m (i_{ds_1} + i_{ds_2})] \tag{2.36}$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{qr} - L_m (i_{qs_1} + i_{qs_2})] \tag{2.37}$$

La relation du couple électromagnétique exprimé en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques dans le repère de Park (d, q) , s'obtient en introduisant (2.36) et (2.37) dans l'équation (2.30).

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs_1} + i_{qs_2}) \phi_{dr} - (i_{ds_1} + i_{ds_2}) \phi_{qr}] \tag{2.38}$$

2.4.4 Modèle d'état de la MASDE dans le repère (d, q)

Le modèle mathématique de la MASDE en fonction des variables d'état dans un repère (d, q) lié au champ tournant est donné par les arrangements suivants :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.39)$$

Mettre le système d'équations (2.29) sous la forme d'une expression d'état (2.39) nous donne la formule suivante :

$$[\dot{\varphi}] = A[\varphi] + B[v] \quad (2.40)$$

Avec : x : le vecteur d'état qui regroupe tous les flux ; A : la matrice d'évolution de l'état du système ; B : le vecteur de commande qui regroupe les tensions statoriques ; u : le vecteur d'entrée.

D'après l'équation (2.40), le but est de trouver à la fois les expressions des matrices A et B en s'appuyant sur le système d'équations (2.29).

Les vecteurs d'état et d'entrée sont donnés respectivement par les matrices à une colonne suivantes :

$$[\varphi] = [\varphi_{ds_1} \quad \varphi_{qs_1} \quad \varphi_{ds_2} \quad \varphi_{qs_2} \quad \varphi_{dr} \quad \varphi_{qr}]^T \quad (2.41)$$

$$[v] = [v_{ds_1} \quad v_{qs_1} \quad v_{ds_2} \quad v_{qs_2} \quad v_{dr} \quad v_{qr}]^T \quad (2.42)$$

En revenant au système d'équations (2.30), les courants statoriques et rotoriques s'expriment par :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds_1} = \frac{\varphi_{ds_1} - \varphi_{dm}}{L_{s_1}} \\ i_{qs_1} = \frac{\varphi_{qs_1} - \varphi_{qm}}{L_{s_1}} \\ i_{ds_2} = \frac{\varphi_{ds_2} - \varphi_{dm}}{L_{s_2}} \\ i_{qs_2} = \frac{\varphi_{qs_2} - \varphi_{qm}}{L_{s_2}} \\ i_{dr} = \frac{\varphi_{dr} - \varphi_{dm}}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{\varphi_{qr} - \varphi_{qm}}{L_r} \end{array} \right. \quad (2.43)$$

Les expressions de φ_{dm} et φ_{qm} sont données par le système d'équations :

$$\begin{cases} \varphi_{dm} = L_a \left(\frac{\varphi_{ds_1}}{L_{s_1}} + \frac{\varphi_{ds_2}}{L_{s_2}} + \frac{\varphi_{dr}}{L_r} \right) \\ \varphi_{qm} = L_a \left(\frac{\varphi_{qs_1}}{L_{s_1}} + \frac{\varphi_{qs_2}}{L_{s_2}} + \frac{\varphi_{qr}}{L_r} \right) \end{cases} \quad (2.44)$$

$$\text{Avec : } L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s_1}} + \frac{1}{L_{s_2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$$

En substituant successivement le système d'équations (2.44) dans le système (2.43), puis dans le système (2.29) on peut arriver à la formule suivante :

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_{ds_1} = \left(\frac{R_{s_1} L_a}{L_{s_1}^2} - \frac{R_{s_1}}{L_{s_1}} \right) \varphi_{ds_1} + \omega_s \varphi_{qs_1} + \frac{R_{s_1} L_a}{L_{s_1} L_{s_2}} \varphi_{ds_2} + \frac{R_{s_1} L_a}{L_r L_{s_1}} \varphi_{dr} + v_{ds_1} \\ \dot{\varphi}_{qs_1} = -\omega_s \varphi_{ds_1} + \left(\frac{R_{s_1} L_a}{L_{s_1}^2} - \frac{R_{s_1}}{L_{s_1}} \right) \varphi_{qs_1} + \frac{R_{s_1} L_a}{L_{s_1} L_{s_2}} \varphi_{qs_2} + \frac{R_{s_1} L_a}{L_r L_{s_1}} \varphi_{qr} + v_{qs_1} \\ \dot{\varphi}_{ds_2} = \frac{R_{s_2} L_a}{L_{s_1} L_{s_2}} \varphi_{ds_1} + \left(\frac{R_{s_2} L_a}{L_{s_2}^2} - \frac{R_{s_2}}{L_{s_2}} \right) \varphi_{ds_2} + \omega_s \varphi_{qs_2} + \frac{R_{s_2} L_a}{L_r L_{s_2}} \varphi_{dr} + v_{ds_2} \\ \dot{\varphi}_{qs_2} = \frac{R_{s_2} L_a}{L_{s_1} L_{s_2}} \varphi_{qs_1} - \omega_s \varphi_{ds_2} + \left(\frac{R_{s_2} L_a}{L_{s_2}^2} - \frac{R_{s_2}}{L_{s_2}} \right) \varphi_{qs_2} + \frac{R_{s_2} L_a}{L_r L_{s_2}} \varphi_{qr} + v_{qs_2} \\ \dot{\varphi}_{dr} = \frac{R_r L_a}{L_r L_{s_1}} \varphi_{ds_1} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s_2}} \varphi_{ds_2} + \left(\frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \right) \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ \dot{\varphi}_{qr} = \frac{R_r L_a}{L_r L_{s_2}} \varphi_{qs_1} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s_2}} \varphi_{qs_2} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} + \left(\frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \right) \varphi_{qr} \end{cases} \quad (2.45)$$

En réarrangeant le système d'équations (2.45) selon l'expression d'état (2.40), on obtient les matrices A et B :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s_1} L_a}{L_{s_1}^2} - \frac{R_{s_1}}{L_{s_1}} & \omega_s & \frac{R_{s_1} L_a}{L_{s_1} L_{s_2}} & 0 & \frac{R_{s_1} L_a}{L_r L_{s_1}} & 0 \\ -\omega_s & \frac{R_{s_1} L_a}{L_{s_1}^2} - \frac{R_{s_1}}{L_{s_1}} & 0 & \frac{R_{s_1} L_a}{L_{s_1} L_{s_2}} & 0 & \frac{R_{s_1} L_a}{L_r L_{s_1}} \\ \frac{R_{s_2} L_a}{L_{s_1} L_{s_2}} & 0 & \frac{R_{s_2} L_a}{L_{s_2}^2} - \frac{R_{s_2}}{L_{s_2}} & \omega_s & \frac{R_{s_2} L_a}{L_r L_{s_2}} & 0 \\ 0 & \frac{R_{s_2} L_a}{L_{s_1} L_{s_2}} & -\omega_s & \frac{R_{s_2} L_a}{L_{s_2}^2} - \frac{R_{s_2}}{L_{s_2}} & 0 & \frac{R_{s_2} L_a}{L_r L_{s_2}} \\ \frac{R_r L_a}{L_r L_{s_1}} & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s_2}} & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s_2}} & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s_2}} & -\omega_{gl} & \frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Finalement, à travers tous les arrangements précédents, le modèle d'état de la MASDE est soumis comme suit :

$$[\dot{\varphi}] = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \omega_s & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ -\omega_s & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} [\varphi] \quad (2.48)$$

$$+ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [v]$$

2.4.5 Modèle d'état de la DOEWIM dans le repère (d, q)

La structure de la DOEWIM n'est qu'une structure de la MASDE, mais avec des enroulements statoriques ouverts. Les tensions de phase de ces enroulements statoriques sont formées comme la différence de potentiel entre les deux extrémités de chacune des six phases des deux étoiles statoriques, de sorte que les expressions des tensions de phase dans cette nouvelle topologie sont données comme suit :

$$\text{Première étoile du stator : } \begin{cases} V_{a_1} = v_{a_1} - v'_{a_1} \\ V_{b_1} = v_{b_1} - v'_{b_1} \\ V_{c_1} = v_{c_1} - v'_{c_1} \end{cases} \quad (2.49)$$

$$\text{Deuxième étoile du stator : } \begin{cases} V_{a_2} = v_{a_2} - v'_{a_2} \\ V_{b_2} = v_{b_2} - v'_{b_2} \\ V_{c_2} = v_{c_2} - v'_{c_2} \end{cases} \quad (2.50)$$

Considérons que v_{a_1} , v_{b_1} , v_{c_1} , v'_{a_1} , v'_{b_1} et v'_{c_1} correspondent respectivement aux tensions polaires aux six sorties du premier convertisseur qui alimentent les premières extrémités des

deux enroulements statoriques, tandis que v_{a_2} , v_{b_2} , v_{c_2} , v'_{a_2} , v'_{b_2} et v'_{c_2} correspondent, respectivement, aux tensions polaires aux six sorties du deuxième convertisseur qui alimentent les deuxièmes extrémités des deux enroulements du stator précédents, comme bien illustré à la figure 2.2.

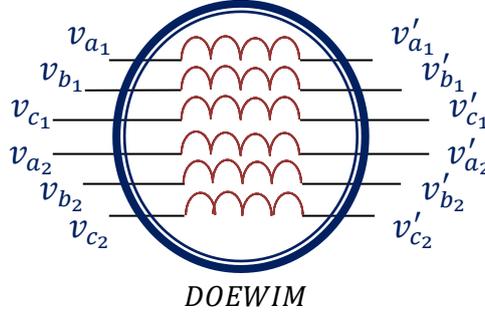


Figure 2.2 Alimentation en tension de la DOEWIM

Sur cette base, le modèle mathématique et le modèle d'état de la DOEWIM sont les mêmes que ceux de la MASDE, en ne prenant en compte que l'évolution des expressions des tensions de phase. Considérant que le modèle d'état inclut et exprime toutes les équations mathématiques représentant le moteur d'une part, et en se référant aux mêmes étapes et arrangements suivis avec la MASDE d'autre part, le modèle d'état de la DOEWIM dans un référentiel lié au champ tournant (d, q) sera le suivant :

$$[\dot{\varphi}] = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \omega_s & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ -\omega_s & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} [\varphi] \quad (2.51)$$

$$+ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [V]$$

$$\text{Avec : } [V] = \begin{bmatrix} v_{ds_1} - v'_{ds_1} \\ v_{qs_1} - v'_{qs_1} \\ v_{ds_2} - v'_{ds_2} \\ v_{qs_2} - v'_{qs_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ds_1} \\ V_{qs_1} \\ V_{ds_2} \\ V_{qs_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

2.4.6 Modèle de la MASDE dans le repère (α, β)

Les axes du référentiel (α, β) sont fixes par rapport au stator, la condition $\omega_s = 0$ est donc prise en compte lors de la représentation des différentes équations de la MASDE dans ce repère.

2.4.6.1 Equations de tensions dans le référentiel (α, β)

Les équations de tensions de la MASDE dans le référentiel (α, β) sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} v_{\alpha s_1} = R_{s_1} i_{\alpha s_1} + \dot{\phi}_{\alpha s_1} \\ v_{\beta s_1} = R_{s_1} i_{\beta s_1} + \dot{\phi}_{\beta s_1} \\ v_{\alpha s_2} = R_{s_2} i_{\alpha s_2} + \dot{\phi}_{\alpha s_2} \\ v_{\beta s_2} = R_{s_2} i_{\beta s_2} + \dot{\phi}_{\beta s_2} \\ v_{\alpha r} = R_r i_{\alpha r} + \dot{\phi}_{\alpha r} - \omega_r \phi_{\beta r} = 0 \\ v_{\beta r} = R_r i_{\beta r} + \dot{\phi}_{\beta r} + \omega_r \phi_{\alpha r} = 0 \end{cases} \quad (2.52)$$

2.4.6.2 Équations magnétiques dans le référentiel (α, β)

Le système ci-dessous présente les équations du flux magnétique de la MASDE selon le référentiel fixe (α, β) .

$$\begin{cases} \phi_{\alpha s_1} = L_{s_1} i_{\alpha s_1} + L_m (i_{\alpha s_1} + i_{\alpha s_2} + i_{\alpha r}) \\ \phi_{\beta s_1} = L_{s_1} i_{\beta s_1} + L_m (i_{\beta s_1} + i_{\beta s_2} + i_{\beta r}) \\ \phi_{\alpha s_2} = L_{s_2} i_{\alpha s_1} + L_m (i_{\alpha s_1} + i_{\alpha s_2} + i_{\alpha r}) \\ \phi_{\beta s_2} = L_{s_2} i_{\beta s_2} + L_m (i_{\beta s_1} + i_{\beta s_2} + i_{\beta r}) \\ \phi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + L_m (i_{\alpha s_1} + i_{\alpha s_2} + i_{\alpha r}) \\ \phi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + L_m (i_{\beta s_1} + i_{\beta s_2} + i_{\beta r}) \end{cases} \quad (2.53)$$

2.4.6.3 Équation du couple électromagnétique dans le référentiel (α, β)

Dans ce référentiel, l'équation du couple électromagnétique peut s'écrire comme suit :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} \left((i_{\beta s_1} + i_{\beta s_2}) \phi_{\alpha r} - (i_{\alpha s_1} + i_{\alpha s_2}) \phi_{\beta r} \right) \quad (2.54)$$

2.4.7 Modèle d'état de la MASDE dans le repère (α, β)

Suivant les mêmes arrangements pour le référentiel lié au champ tournant (d, q) , le modèle d'état de la MASDE est déterminé dans un référentiel lié au stator (α, β) en considérant la condition $\omega_s = 0$ uniquement.

Les courants statoriques et rotoriques sont reformulés à partir du système d'équations (2.53) avec les expressions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} l_{\alpha s_1} = \frac{\varphi_{\alpha s_1} - \varphi_{\alpha m}}{L_{s_1}} \\ l_{\beta s_1} = \frac{\varphi_{\beta s_1} - \varphi_{\beta m}}{L_{s_1}} \\ l_{\alpha s_2} = \frac{\varphi_{\alpha s_2} - \varphi_{\alpha m}}{L_{s_2}} \\ l_{\beta s_2} = \frac{\varphi_{\beta s_2} - \varphi_{\beta m}}{L_{s_2}} \\ l_{\alpha r} = \frac{\varphi_{\alpha r} - \varphi_{\alpha m}}{L_r} \\ l_{\beta r} = \frac{\varphi_{\beta r} - \varphi_{\beta m}}{L_r} \end{array} \right. \quad (2.55)$$

Le système (2.56) présente les formules de $\varphi_{\alpha m}$ et $\varphi_{\beta m}$ respectivement :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{\alpha m} = L_a \left(\frac{\varphi_{\alpha s_1}}{L_{s_1}} + \frac{\varphi_{\alpha s_2}}{L_{s_2}} + \frac{\varphi_{\alpha r}}{L_r} \right) \\ \varphi_{\beta m} = L_a \left(\frac{\varphi_{\beta s_1}}{L_{s_1}} + \frac{\varphi_{\beta s_2}}{L_{s_2}} + \frac{\varphi_{\beta r}}{L_r} \right) \end{array} \right. \quad (2.56)$$

Selon la substitution successive des systèmes d'équations (2.56), (2.55) et (2.52), on obtient les expressions présentées dans le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_{\alpha s_1} = \left(\frac{R_{s_1} L_a}{L_{s_1}^2} - \frac{R_{s_1}}{L_{s_1}} \right) \varphi_{\alpha s_1} + \frac{R_{s_1} L_a}{L_{s_1} L_{s_2}} \varphi_{\alpha s_2} + \frac{R_{s_1} L_a}{L_r L_{s_1}} \varphi_{\alpha r} + v_{\alpha s_1} \\ \dot{\varphi}_{\beta s_1} = \left(\frac{R_{s_1} L_a}{L_{s_1}^2} - \frac{R_{s_1}}{L_{s_1}} \right) \varphi_{\beta s_1} + \frac{R_{s_1} L_a}{L_{s_1} L_{s_2}} \varphi_{\beta s_2} + \frac{R_{s_1} L_a}{L_r L_{s_1}} \varphi_{\beta r} + v_{\beta s_1} \\ \dot{\varphi}_{\alpha s_2} = \frac{R_{s_2} L_a}{L_{s_1} L_{s_2}} \varphi_{\alpha s_1} + \left(\frac{R_{s_2} L_a}{L_{s_2}^2} - \frac{R_{s_2}}{L_{s_2}} \right) \varphi_{\alpha s_2} + \frac{R_{s_2} L_a}{L_r L_{s_2}} \varphi_{\alpha r} + v_{\alpha s_2} \\ \dot{\varphi}_{\beta s_2} = \frac{R_{s_2} L_a}{L_{s_1} L_{s_2}} \varphi_{\beta s_1} + \left(\frac{R_{s_2} L_a}{L_{s_2}^2} - \frac{R_{s_2}}{L_{s_2}} \right) \varphi_{\beta s_2} + \frac{R_{s_2} L_a}{L_r L_{s_2}} \varphi_{\beta r} + v_{\beta s_2} \\ \dot{\varphi}_{\alpha r} = \frac{R_r L_a}{L_r L_{s_1}} \varphi_{\alpha s_1} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s_2}} \varphi_{\alpha s_2} + \left(\frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \right) \varphi_{\alpha r} + \omega_r \varphi_{\beta r} \\ \dot{\varphi}_{\beta r} = \frac{R_r L_a}{L_r L_{s_2}} \varphi_{\beta s_1} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s_2}} \varphi_{\beta s_2} + \omega_r \varphi_{\alpha r} + \left(\frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \right) \varphi_{\beta r} \end{cases} \quad (2.57)$$

Enfin, le modèle d'état de la MASDE dans un référentiel fixe (α, β) est présenté comme suit :

$$[\dot{\varphi}] = \begin{bmatrix} \frac{R_{s_1} L_a}{L_{s_1}^2} - \frac{R_{s_1}}{L_{s_1}} & 0 & \frac{R_{s_1} L_a}{L_{s_1} L_{s_2}} & 0 & \frac{R_{s_1} L_a}{L_r L_{s_1}} & 0 \\ 0 & \frac{R_{s_1} L_a}{L_{s_1}^2} - \frac{R_{s_1}}{L_{s_1}} & 0 & \frac{R_{s_1} L_a}{L_{s_1} L_{s_2}} & 0 & \frac{R_{s_1} L_a}{L_r L_{s_1}} \\ \frac{R_{s_2} L_a}{L_{s_1} L_{s_2}} & 0 & \frac{R_{s_2} L_a}{L_{s_2}^2} - \frac{R_{s_2}}{L_{s_2}} & 0 & \frac{R_{s_2} L_a}{L_r L_{s_2}} & 0 \\ 0 & \frac{R_{s_2} L_a}{L_{s_1} L_{s_2}} & 0 & \frac{R_{s_2} L_a}{L_{s_2}^2} - \frac{R_{s_2}}{L_{s_2}} & 0 & \frac{R_{s_2} L_a}{L_r L_{s_2}} \\ \frac{R_r L_a}{L_r L_{s_1}} & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s_2}} & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s_2}} & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s_2}} & \omega_r & \frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} [\varphi] + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [v] \quad (2.58)$$

Où :

$$[\varphi] = \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha s_1} \\ \varphi_{\beta s_1} \\ \varphi_{\alpha s_2} \\ \varphi_{\beta s_2} \\ \varphi_{\alpha r} \\ \varphi_{\beta r} \end{bmatrix}, \quad [v] = \begin{bmatrix} v_{\alpha s_1} \\ v_{\beta s_1} \\ v_{\alpha s_2} \\ v_{\beta s_2} \\ v_{\alpha r} \\ v_{\beta r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & \omega_r & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

2.4.8 Modèle d'état de la DOEWIM dans le repère (α, β)

En tenant compte de l'évolution des expressions des tensions de phase en suivant les mêmes étapes et arrangements précédents, le modèle d'état de la DOEWIM dans un référentiel lié au stator (α, β) est donné selon le système des équations ci-dessous :

$$[\dot{\varphi}] = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & \omega_r & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} [\varphi] \quad (2.59)$$

$$+ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [V]$$

$$\text{Avec : } [V] = \begin{bmatrix} v_{\alpha s_1} - v'_{\alpha s_1} \\ v_{\beta s_1} - v'_{\beta s_1} \\ v_{\alpha s_2} - v'_{\alpha s_2} \\ v_{\beta s_2} - v'_{\beta s_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha s_1} \\ V_{\beta s_1} \\ V_{\alpha s_2} \\ V_{\beta s_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

2.5 Modulation vectorielle pour différentes topologies du convertisseur matriciel

Les stratégies de modulation appliquées au convertisseur matriciel sont des techniques qui génèrent des signaux de déclenchement pour contrôler des éléments de puissance (commutateurs) qui donneront lieu à un signal de sortie spécifique. De l'évolution des présentations des microprocesseurs, de l'exigence de meilleures performances dans des moteurs à induction et de la généralisation des transformations de Park et Clarke pour l'analyse des circuits triphasés, la SVM a été introduite comme une technique réussie pour une meilleure modulation du convertisseur matriciel. L'implémentation de la SVM sur un MC vous permet d'obtenir une commande complète du convertisseur dans les quatre quadrants. La dépendance de la SVM au concept de vecteurs d'espace pour calculer les rapports cycliques des commutateurs lui permet d'obtenir une commande adéquate des variables les plus importantes du convertisseur, qui sont le vecteur de sortie V_s et le décalage angulaire du courant d'entrée I_e (facteur de puissance) [SAR 18].

2.5.1 SVM de la topologie directe du MC (SVM-MC)

La modulation de l'espace vectoriel est adoptée pour commander la tension de sortie et le courant d'entrée dans le convertisseur matriciel. Il existe deux types généraux de stratégies de modulation vectorielle, directe (Direct Space Vector Modulation, DSVM) et indirecte (Indirect Space Vector Modulation, ISVM). Ces stratégies de modulation sont basées sur la théorie de la PWM pour synthétiser les tensions de sortie et les courants d'entrée souhaités.

2.5.1.1 SVM directe du MC (DSVM-MC)

La modulation vectorielle directe traite le MC pour ce qu'il est : (un convertisseur matriciel). Il y a deux problèmes pertinents à résoudre dans la modulation SVM directe. Le premier réside dans la détermination des séquences vectorielles à appliquer pendant une période de commutation du modulateur. Le second concerne le calcul des temps pendant lesquels ces vecteurs doivent être appliqués. La façon de résoudre ces problèmes n'est pas aussi intuitive et nécessite une grande complexité mathématique.

Bien que cette technique soit difficile à adopter en tant que modulateur pour le convertisseur matriciel, elle offre de nombreux avantages, dont le plus important est la fourniture d'une forme d'onde de la tension de sortie et du courant d'entrée de haute qualité. Pour cette raison, la présente section abordera brièvement les concepts qui définissent cette méthode de modulation.

Le convertisseur matriciel est un dispositif défini comme un arrangement de neuf interrupteurs bidirectionnels de commutation de flux qui permet de connecter n'importe quelle phase d'entrée à n'importe quelle phase de sortie. Généralement, un réseau triphasé est situé en entrée du convertisseur matriciel, et un moteur en sortie de ce dernier. L'analyse de ces systèmes triphasés devient une tâche fastidieuse avec une charge de calcul importante difficile à résoudre si chacune des variables est manipulée indépendamment. Il convient donc d'effectuer une transformation de coordonnées qui simplifie la description des variables utilisées.

Lorsqu'il s'agit de l'algorithme de commande, la technique de modulation SVM est basée sur la transformation d'un système de coordonnées triphasé en un système de coordonnées biphasé. Cette transformation n'est que la transformation de Concordia des tensions de sortie et courant d'entrée de référence.

Dans ce dernier, chacune des fonctions d'entrée et de sortie du convertisseur est exprimée par des vecteurs d'espace de base qui sont représentés respectivement par le vecteur de tension de sortie, le vecteur de courant de sortie, le vecteur de tension d'entrée et le vecteur de courant d'entrée comme suit :

$$\bar{V}_s = \frac{2}{3} \left(V_{AB} + V_{BC} e^{\frac{2\pi}{3}j} + V_{CA} e^{-\frac{2\pi}{3}j} \right) \quad (2.60)$$

$$\bar{I}_s = \frac{2}{3} \left(I_A + I_B e^{\frac{2\pi}{3}j} + I_C e^{-\frac{2\pi}{3}j} \right) \quad (2.61)$$

$$\bar{V}_e = \frac{2}{3} \left(V_{ab} + V_{bc} e^{\frac{2\pi}{3}j} + V_{ca} e^{-\frac{2\pi}{3}j} \right) \quad (2.62)$$

$$\bar{I}_e = \frac{2}{3} \left(I_a + I_b e^{\frac{2\pi}{3}j} + I_c e^{-\frac{2\pi}{3}j} \right) \quad (2.63)$$

Le vecteur de tension de sortie de référence \bar{V}_s et le vecteur de courant d'entrée de référence \bar{I}_e sont les deux vecteurs utilisés pour la SVM. Lors de la formation de ces deux vecteurs, il faut tenir compte du fait que :

- La tension d'entrée V_e est déterminée par le réseau lui-même.
- La tension de sortie V_s dépend de la tension d'entrée V_e et de l'état des interrupteurs du convertisseur, représenté par la matrice de transfert.
- Le courant d'entrée I_e est considéré comme une fonction du courant généré à la sortie du convertisseur I_s et des séquences d'activation et de désactivation données dans le MC.
- Le courant de sortie I_s est considéré comme une fonction de V_s et de l'impédance de la charge.

Le rôle du modulateur consiste à imposer des séquences d'interrupteurs du convertisseur, de manière à ce que les instructions souhaitées soient synthétisées. En d'autres termes, il doit calculer les combinaisons de la matrice de transfert qui font coïncider la valeur moyenne des signaux synthétisés par le MC tout au long de la période de modulation avec les consignes de référence du convertisseur V_s et I_e .

Dans le groupe de cinq cent douze ($2^9 = 512$) configurations d'états de commutation qui existent dans un MC triphasé, la SVM doit exclure tous ceux qui provoquent des courants de circulation entre les phases d'entrée et les situations dans lesquelles le courant de charge n'a pas de chemin à suivre. Cela se traduit par :

$$S_{ia} + S_{ib} + S_{ic} = 1, \quad i \in \{A, B, C\} \quad (2.64)$$

Le terme S_{ik} exprime la fonction de connexion de l'interrupteur k de la cellule i , sous réserve de la condition suivante :

$$S_{ik} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } ik \text{ est passant} \\ 0 & \text{si l'interrupteur } ik \text{ est bloqué} \end{cases} \quad i \in \{A, B, C\}, k \in \{a, b, c\} \quad (2.65)$$

Le respect des deux règles de base du convertisseur matriciel données par les formules (2.64), (2.65) permet de réduire le nombre de configurations utilisables à vingt-sept, comme indiqué dans le tableau 2.1.

Les différents états de commutation forment une collection de vecteurs divisés en trois groupes selon leur phase et leur amplitude comme suit :

- Groupe de vecteurs nuls (comporte trois vecteurs) : union des trois phases de sortie à une même phase d'entrée. Ils sont caractérisés par une amplitude nulle, ce qui génère des tensions de sortie et des courants d'entrée nuls. Cela signifie qu'il n'y a pas de transfert de puissance de l'entrée vers la sortie ou l'inverse [BEN 17].
- Groupe de vecteurs stationnaires (comporte dix-huit vecteurs) : union de deux phases de sortie à la même phase d'entrée, la phase de sortie restante étant connectée à l'une des deux autres phases d'entrée. Ces vecteurs sont d'amplitude variable et de direction fixe, ces derniers paramètres dépendant des phases d'entrée appliquées. Ces vecteurs prennent aussi le nom de vecteurs actifs.
- Groupe de vecteurs tournants (comporte six vecteurs) : chaque phase de sortie est connectée à une phase d'entrée différente. Ces vecteurs tournants ont une amplitude et une fréquence égales à celles des phases d'entrée appliquées au MC [GRU 10].

Tableau 2.1 Configurations possibles pour le MC

| Configuration | | Etat | $ V_s $ | α_s | $ I_E $ | $ \beta_e $ |
|---------------|-------|----------|--------------------|-----------------------|-----------------|-----------------------|
| <i>abb</i> | +1 | Actif | $2V_{AB}/\sqrt{3}$ | $\pi/6$ | $2I_A/\sqrt{3}$ | $-\pi/6$ |
| <i>baa</i> | -1 | Actif | $2V_{AB}/\sqrt{3}$ | $-5\pi/6$ | $2I_A/\sqrt{3}$ | $5\pi/6$ |
| <i>bcc</i> | +2 | Actif | $2V_{BC}/\sqrt{3}$ | $\pi/6$ | $2I_A/\sqrt{3}$ | $\pi/2$ |
| <i>cbb</i> | -2 | Actif | $2V_{BC}/\sqrt{3}$ | $-5\pi/6$ | $2I_A/\sqrt{3}$ | $-\pi/2$ |
| <i>caa</i> | +3 | Actif | $2V_{CA}/\sqrt{3}$ | $\pi/6$ | $2I_A/\sqrt{3}$ | $-5\pi/6$ |
| <i>acc</i> | -3 | Actif | $2V_{CA}/\sqrt{3}$ | $-5\pi/6$ | $2I_A/\sqrt{3}$ | $\pi/6$ |
| <i>bab</i> | +4 | Actif | $2V_{AB}/\sqrt{3}$ | $5\pi/6$ | $2I_B/\sqrt{3}$ | $-\pi/6$ |
| <i>aba</i> | -4 | Actif | $2V_{AB}/\sqrt{3}$ | $-\pi/6$ | $2I_B/\sqrt{3}$ | $5\pi/6$ |
| <i>cbc</i> | +5 | Actif | $2V_{BC}/\sqrt{3}$ | $5\pi/6$ | $2I_B/\sqrt{3}$ | $\pi/2$ |
| <i>bcb</i> | -5 | Actif | $2V_{BC}/\sqrt{3}$ | $-\pi/6$ | $2I_B/\sqrt{3}$ | $-\pi/2$ |
| <i>aca</i> | +6 | Actif | $2V_{CA}/\sqrt{3}$ | $5\pi/6$ | $2I_B/\sqrt{3}$ | $-5\pi/6$ |
| <i>cac</i> | -6 | Actif | $2V_{CA}/\sqrt{3}$ | $-\pi/6$ | $2I_B/\sqrt{3}$ | $\pi/6$ |
| <i>bba</i> | +7 | Actif | $2V_{AB}/\sqrt{3}$ | $-\pi/2$ | $2I_C/\sqrt{3}$ | $-\pi/6$ |
| <i>aab</i> | -7 | Actif | $2V_{AB}/\sqrt{3}$ | $\pi/2$ | $2I_C/\sqrt{3}$ | $5\pi/6$ |
| <i>ccb</i> | +8 | Actif | $2V_{BC}/\sqrt{3}$ | $-\pi/2$ | $2I_C/\sqrt{3}$ | $\pi/2$ |
| <i>bbc</i> | -8 | Actif | $2V_{BC}/\sqrt{3}$ | $\pi/2$ | $2I_C/\sqrt{3}$ | $-\pi/2$ |
| <i>aac</i> | +9 | Actif | $2V_{CA}/\sqrt{3}$ | $-\pi/2$ | $2I_C/\sqrt{3}$ | $-5\pi/6$ |
| <i>cca</i> | -9 | Actif | $2V_{CA}/\sqrt{3}$ | $\pi/2$ | $2I_C/\sqrt{3}$ | $\pi/6$ |
| <i>aaa</i> | 0_1 | Zéro | 0 | --- | 0 | --- |
| <i>bbb</i> | 0_2 | Zéro | 0 | --- | 0 | --- |
| <i>ccc</i> | 0_3 | Zéro | 0 | --- | 0 | --- |
| <i>abc</i> | --- | Tournant | V_i | α_i | I_s | β_s |
| <i>acb</i> | --- | Tournant | V_i | $\alpha_i + (\pi/3)$ | I_s | $-\beta_s$ |
| <i>bac</i> | --- | Tournant | V_i | $-\alpha_i - \pi$ | I_s | $-\beta_s + (2\pi/3)$ |
| <i>bca</i> | --- | Tournant | V_i | $\alpha_i + (4\pi/3)$ | I_s | $\beta_s + (2\pi/3)$ |
| <i>cab</i> | --- | Tournant | V_i | $\alpha_i + (2\pi/3)$ | I_s | $\beta_s + (4\pi/3)$ |
| <i>cba</i> | --- | Tournant | V_i | $-\alpha_i - (\pi/3)$ | I_s | $-\beta_s + (4\pi/3)$ |

La nécessité de satisfaire les deux règles fondamentales du convertisseur matriciel par la SVM directe conduit à ignorer les vecteurs tournants, de sorte que les vecteurs à utiliser sont les vecteurs stationnaires et les vecteurs nuls. Cela signifie que la SVM directe est basé sur des

combinaisons de commutations de vingt et un vecteurs. Ces combinaisons constituent les vecteurs adjacents qui doivent être utilisés pour synthétiser les consignes V_s et I_e du MC.

Les configurations des trois groupes de vecteurs résultant des états de commutation possibles du convertisseur matriciel sont illustrées à la figure 2.3.

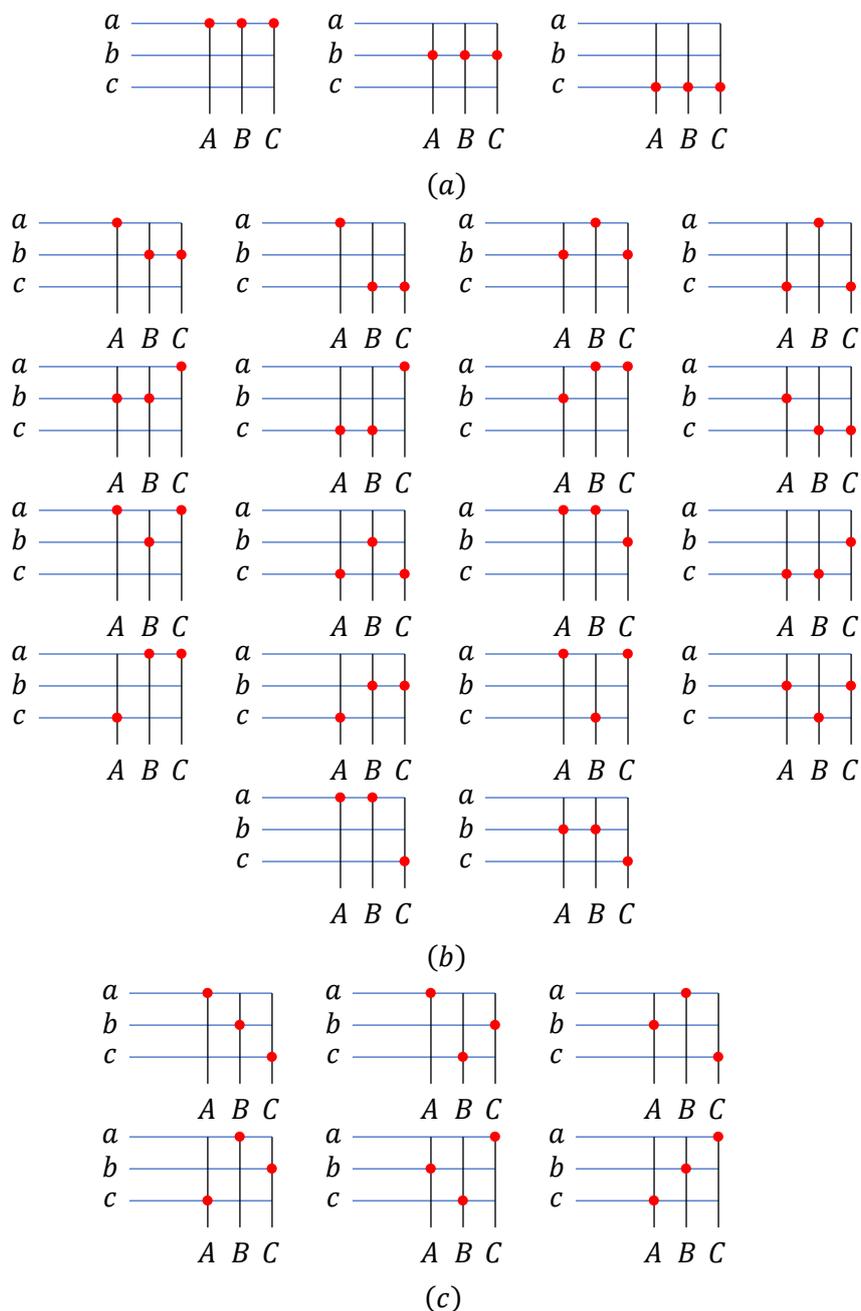


Figure 2.3 Configurations possibles pour le convertisseur matriciel, (a) vecteurs nuls, (b) vecteurs stationnaires, (c) vecteurs tournants.

La figure 2.4 montre dans l'espace vectoriel une répartition des vecteurs impliqués dans la stratégie SVM, dans laquelle le plan complexe est divisé en six secteurs de tension de sortie et de courant d'entrée délimités par les vecteurs actifs et déterminés à partir de l'angle des

consignes V_s et I_e du MC. La synthèse du vecteur de référence du courant d'entrée et de la tension de sortie se fait par les six vecteurs adjacents. L'application d'un vecteur adjacent non commun entre deux secteurs des deux diagrammes, de tension et du courant peut entraîner une perturbation provenant du secteur dans lequel ce vecteur adjacent n'est pas situé, affectant directement la grandeur de référence construite [MAT 01], [GRU 10]. Par conséquent, pour pallier ce problème, il faut synthétiser les grandeurs de référence à l'aide de quatre vecteurs adjacents communs entre deux diagrammes.

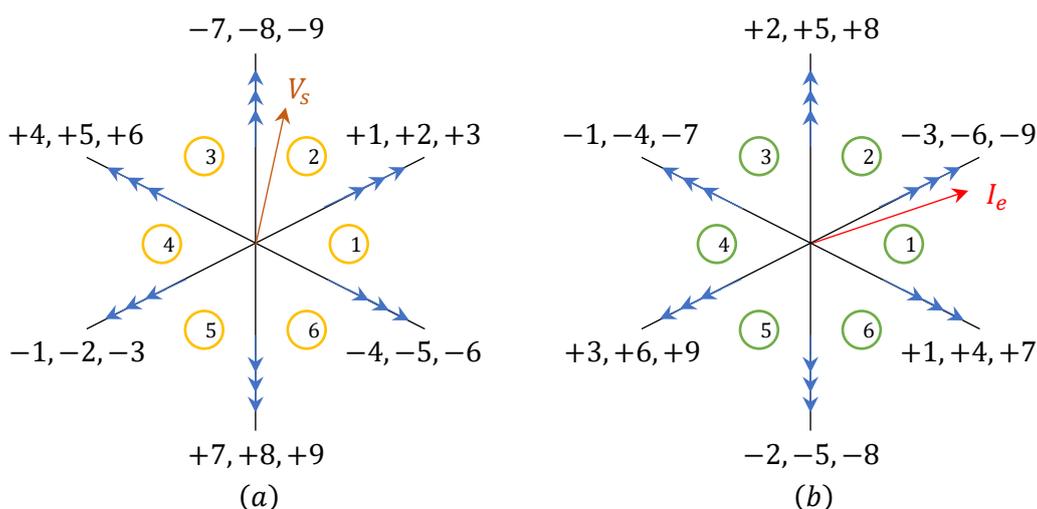


Figure 2.4 Vecteurs de SVM, **(a)** vecteurs de tension de sortie, **(b)** vecteurs de courant d'entrée

Selon la figure 2.4, une explication simplifiée de l'algorithme utilisé dans la technique SVM peut être présentée à travers les étapes suivantes :

1. Le vecteur de référence de la tension de sortie V_s se trouve dans le secteur deux et le vecteur de référence du courant d'entrée I_e se trouve dans le secteur un.
2. Les vecteurs $+1, +2, +3, -7, -8$ et -9 permettent d'effectuer la synthèse de V_s , par contre I_e est également synthétisé à l'aide des vecteurs $-3, -6, -9, +1, +4$ et $+7$.
3. L'évitement des perturbations lors de la composition simultanée des deux vecteurs nécessite l'utilisation de vecteurs communs aux deux secteurs.
4. La détermination du signe des vecteurs utilisés est essentiellement liée au produit des signes générés par le sens du vecteur dans les deux diagrammes [GRU 10], [BEN 17]. Si le diagramme en tension indique le même signe que le diagramme en courant, le vecteur appliqué sera positif. Et si les deux diagrammes en tension et en courant indiquent deux signes différents, le vecteur appliqué sera forcément négatif.

5. Suite au contenu des deux étapes, la troisième et la quatrième, on peut finalement conclure que les vecteurs appliqués dans ce cas ne sont que +9, -7, -3 et +1.

Les autres séquences de quatre vecteurs peuvent être extraites en suivant les étapes précédentes et en tenant compte du secteur dans lequel V_s et I_e se trouvent. Le tableau 2.2 présente la sélection des quatre vecteurs à choisir ainsi que leur position dans la modulation, suivant les deux secteurs de tension et de courant.

Tableau 2.2 Table de commutation de la SVM

| $K_v \backslash K_i$ | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|----------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| 1 | -3 +1 +6 -4 | +9 -7 -3 +1 | -6 +4 +9 -7 | +3 -1 -6 +4 | -9 +7 +3 -1 | +6 -4 -9 +7 |
| 2 | +2 -3 -5 +6 | +8 +9 +2 -3 | +5 -6 -8 +9 | -2 +3 +5 -6 | +8 -9 -2 +3 | -5 +6 +8 -9 |
| 3 | -1 +2 +4 -5 | +7 -8 -1 +2 | -4 +5 +7 -8 | +1 -2 -4 +5 | -7 +8 +1 -2 | +4 -5 -7 +8 |
| 4 | +3 -1 -6 +4 | -9 +7 +3 -1 | +6 -4 -9 +7 | -3 +1 +6 -4 | +9 -7 -3 +1 | -6 +4 +9 -7 |
| 5 | -2 +3 +5 -6 | +8 -9 -2 +3 | -5 +6 +8 -9 | +2 -3 -5 +6 | -8 +9 +2 -3 | +5 -6 -8 +9 |
| 6 | +1 -2 -4 +5 | -7 +8 +1 -2 | +4 -5 -7 +8 | -1 +2 +4 -5 | +7 -8 -1 +2 | -4 +5 +7 -8 |
| | $A_1 A_2 B_1 B_2$ |

2.5.1.1.1 Calcul des rapports cycliques des vecteurs utilisés

Une fois les groupes de vecteurs à appliquer déterminés, la question suivante à résoudre concerne la quantification des temps pendant lesquels ces combinaisons doivent rester actives. Afin de comprendre de manière plus simple la synthèse des rapports cycliques, les calculs qui sont effectués ci-dessous sont abordés à travers une décomposition des deux vecteurs de référence sur la direction de leurs vecteurs adjacents comme montré dans la figure 2.5. Les projections de ces vecteurs peuvent être définies par le système d'équations (2.66) :

$$\begin{cases} V'_s = |A_1|d_1 + |A_2|d_2 = \frac{2}{\sqrt{3}}V_0 \cos\left(\alpha' - \frac{\pi}{6}\right) e^{-\left[\frac{(k_v-1)\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right]j} \\ V''_s = |B_1|d_3 + |B_2|d_4 = \frac{2}{\sqrt{3}}V_0 \cos\left(\alpha' + \frac{\pi}{3}\right) e^{-\left[\frac{(k_v-1)\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right]j} \\ I'_e = |A_1|d_1 + |B_1|d_3 \\ I''_e = |A_2|d_2 + |B_2|d_4 \end{cases} \quad (2.66)$$

Où : V'_s, V''_s : les deux composantes du vecteur V_s ; I'_e, I''_e : les deux composantes du vecteur I_e ; V_0 : l'amplitude du vecteur de tension de référence V_s ; α' : l'angle entre le vecteur V_s et le

milieu du secteur dans lequel se trouve ce vecteur ; d_1, d_2, d_3 et d_4 : les rapports cycliques des vecteurs à utiliser.

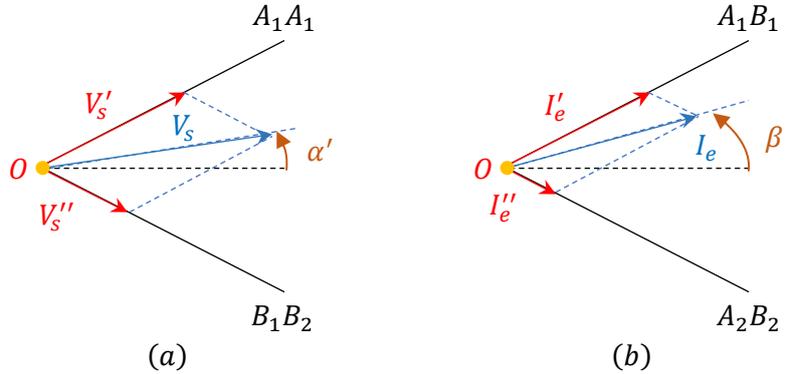


Figure 2.5 Vecteurs de référence et leurs vecteurs adjacents, (a) vecteur de tension de référence et ses vecteurs adjacents, (b) vecteur de courant de référence et ses vecteurs adjacents

La détermination de ces quatre inconnues (d_1, d_2, d_3 et d_4) passe inévitablement par la résolution du système (2.66). Ce système a plusieurs solutions, puisque ses équations sont liées à la conservation de la puissance instantanée à travers le convertisseur matriciel résultant en un état indéterminé. Pour lever cette indétermination, les vecteurs V'_s et V''_s dans le plan courant d'entrée sont habituellement imposés colinéaires au vecteur I_e . Ceci se traduit par le système d'équations (2.67) qui exprime que le produit scalaire de ces vecteurs avec l'orthogonale de I_e est nul :

$$\begin{cases} (A_1 d_1 + A_2 d_2) i e^{B'j} = 0 \\ (B_1 d_3 + B_2 d_4) i e^{B'j} = 0 \end{cases} \quad (2.67)$$

Après la résolution de ce dernier système d'équations, il est possible d'arriver aux expressions qui définissent les rapports cycliques de la SVM directe, à savoir :

$$\begin{cases} d_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} r_c \frac{\cos\left(\alpha' - \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\beta' - \frac{\pi}{3}\right)}{\cos(\psi_e)} \\ d_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} r_c \frac{\cos\left(\alpha' - \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\beta' + \frac{\pi}{3}\right)}{\cos(\psi_e)} \\ d_3 = \frac{2}{\sqrt{3}} r_c \frac{\cos\left(\alpha' + \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\beta' - \frac{\pi}{3}\right)}{\cos(\psi_e)} \\ d_4 = \frac{2}{\sqrt{3}} r_c \frac{\cos\left(\alpha' + \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\beta' + \frac{\pi}{3}\right)}{\cos(\psi_e)} \\ d_0 = 1 - d_1 - d_2 - d_3 - d_4 \end{cases} \quad (2.68)$$

Où : r_c : le taux de modulation (ratio de transformation, $r_c = \frac{V_s}{V_e}$) ; α', β' : les angles entre les vecteurs V_s et I_e avec le milieu du secteur dans lequel ils se trouvent respectivement ; ψ_e : le déphasage d'entrée ; d_0 : le rapport cyclique du vecteur nul.

Le dépassement de la limite de ration, qui se traduit par $d_0 < 0$, est un cas particulier pour lequel une solution doit être trouvée. A cet égard, une solution appropriée a été présentée en [BEN 15 a], qui consiste à omettre le vecteur zéro et donc les rapports cycliques des vecteurs actifs sont normalisés comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} d_{10} = \frac{d_1}{d_1 + d_2 + d_3 + d_4} \\ d_{20} = \frac{d_2}{d_1 + d_2 + d_3 + d_4} \\ d_{30} = \frac{d_3}{d_1 + d_2 + d_3 + d_4} \\ d_{40} = \frac{d_4}{d_1 + d_2 + d_3 + d_4} \\ d_0 = 0 \end{array} \right. \quad (2.69)$$

2.5.1.1.2 Choix de commutation

Les quatre arrangements généraux de commutation ainsi que les vecteurs zéro peuvent être organisés à l'intérieur de la période de commutation T_s . Cette configuration de séquence de commutation qui définit la séquence d'ouverture et de fermeture des interrupteurs est communément appelée modèle de commutation [CAS 02]. Différents modèles de commutation ont un impact différentiel sur l'efficacité et les émissions conduites du MC. De cette façon, la disposition des trois vecteurs de tension nulle introduit un degré de liberté qui peut être utilisé pour améliorer la modulation [CAS 09].

Dans les premiers travaux concernant la SVM, un seul vecteur zéro placé à la fin de la période de commutation était utilisé [DIO 21]. Pour cette raison, ce modèle de commutation est considéré comme une commutation unilatérale. Afin d'obtenir de meilleures performances en harmoniques aux entrées et sorties du MC avec un faible THD, la commutation à double sens est devenue la stratégie dominante [HEL 04]. Cette technique présente l'avantage que parmi toutes les séquences de commutation possibles, il n'y a qu'une seule commutation d'interrupteur se produit pour chaque changement de la tension de sortie, et cela est dû à l'utilisation de trois vecteurs nuls par période de cycle de modèle de commutation, comme le montre la figure 2.6.

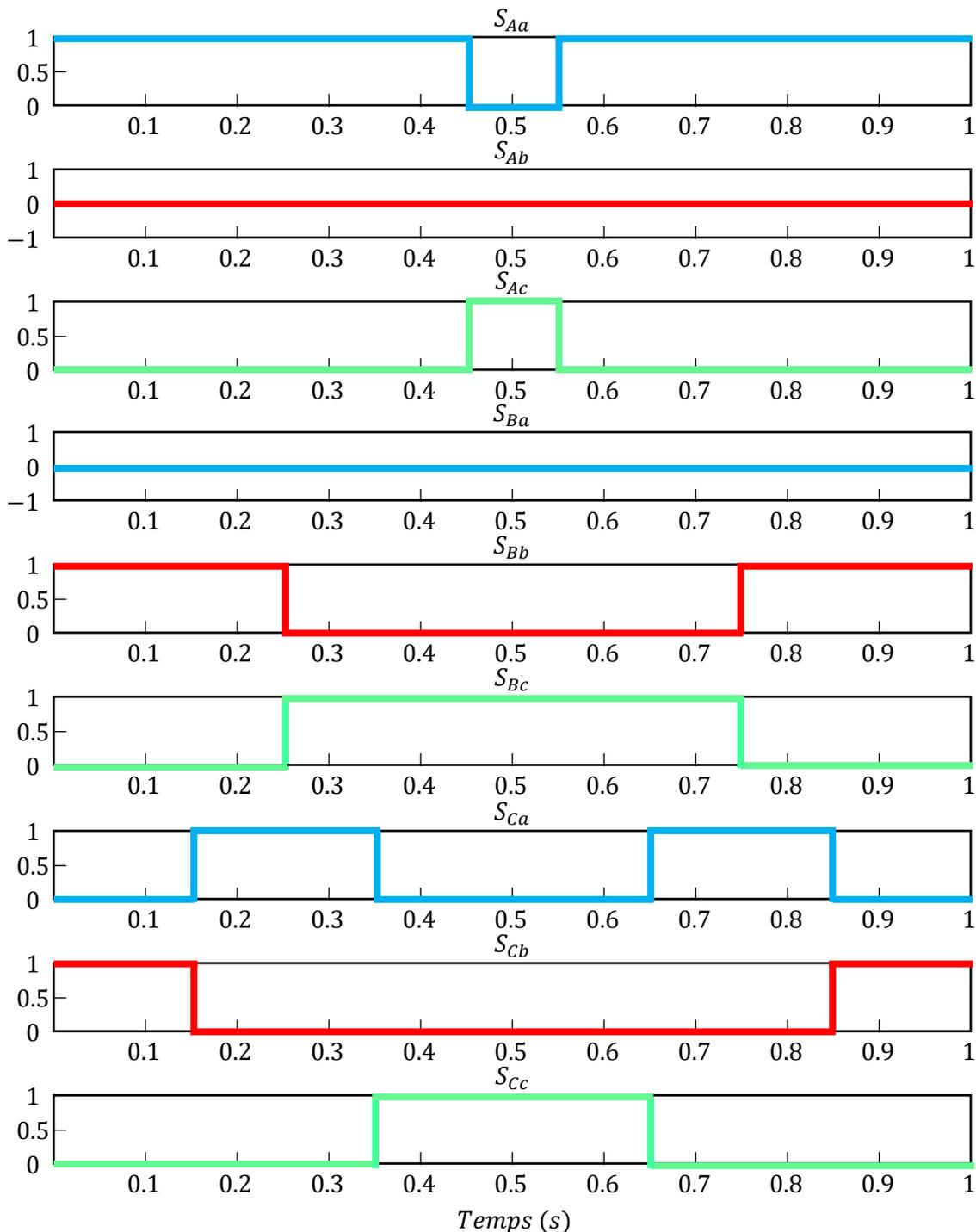


Figure 2.6 Exemple de commutation à double sens pour une période T_s

2.5.1.2 SVM indirecte du MC (ISVM-MC)

L'ISVM applique les stratégies PWM bien développées des convertisseurs à un algorithme de modulation de convertisseur matriciel, donnant à cette technique l'avantage de la facilité de mise en œuvre par rapport à la SVM directe. Le but est toujours le même que celui de la modulation vectorielle directe qui est de synthétiser les vecteurs de tensions de sortie à partir

des tensions d'entrée et le vecteur de courant d'entrée à partir des courants de sortie. Cependant, la tension de sortie et le courant d'entrée sont contrôlés indépendamment dans l'ISVM [HUB 95].

Cette partie de la thèse traite la modulation d'un convertisseur matriciel direct triphasé, mais utilisant une modulation indirecte, c'est-à-dire que malgré le fait que le convertisseur soit un étage unique, l'ensemble du modulateur est divisé en deux étages virtuels, l'un pour un redresseur et l'autre pour un onduleur, ces deux étages sont connectés par une liaison DC virtuelle qui permet ensuite d'unifier leur fonctionnement, Ziogas, Khan, et Rashid en 1986, comme le montre la figure 1.4 [ZIO 86], [MEN 09]. Avec cette technique, il est possible d'avoir diverses alternatives de fonctionnement, chacune avec des caractéristiques différentes. Le convertisseur matriciel est modulé en sélectionnant un ensemble approprié de fonctions de commutation de manière à obtenir les tensions de sortie et les courants d'entrée souhaités. L'ISVM considère l'existence d'un point de tension continue au point où le redresseur et l'onduleur se rencontrent. Ainsi, on suppose que l'étage de redressement génère une tension de liaison DC constante à sa sortie pendant une période de modulation. Bien que ce point soit en fait un point virtuel (puisque'il n'y a pas d'élément réactif dans le MC qui lui fournit un bus continu), cette considération est proche de la réalité puisque la fréquence de modulation du convertisseur est considérablement plus élevée que la fréquence du réseau avec laquelle il fonctionne. À chaque étape, l'ISVM produit une combinaison de vecteurs pour synthétiser un vecteur de référence. Après avoir déterminé les vecteurs et leurs rapports cycliques, le modèle de modulation indirecte du convertisseur matriciel combine ensuite de manière synchrone les états de commutation des deux étages afin d'obtenir un équilibre correct des courants d'entrée et des tensions de sortie pour chaque période de commutation.

2.5.1.2.1 Principe de commande de l'ISVM-MC

La simplicité de la commande avec l'ISVM vient de l'idée de base de la technique de modulation indirecte, qui est de dissocier le contrôle des courants d'entrée du contrôle des tensions de sortie, et donc des techniques de commande dédiées à l'onduleur, largement connues et fréquemment utilisées dans diverses applications industrielles, peuvent être adaptées au convertisseur matriciel.

2.5.1.2.2 Commande de l'étage redresseur pour l'ISVM-MC

Pour faciliter l'explication, la partie de redresseur est d'abord décrite comme un redresseur autonome de source de courant de quatre quadrants. En raison de la nature inductive de la charge

typique et du fonctionnement à haute fréquence de commutation, le courant de sortie I_{red} est supposé constant pour chaque période de commutation T_s . En conséquence, la charge du redresseur peut être considérée comme un générateur de courant continu avec un courant $I_{red} = I_{DC}$. À tout instant, les interrupteurs du redresseur sont commandés pour que les lignes d'entrée ne soient jamais court-circuitées :

$$\begin{cases} S_{pa} + S_{pb} + S_{pc} = 1 \\ S_{na} + S_{nb} + S_{nc} = 1 \end{cases} \quad (2.70)$$

Le tableau 2.3 présente toutes les combinaisons de commutation valides du redresseur et leurs tensions et courants générés. Afin de générer des formes d'onde d'entrée identiques à la modulation directe, le redresseur génère non seulement la tension de liaison DC, mais doit également maintenir un ensemble de courants d'entrée sinusoïdaux et équilibrés avec un angle de déplacement contrôlable par rapport aux tensions d'entrée.

Tableau 2.3 Etats possibles pour l'étage redresseur

| Vecteurs | | Etats | I_a | I_b | I_c | $ I_E $ | θ_i | U_{pn} |
|----------|-------|--|------------|------------|------------|---------------------|------------|----------|
| Actif | I_1 | $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ | I_{red} | $-I_{red}$ | 0 | $2I_{red}/\sqrt{3}$ | $-\pi/6$ | U_{ab} |
| | I_2 | $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ | I_{red} | 0 | $-I_{red}$ | $2I_{red}/\sqrt{3}$ | $\pi/6$ | U_{ac} |
| | I_3 | $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ | 0 | I_1 | I_1 | $2I_{red}/\sqrt{3}$ | $\pi/2$ | U_{bc} |
| | I_4 | $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ | $-I_{red}$ | I_{red} | 0 | $2I_{red}/\sqrt{3}$ | $5\pi/6$ | U_{ba} |
| | I_5 | $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ | $-I_{red}$ | 0 | I_{red} | $2I_{red}/\sqrt{3}$ | $-5\pi/6$ | U_{ca} |
| | I_6 | $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ | 0 | $-I_{red}$ | I_{red} | $2I_{red}/\sqrt{3}$ | $-\pi/2$ | U_{cb} |
| Zéro | I_0 | $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ | 0 | | | 0 | | |

Dans [HUB 95], sur la base de l'analyse mathématique de l'approche de la fonction de transfert indirecte, la capacité du convertisseur matriciel modulé par l'ISVM à générer des formes d'onde d'entrée et de sortie avec la même qualité que celles d'un convertisseur matriciel modulé par la SVM a été démontrée. Cette capacité peut également être expliquée avec la

matrice de conversion [NIE 96], où les grandeurs de sortie générées par le convertisseur matriciel modulé par la technique ISVM sont liées avec les grandeurs d'entrée en fonction de n'importe quelle combinaison de commutation à l'aide de la matrice de conversion présentée ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} V_{po} \\ V_{no} \end{bmatrix} = [Cv_{red}] \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [Cv_{red}]^T \begin{bmatrix} I_{rec} \\ -I_{rec} \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

Les deux vecteurs d'espace, tension d'entrée V_e et courant d'entrée I_e sont définis comme suit :

$$\bar{V}_e = \frac{2}{3} \left(V_a + V_b e^{\frac{2\pi}{3}j} + V_c e^{-\frac{2\pi}{3}j} \right) \quad (2.73)$$

$$\bar{I}_e = \frac{2}{3} \left(I_a + I_b e^{\frac{2\pi}{3}j} + I_c e^{-\frac{2\pi}{3}j} \right) \quad (2.74)$$

Le diagramme vectoriel d'espace du redresseur, illustré à la figure 2.7 (a), est divisé en six secteurs. Dans un secteur donné illustré à la figure 2.7 (b). La proportion entre deux vecteurs adjacents donne la direction du vecteur de référence dont l'amplitude est commandée par le vecteur zéro.

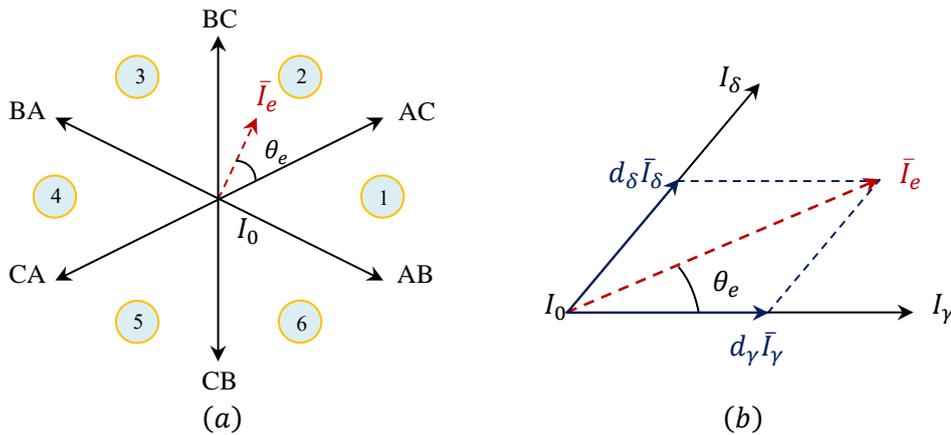


Figure 2.7 Vecteurs de courant d'entrée, (a) vecteur de courant d'entrée formé par les combinaisons de commutation valides, (b) synthèse d'un vecteur de référence dans un secteur donné

Le maintien d'un réglage des courants d'entrée selon un déphasage contrôlable avec les tensions d'entrée nécessite une synchronisation du vecteur de référence de courant d'entrée avec le vecteur de référence de tension d'entrée. Cela suppose ce qui suit :

$$\bar{V}_e = V_m e^{(\omega t - \psi_i)j} = V_m [\theta_v] \quad (2.75)$$

$$\bar{I}_e = I_m e^{(\theta - \psi_e)j} = I_m [\theta_e] \quad (2.76)$$

Où : V_m, I_m : les amplitudes des vecteurs, tension d'entrée et courant d'entrée respectivement ;
 θ_v : la phase de V_e ; θ_e : la phase de I_e ; ψ_e : le déphasage de l'entrée.

Sur la base de SVM, le vecteur de référence peut être synthétisé par deux vecteurs d'espace adjacents (I_γ, I_δ) et le vecteur de courant nul I_0 , comme indiqué sur la figure 2.7 (b). Ainsi, la formule suivante peut s'écrire :

$$\bar{I}_e = d_\gamma I_\gamma + d_\delta I_\delta \quad (2.77)$$

La définition de leurs rapports cycliques respectifs d_γ, d_δ et d_{i0} est donnée par :

$$\begin{cases} d_\gamma = m_c \sin(\theta_e) \\ d_\delta = m_c \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_e\right) \\ d_{i0} = 1 - d_\gamma - d_\delta \end{cases} \quad (2.78)$$

Où : $m_c = \frac{|I_e|}{I_{red}}$; m_c : le ratio de courant fixé à un pour maximiser la tension virtuelle U_{pn} .

2.5.1.2.3 Commande de l'étage onduleur pour l'ISVM-MC

De la même manière avec l'étage de redressement, pour expliquer le principe de fonctionnement, l'étage d'ondulation est initialement considéré comme un onduleur triphasé à deux niveaux de tension autonome alimenté par une source de tension continue U_{pn} constante durant la période de commutation T_s . Les interrupteurs de l'onduleur de source de tension sont modulés en fonction de la condition principale selon laquelle les interrupteurs hauts et bas de chaque branche de phase ne doivent jamais être exécutés simultanément pour éviter le court-circuit. Par conséquent, les commutateurs de chaque branche de phase sont modulés en fonction de l'expression suivante :

$$S_{ip} + S_{in} = 1 \quad (2.79)$$

Où : S_{ip}, S_{in} : les fonctions de commutation des interrupteurs unidirectionnels supérieur et inférieur d'un seul bras, respectivement.

Il existe huit combinaisons de commutation valides disponibles pour un onduleur à source de tension triphasée, comme indiqué dans le tableau 2.4.

Tableau 2.4 Etats possibles pour l'étage onduleur

| Vecteurs | | Etats | V_a | V_b | V_c | $ V_s $ | θ_o | I_{red} |
|----------|-------|--|--------------|--------------|--------------|-------------|------------|-----------|
| Actifs | V_1 | $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$ | $2U_{pn}/3$ | $-U_{pn}/3$ | $-U_{pn}/3$ | $2U_{pn}/3$ | 0 | I_A |
| | V_2 | $\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ | $U_{pn}/3$ | $U_{pn}/3$ | $-2U_{pn}/3$ | $2U_{pn}/3$ | $\pi/3$ | $-I_C$ |
| | V_3 | $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ | $-U_{pn}/3$ | $U_{pn}/3$ | $U_{pn}/3$ | $2U_{pn}/3$ | $2\pi/3$ | I_B |
| | V_4 | $\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ | $-2U_{pn}/3$ | $U_{pn}/3$ | $U_{pn}/3$ | $2U_{pn}/3$ | π | $-I_A$ |
| | V_5 | $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ | $-U_{pn}/3$ | $-U_{pn}/3$ | $2U_{pn}/3$ | $2U_{pn}/3$ | $-2\pi/3$ | I_C |
| | V_6 | $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ | $-U_{pn}/3$ | $-2U_{pn}/3$ | $U_{pn}/3$ | $2U_{pn}/3$ | $-\pi/3$ | $-I_B$ |
| Zéros | V_7 | $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ | 0 | | | 0 | | |

Les grandeurs d'entrée sont liées aux grandeurs de sortie via une matrice de conversion comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [Cv_{ond}] \begin{bmatrix} V_{po} \\ V_{no} \end{bmatrix} \quad (2.80)$$

$$\begin{bmatrix} I_{red} \\ -I_{red} \end{bmatrix} = [Cv_{ond}]^T \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (2.81)$$

Les deux vecteurs d'espace de sortie, V_s et I_s sont définis comme indiqué ci-dessous :

$$\bar{V}_s = \frac{2}{3} \left(V_A + V_B e^{\frac{2\pi}{3}j} + V_C e^{-\frac{2\pi}{3}j} \right) \quad (2.82)$$

$$\bar{I}_s = \frac{2}{3} \left(I_A + I_B e^{\frac{2\pi}{3}j} + I_C e^{-\frac{2\pi}{3}j} \right) \quad (2.83)$$

Le diagramme vectoriel d'espace de l'onduleur de source de tension est divisé en six secteurs, comme illustré à la figure 2.8. Le vecteur de référence peut être synthétisé par deux vecteurs d'espace adjacents V_α , V_β et le vecteur de tension nul V_0 dans un secteur donné. Selon la SVM, pour une période de commutation T_s , le vecteur de référence de sortie peut être synthétisé par :

$$\bar{V}_s = d_\alpha V_\alpha + d_\beta V_\beta \quad (2.84)$$

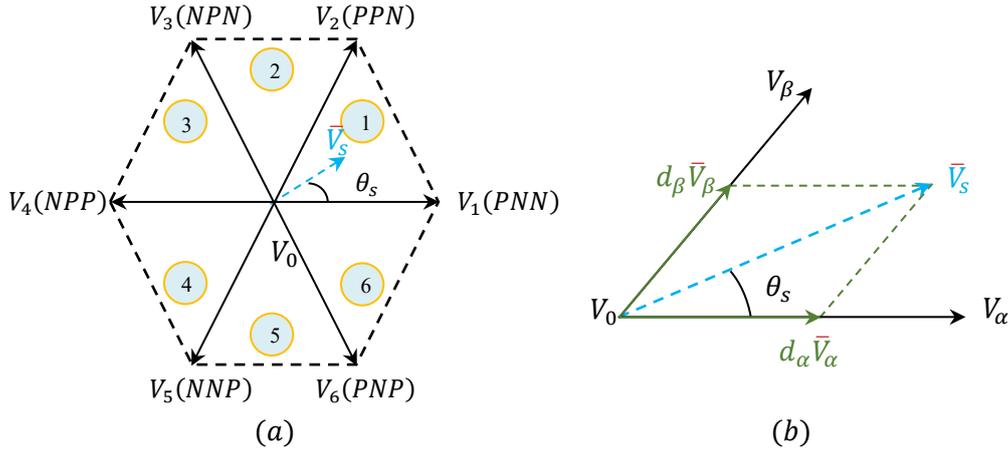


Figure 2.8 Vecteurs de tension de sortie, (a) vecteur de tension de sortie formé par les combinaisons de commutation valides (b) synthèse d'un vecteur de référence dans un secteur donné

La définition de leurs rapports cycliques respectifs d_α , d_β et d_{v0} est donnée par :

$$\begin{cases} d_\alpha = m_v \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_s\right) \\ d_\beta = m_v \sin(\theta_s) \\ d_{v0} = 1 - d_\alpha - d_\beta \end{cases} \quad (2.85)$$

Où : $m_v = \frac{\sqrt{3}|V_s|}{U_{pn}} = \frac{\sqrt{3}V_s}{U_{red}}$; le ratio de tension de l'onduleur ; $U_{pn} = \frac{3}{2}V_m m_c \cos(\psi_e)$; θ_s : l'angle de vecteur V_s par rapport au secteur.

2.5.1.2.4 Commande du convertisseur matriciel pour l'ISVM-MC

La commande du MC est basée sur l'équation (1.15). L'obtention d'un ordre correct des courants d'entrée et des tensions de sortie nécessite que la modulation contienne des combinaisons de tous les rapports cycliques et donc les vecteurs correspondant aux deux étages (redresseur-onduleur) soient : $\alpha\gamma - \alpha\delta - \beta\delta - \beta\gamma - 0$.

Le rapport cyclique de chaque séquence est déterminé par le produit des rapports cycliques correspondant.

$$d_{\alpha\gamma} = d_\alpha d_\gamma, \quad d_{\alpha\delta} = d_\alpha d_\delta, \quad d_{\beta\gamma} = d_\beta d_\gamma, \quad d_{\beta\delta} = d_\beta d_\delta \quad (2.86)$$

Pour le vecteur nul, le rapport cyclique est :

$$d_0 = 1 - (d_{\alpha\gamma} + d_{\alpha\delta} + d_{\beta\gamma} + d_{\beta\delta}) \quad (2.87)$$

La durée de chaque séquence est le produit de son rapport cyclique avec la période d'échantillonnage. Pour optimiser le nombre de commutations, l'ordre des séquences peut être changé, et ceci, pour avoir une commutation par séquence. La commutation se fait donc comme pour la modulation directe [BEN 15 b].

2.5.2 SVM de la topologie indirecte du MC (SVM-IMC)

Comme l'IMC est une topologie à deux étages, la modulation des ponts de source et de charge peut être effectuée séparément. Ensuite, les rapports cycliques qui résultent de cette analyse peuvent être combinés afin de compléter la modulation. Une synchronisation entre les deux étages est indispensable pour avoir des tensions de sortie équilibrées et sinusoïdales ainsi que pour éviter les harmoniques à faibles fréquences [MEN 09], [HAM 11]. Habituellement, une fréquence de commutation suffisamment élevée est supposée pour que les vecteurs de référence de courant d'entrée et de tension de sortie soient maintenus fixes sur la période de commutation. La commande d'IMC est équivalente à celle de l'ISVM qui a été développée dans la section précédente.

2.5.2.1 Commande de l'étage redresseur pour la SVM-IMC

La modulation d'étage d'entrée du convertisseur vise à obtenir une tension de liaison continue positive à chaque période d'échantillonnage et un facteur de déplacement unitaire à l'entrée [BEN 17]. De plus, les rapports cycliques utilisés dans le schéma de commutation doivent créer des courants sinusoïdaux à l'entrée du convertisseur. L'ensemble des vecteurs possibles est complètement identique à celui obtenu dans l'ISVM, il a été représenté sur la figure 2.7 (a), et les combinaisons de commutation valides du redresseur et leurs tensions et courants générés ont été données par le tableau 2.3. Le vecteur de courant de référence I_e synthétisé à l'aide de deux vecteurs actifs adjacents I_γ , I_δ et d'un vecteur nul I_0 avec la même approche adoptée dans la stratégie ISVM, dont les rapports cycliques pour ces trois vecteurs ont été précédemment donnés selon l'équation (2.78).

Pour la topologie de convertisseur matriciel indirect, l'étage de redressement est modulé pour fournir une tension de liaison DC moyenne maximale afin d'obtenir un rapport de transfert de tension global maximal. Pour cette raison, l'indice de modulation pour l'étage de redressement (le ratio de courant) m_c est fixé à l'unité et le facteur de déplacement est contrôlé à zéro. Ainsi, il est nécessaire d'exprimer la tension moyenne du bus continu U_{pn} par les grandeurs d'entrée comme suit :

$$\bar{U}_{pn} = \frac{3}{2} V_{em} m_c \cos(\psi_e) \quad (2.88)$$

Pour simplifier la modulation globale, seule la modulation sur l'étage d'inversion produit les vecteurs nuls. Ainsi, le vecteur de courant nul de l'étage de redressement est éliminé (seuls les vecteurs actifs sont utilisés) et la séquence de commutation de l'étage de redressement n'est

constituée que des deux vecteurs de courant adjacents (I_γ et I_δ). Par conséquent, les rapports cycliques normalisés pour l'étage d'entrée sont donnés par [KLU 05] :

$$\begin{cases} \hat{d}_\gamma = \frac{d_\gamma}{d_\gamma + d_\delta} = \frac{\sin(\theta_e)}{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_e\right)} \\ \hat{d}_\delta = \frac{d_\delta}{d_\gamma + d_\delta} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_e\right)}{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_e\right)} \\ d_0 = 0, \quad \hat{d}_\gamma + \hat{d}_\delta = 1 \end{cases} \quad (2.89)$$

2.5.2.2 Commande de l'étage onduleur pour la SVM-IMC

Une fois que l'état de commutation de l'étage redresseur est déterminé, la technique SVM peut être appliquée pour contrôler l'étage d'onduleur. Le calcul des rapports cycliques des vecteurs actifs et nuls dans l'étage d'onduleur nécessite de référer à la valeur moyenne locale de la tension du circuit intermédiaire. Les huit vecteurs d'espace (six vecteurs actifs et deux vecteurs nuls) sont utilisés dans la méthode SVM. Comme l'ISVM, la synthèse du vecteur de tension de référence V_s est basée sur deux vecteurs adjacents V_α , V_β et un vecteur nul V_0 comme indiqué précédemment sur la figure 2.8 (b). De plus, les huit combinaisons de commutation valides disponibles pour un onduleur à source de tension triphasée sont les mêmes que celles données dans l'ISVM, qui ont été présentées dans le tableau 2.4. L'indice de modulation de l'onduleur est déterminé par le vecteur de tension d'espace de sortie de référence. Le calcul des rapports cycliques respectifs d_α , d_β et d_{v0} est simple, comme indiqué précédemment dans l'équation (2.85).

L'absence de la capacité de filtrage provoque une variation de U_{pn} , l'évitement de problème des harmoniques à faibles fréquences implique de prendre en compte cette variation dans le calcul du ratio de l'onduleur [HAM 11]. Par conséquent, m_v est donné comme suit :

$$m_v = \frac{2}{\sqrt{3}} r_c \frac{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_e\right)}{\cos(\psi_e)} \quad (2.90)$$

Avec : r_c : le taux de modulation (ratio de la tension), préformulé dans le calcul des rapports cycliques des vecteurs à utiliser pour DSVM-MC.

2.5.2.3 Synchronisation entre les deux étages pour la SVM-IMC

En sélectionnant les vecteurs appropriés et en déterminant leurs rapports cycliques, le modèle de modulation combine de manière synchrone et uniforme les états de commutation de

l'étage de redressement (I_γ et I_δ) et de l'étage d'inversion (V_α, V_β et V_0), pour obtenir un ordre correct des courants d'entrées et des tensions de sortie et afin de ne pas avoir des harmoniques à faibles fréquences, cela produit un modèle de commutation illustré à la figure 2.9. Considérons un exemple où le vecteur I_e est situé au deuxième secteur alors que le vecteur V_s est situé au premier secteur. Les vecteurs courants actifs sélectionnés pour l'étage de redressement sont I_γ et I_δ tandis que les vecteurs tension V_α, V_β et V_0 sont sélectionnés pour l'étage d'inversion.

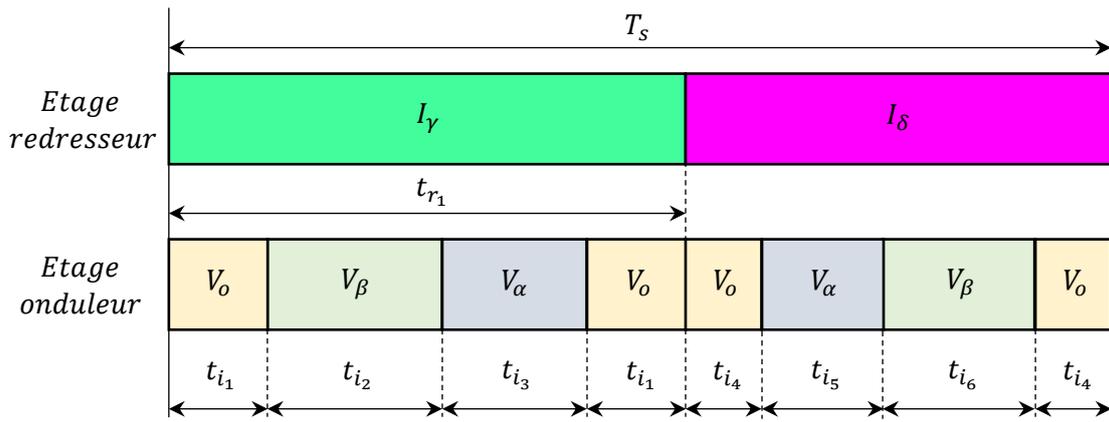


Figure 2.9 Schéma de commutation synchronisé entre les deux étages de l'IMC

Pour assurer la transition de commutation minimale entre chaque vecteur, les vecteurs de tension sélectionnés sont disposés dans une séquence de commutation à double sens $V_0 - V_\beta - V_\alpha - V_0 - V_0 - V_\alpha - V_\beta - V_0$, mais avec des moitiés inégales, car chaque moitié doit s'appliquer sur la séquence de commutation du redresseur $I_\gamma - I_\delta$. En se référant à la figure 2.9, l'intervalle de temps pour chaque vecteur dans cette séquence de commutation peut être déterminé à l'aide des équations suivantes :

$$\begin{cases} t_{r1} = d_\gamma T_s \\ t_{i1} = (d_0 d_\gamma T_s)/2 \\ t_{i2} = d_\gamma d_\beta T_s \\ t_{i3} = d_\gamma d_\alpha T_s \\ t_{i4} = (d_0 d_\delta T_s)/2 \\ t_{i5} = d_\delta d_\alpha T_s \\ t_{i6} = d_\delta d_\beta T_s \end{cases} \quad (2.91)$$

2.5.3 SVM de l'I3LMC (SVM-I3LMC)

Les étages de redressement et d'inversion du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux sont modulés à l'aide de SVM. À chaque étape, une combinaison de vecteurs est produite pour

synthétiser un vecteur de référence d'amplitude et d'angle donnés. Après avoir déterminé les vecteurs et leurs rapports cycliques, une synchronisation entre les deux étages est indispensable pour obtenir un équilibre correct des courants d'entrée et des tensions de sortie pour chaque période de commutation. Étant donné que le convertisseur matriciel indirect à trois niveaux hérite du problème d'équilibrage du point neutre de l'onduleur trois niveaux à structure NPC, ce problème peut entraîner une distorsion de la tension de sortie si le courant de point neutre I_o qui circule vers les condensateurs du filtre d'entrée n'est pas correctement commandé, et pour éviter ce problème, la modulation sur l'étage d'inversion doit garantir que le courant de point neutre moyen I_o sur une période de commutation est maintenu à zéro.

2.5.3.1 Commande de l'étage redresseur pour la SVM-I3LMC

La SVM d'étage de redressement dans l'I3LMC est la même que celle appliquée à l'IMC précédemment introduite dans la section 2.2.2.1. L'intention est de maintenir un ensemble de courants d'entrée sinusoïdaux et équilibrés ainsi que de générer une tension maximale U_{pn} pour l'étage d'inversion et d'assurer un déphasage d'entrée réglable. Les rapports cycliques des deux vecteurs adjacents ont déjà été donnés par l'équation (2.78).

2.5.3.2 Commande de l'étage d'onduleur pour la SVM-I3LMC

L'onduleur NPC utilisé comme étage d'inversion d'I3LMC a été introduit par Nabae en 1981 [NAB 81] pour devenir le plus populaire parmi les topologies de convertisseurs multiniveaux dans les applications haute tension et haute puissance. Comme le montre la figure 1.6, l'onduleur NPC est alimenté par deux condensateurs connectés en série (C_1, C_2), où les deux condensateurs sont chargés à un potentiel égal de $V_{DC} = V_{po} = V_{no}$, avec le point médian de la liaison DC "o" nulle. Chaque bras de phase de l'onduleur NPC se compose de quatre dispositifs de commutation (IGBT) connectés en série et de deux diodes de serrage. Ces diodes fixent le potentiel des commutateurs du milieu au point "o" de la liaison DC pour former les trois niveaux de tension de sortie.

Afin de générer la sortie à trois niveaux, les dispositifs de commutation de chaque bras de phase sont commandés selon les combinaisons de commutation présentées dans le tableau 2.5. À tout moment, seuls deux des quatre dispositifs de commutation sont en état de conduction et la borne de sortie peut être connectée à l'un des points du circuit intermédiaire (p, o ou n), qui peut être représenté par un état de commutation (P, O ou N).

Tableau 2.5 Cas possibles d'un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

| S_{1A} | S_{2A} | S_{3A} | S_{4A} | V_{AO} | Etat |
|----------|----------|----------|----------|-----------|------|
| 1 | 1 | 0 | 0 | $+V_{DC}$ | P |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | O |
| 0 | 0 | 1 | 1 | $-V_{DC}$ | N |

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC, il existe vingt-sept états de commutation qui représentent les connexions des bornes de sortie (a, b et c) à leurs points de liaison DC respectifs. Ces configurations possibles sont résumées dans le tableau 2.6.

La définition des tensions de sortie par rapport au neutre "o" du bus continu est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{Ao} \\ V_{Bo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} = [Cv_{ond}] \begin{bmatrix} V_{po} \\ V_{no} \end{bmatrix} \quad (2.92)$$

$$\begin{bmatrix} I_p \\ -I_p \end{bmatrix} = [Cv_{ond}]^T \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (2.93)$$

Où : V_{Ao}, V_{Bo}, V_{Co} : les tensions de sortie par rapport au neutre "o" ; I_A, I_B, I_C : les courants de sortie de l'onduleur ; V_{po}, V_{no} : les tensions du bus continu DC des condensateurs, sont égaux à V_{DC} dans le cas simple ; I_p : le courant du bus continu ; $[Cv_{ond}]$: la matrice de conversion de l'onduleur qui dépend des états de connexion S_i et S'_i , cette matrice s'exprime par :

$$[Cv_{ond}] = \begin{bmatrix} S_1 & S'_1 \\ S_1 & S'_1 \\ S_1 & S'_1 \end{bmatrix}, \quad \begin{cases} S_i = 1, S'_i = 0 & \text{pour l'état } P \\ S_i = 0, S'_i = 1 & \text{pour l'état } N \\ S_i = 0, S'_i = 0 & \text{pour l'état } O \end{cases} \quad (2.94)$$

Les tensions par rapport au neutre de la charge sont :

$$\begin{bmatrix} V_{As} \\ V_{Bs} \\ V_{Cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ao} \\ V_{Bo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} \quad (2.95)$$

La définition du vecteur d'espace de la tension de sortie est la suivante :

$$\bar{V}_s = \frac{2}{3} \left(V_{As} + V_{Bs} e^{\frac{2\pi j}{3}} + V_{Cs} e^{-\frac{2\pi j}{3}} \right) = \bar{V}_s = V_s \angle \theta_s \quad (2.96)$$

Tous les états possibles du convertisseur sont définis par leurs vecteurs d'espace de tensions de sortie comme indiqué dans le tableau ci-dessous.

Tableau 2.6 Vecteur de sortie pour l'onduleur à trois niveaux de type NPC

| Etat des bras | | | Vecteur de tension de sortie | | |
|---------------|----------|----------|------------------------------|--------------------|-----------|
| A | B | C | Vecteur | Amplitude | Phase |
| <i>P</i> | <i>P</i> | <i>P</i> | V_0 | 0 | 0 |
| <i>O</i> | <i>O</i> | <i>O</i> | | | |
| <i>N</i> | <i>N</i> | <i>N</i> | | | |
| <i>P</i> | <i>O</i> | <i>O</i> | V_1 | $2V_{DC}/3$ | 0 |
| <i>O</i> | <i>N</i> | <i>N</i> | | | |
| <i>P</i> | <i>N</i> | <i>N</i> | V_2 | $4V_{DC}/3$ | 0 |
| <i>P</i> | <i>O</i> | <i>N</i> | V_3 | $2V_{DC}/\sqrt{3}$ | $\pi/6$ |
| <i>P</i> | <i>P</i> | <i>O</i> | V_4 | $2V_{DC}/3$ | $\pi/3$ |
| <i>O</i> | <i>O</i> | <i>N</i> | | | |
| <i>P</i> | <i>P</i> | <i>N</i> | V_5 | $4V_{DC}/3$ | $\pi/3$ |
| <i>O</i> | <i>P</i> | <i>N</i> | V_6 | $2V_{DC}/\sqrt{3}$ | $\pi/2$ |
| <i>O</i> | <i>P</i> | <i>O</i> | V_7 | $2V_{DC}/3$ | $2\pi/3$ |
| <i>N</i> | <i>O</i> | <i>N</i> | | | |
| <i>N</i> | <i>P</i> | <i>N</i> | V_8 | $4V_{DC}/3$ | $2\pi/3$ |
| <i>N</i> | <i>P</i> | <i>O</i> | V_9 | $2V_{DC}/\sqrt{3}$ | $5\pi/6$ |
| <i>O</i> | <i>P</i> | <i>P</i> | V_{10} | $2V_{DC}/3$ | π |
| <i>N</i> | <i>O</i> | <i>O</i> | | | |
| <i>N</i> | <i>P</i> | <i>P</i> | V_{11} | $4V_{DC}/3$ | π |
| <i>N</i> | <i>O</i> | <i>P</i> | V_{12} | $2V_{DC}/\sqrt{3}$ | $-5\pi/6$ |
| <i>O</i> | <i>O</i> | <i>P</i> | V_{13} | $2V_{DC}/3$ | $-2\pi/3$ |
| <i>N</i> | <i>N</i> | <i>O</i> | | | |
| <i>N</i> | <i>N</i> | <i>P</i> | V_{14} | $4V_{DC}/3$ | $-2\pi/3$ |
| <i>O</i> | <i>N</i> | <i>P</i> | V_{15} | $2V_{DC}/\sqrt{3}$ | $-\pi/2$ |
| <i>P</i> | <i>O</i> | <i>P</i> | V_{16} | $2V_{DC}/3$ | $-\pi/3$ |
| <i>O</i> | <i>N</i> | <i>O</i> | | | |
| <i>P</i> | <i>N</i> | <i>P</i> | V_{17} | $4V_{DC}/3$ | $-\pi/3$ |
| <i>P</i> | <i>N</i> | <i>O</i> | V_{18} | $2V_{DC}/\sqrt{3}$ | $-\pi/6$ |

Toutes les combinaisons d'états de commutation répertoriées dans le tableau 2.6 peuvent être transformées en dix-huit vecteurs d'espace de tension distincts avec des directions fixes. Sur la

base de leurs amplitudes, ces vecteurs d'espace de tension peuvent être divisés en quatre groupes présentés dans le tableau 2.7.

Tableau 2.7 Groupes de vecteurs d'espace de tension pour l'onduleur NPC à trois niveaux

| Groupe | Dénomination du groupe selon l'amplitude | Vecteurs d'espace |
|--------|--|---|
| 1 | Vecteur de tension nulle (VTN) | V_0 |
| 2 | Vecteurs de tension faible (VTF) | $V_1, V_4, V_7, V_{10}, V_{13}, V_{16}$ |
| 3 | Vecteurs de tension moyenne (VTM) | $V_3, V_6, V_9, V_{12}, V_{15}, V_{18}$ |
| 4 | Vecteurs de tension grand (VTG) | $V_2, V_5, V_8, V_{11}, V_{14}, V_{17}$ |

La figure 2.10 montre le diagramme vectoriel d'espace de l'onduleur NPC qui est formé par ces vecteurs d'espace de tension, où les VTF et le VTN ont évidemment respectivement deux et trois configurations redondantes qui offrent un degré de liberté supplémentaire dans la synthèse du vecteur de tension de sortie.

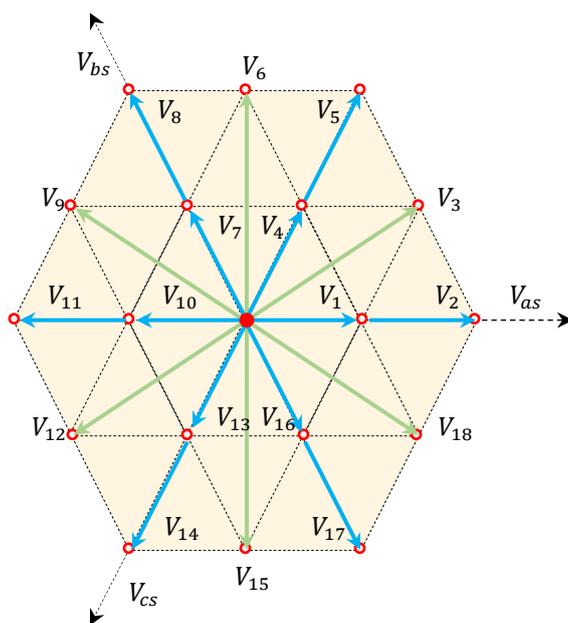


Figure 2.10 Diagramme vectoriel d'espace pour l'onduleur NPC à trois niveaux

La technique SVM de l'onduleur NPC lors de la synthèse du vecteur de référence V_s est basé sur trois vecteurs d'espace de tension les plus proches, qui sont sélectionnés sur la base du triangle dans lequel se trouve la pointe du vecteur de référence à l'instant d'échantillonnage. L'identification du secteur peut être effectuée en utilisant la transformation des coordonnées du vecteur de référence dans un système de coordonnées bidimensionnel [MAT 13], [DI 16]. En

se référant à la figure 2.10, le diagramme vectoriel d'espace de l'onduleur NPC est divisé en six secteurs ($S_1 - S_6$), où chaque secteur se compose de quatre régions (triangles).

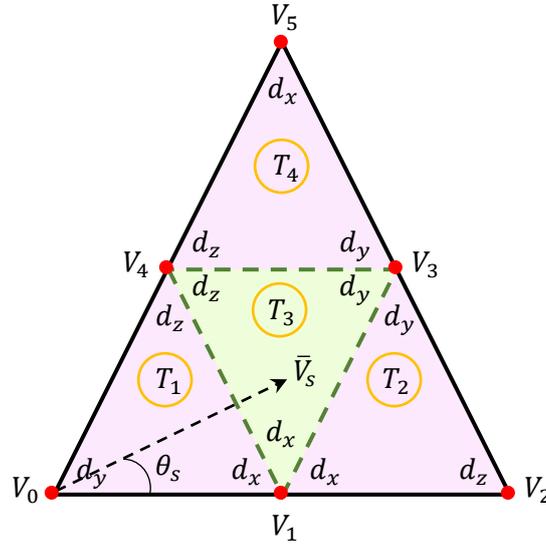


Figure 2.11 Régions du premier secteur du diagramme vectoriel d'espace de l'onduleur NPC à trois niveaux

En raison de la symétrie circulaire d'un système triphasé, il suffit d'analyser les procédures de synthèse du vecteur de référence V_s , situé dans le premier secteur S_1 pour dériver les équations de rapport cyclique pour les vecteurs sélectionnés dans chaque région. Pour faciliter cette explication, la figure 2.11 montre le secteur S_1 du diagramme vectoriel d'espace d'un onduleur NPC. Pour une période de commutation T_s , le vecteur de référence de sortie V_s est synthétisé à l'aide de l'équation (2.97) basée sur la contrainte $d_x + d_y + d_z = 1$, où d_x , d_y et d_z sont respectivement les rapports cycliques qui représentent les temps actifs des vecteurs sélectionnés V_x , V_y , et V_z dans la période de commutation T_s [MEN 09].

$$\bar{V}_s = d_x V_x + d_y V_y + d_z V_z \quad (2.97)$$

Pour simplifier la compréhension de la méthode de dérivation des équations du rapport cyclique, on s'appuie sur l'exemple dans lequel les vecteurs tension V_1 , V_3 et V_4 sont sélectionnés pour synthétiser un vecteur de référence V_s situé dans la région T_3 à l'instant d'échantillonnage. Les équations de rapport cyclique des vecteurs de tension sélectionnés peuvent être dérivées comme suit :

- Le vecteur de tension V_2 est spécifié comme axe de référence et sa grandeur comme unité, puis chaque vecteur de tension sélectionné et le vecteur de référence peuvent être exprimés comme :

$$V_x = V_1 = \frac{1}{2}, V_y = V_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} e^{j\frac{\pi}{6}}, V_z = V_4 = \frac{1}{2} e^{j\frac{\pi}{3}}, \bar{V}_s = V_u e^{j\theta_s} \quad (2.98)$$

Où : $V_u = \frac{3V_s}{4V_{DC}}$.

- Après avoir substitué (2.98) dans (2.97) et converti l'expression résultante en forme trigonométrique, on obtient :

$$V_u (\cos(\theta_s) + j \sin(\theta_s)) = \frac{1}{2} d_x + \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + j \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \right) d_y + \frac{1}{2} \left(\cos\left(\frac{\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \right) d_z \quad (2.99)$$

- Les parties réelles et imaginaires sont séparées dans l'équation ci-dessus :

$$\text{Partie réelle : } V_u \cos(\theta_s) = \frac{1}{2} d_x + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) d_y + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) d_z \quad (2.100)$$

$$\text{Partie Imaginaire : } V_u \sin(\theta_s) = \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) d_y + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) d_z \quad (2.101)$$

- Les parties (réelle et imaginaire) sont résolues en utilisant la condition $d_x + d_y + d_z = 1$.
- Les équations des rapports cycliques d_x , d_y et d_z pour la région T_3 sont alors déterminées :

$$\begin{cases} d_x = 1 - 2m_v \sin(\theta_s) \\ d_y = 2m_v \sin\left(\theta_s + \frac{\pi}{3}\right) - 1 \\ d_z = 2m_v \sin\left(\theta_s - \frac{\pi}{3}\right) + 1 \end{cases} \quad (2.102)$$

Où : $m_v = \frac{2V_u}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{3}V_s}{2V_{DC}}$: le ratio de la tension de l'onduleur.

Tableau 2.8 Rapports cycliques pour les différentes régions

| Triangle (Région) | d_x | d_y | d_z |
|----------------------|-----------------------------------|------------------------------------|------------------------------------|
| T_1 | $2m_v \sin(\pi/3 - \theta_s)$ | $1 - 2m_v \sin(\pi/3 + \theta_s)$ | $2m_v \sin(\pi/3)$ |
| T_2 | $2 - 2m_v \sin(\pi/3 + \theta_s)$ | $2m_v \sin(\theta_s)$ | $-1 + 2m_v \sin(\pi/3 - \theta_s)$ |
| T_3 | $1 - 2m_v \sin(\theta_s)$ | $-1 + 2m_v \sin(\pi/3 + \theta_s)$ | $1 - 2m_v \sin(\pi/3 - \theta_s)$ |
| T_4 | $-1 + 2m_v \sin(\theta_s)$ | $2m_v \sin(\pi/3 - \theta_s)$ | $2 - 2m_v \sin(\pi/3 + \theta_s)$ |

Pour les autres régions (T_1 , T_2 ou T_4), les équations de rapport cyclique pour les vecteurs de tension sélectionnés peuvent être dérivées en suivant une procédure similaire. Le tableau 2.8

présente les équations de rapport cyclique des vecteurs de tension sélectionnés pour toutes les régions de ce secteur.

2.5.3.3 Synchronisation entre les deux étages pour la SVM-I3LMC

Afin de maintenir l'équilibre des courants d'entrée et des tensions de sortie pendant une période de commutation, le schéma de modulation du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux doit combiner les états de commutation de l'étage de redressement (I_γ, I_δ) et de l'étage d'inversion (V_x, V_y et V_z) uniformément.

Le développement d'une séquence de commutation synchrone contenant toutes les combinaisons entraîne une séquence de commutation donnée par le produit des rapports cycliques des deux étages, dans laquelle la séquence de l'étape d'inversion (V_x, V_y et V_z) est répartie en fonction de la séquence de la phase de redressement (I_γ, I_δ). De plus, pour que la commutation des commutateurs du convertisseur d'entrée se produise à un instant dans lequel le courant de liaison DC est nul, le vecteur zéro du convertisseur de sortie est synchronisé avec la commutation de l'étape d'entrée.

Le processus de combinaison des rapports cycliques de l'étage de redressement et d'inversion appliqué à l'IMC à trois niveaux est le même que celui précédemment présenté pour l'IMC à deux niveaux.

2.5.4 SVM de l'IMC à double sortie (SVM-IMC à double sortie)

Des études et des recherches récentes ont accordé une grande attention aux systèmes d'entraînement de moteurs à enroulement ouvert, alimentés par des convertisseurs matriciels en raison des nombreux avantages qu'ils offrent dans diverses applications industrielles. Mohapatra et Mohan ont d'abord proposé la topologie d'un double MC alimentant un moteur triphasé à enroulement ouvert pour éliminer la tension de mode commun [MOH 06]. Par la suite, une méthode de modulation vectorielle d'espace directe a été introduite pour obtenir une CMV nulle sur l'enroulement de phase du moteur [GUP 10]. Les tensions de mode commun sont souvent causées par l'utilisation de vecteurs stationnaires et nuls en raison d'une connexion asymétrique entre les phases d'entrée et de sortie. La technique SVM proposée est basée sur l'utilisation de six vecteurs tournants afin d'éliminer ce problème en garantissant que chaque phase d'entrée est toujours connectée à une phase de sortie. Cependant, la méthode SVM directe est compliquée en raison de la difficulté à identifier la position angulaire dans le plan complexe des vecteurs tournants, qui tournent simultanément dans les deux sens, horaire et antihoraire.

De plus, le rapport de transfert de tension résultant de l'application de vecteurs tournants est limité à 0.5 ce qui est une valeur relativement faible par rapport à celle résultant de l'utilisation de vecteurs stationnaires.

Bien que la CMV puisse être éliminée, un moteur à enroulements ouverts basé sur un double DMC nécessite deux fois plus de commutateurs de puissance que celui du DMC pour un moteur triphasé conventionnel. Afin de réduire le nombre d'interrupteurs d'alimentation et d'introduire une SVM moins complexe et plus facile à mettre en œuvre, un IMC a été suggéré pour les OEWIM. Dans [RIE 16] un OEWIM est alimenté par une nouvelle configuration d'IMC qui correspond à la topologie d'enroulement ouvert pour éliminer la CMV ou limiter sa valeur de crête à travers les phases du moteur en incluant une méthode SVM qui repose de moins de commutateurs de puissance par rapport à un moteur basé sur un double DMC.

La topologie du convertisseur matriciel indirect à double sortie est modulée à l'aide de la technique SVM. Dans les schémas de modulation vectorielle d'espace, la liberté de sélectionner des séquences de commutation spécifiques est disponible, ce qui permet d'obtenir des tensions de sortie sinusoïdales de haute qualité, en plus d'éliminer la génération des tensions de mode commun et ses problèmes associés [SHA 17]. Dans ce qui suit, une brève introduction à la modulation vectorielle d'espace de l'IMC à double sortie est donnée.

2.5.4.1 Commande de l'étage redresseur pour la SVM-IMC à double sortie

La nouvelle topologie du convertisseur matriciel indirect n'apportant aucun changement concernant la structure de l'étage redresseur, la technique SVM appliquée à l'étage d'entrée dans la structure développée est la même que dans la structure conventionnelle qui a été décrite en détail dans les sections 2.5.1.2.2 et 2.5.2.1 de ce chapitre.

2.5.4.2 Commande de l'étage onduleur pour la SVM-IMC à double sortie

Une stratégie de modulation vectorielle d'espace découplée est utilisée pour l'IMC à double sortie. Considérant que l'onduleur à deux niveaux produit huit états de commutation, la nouvelle configuration d'IMC est basée sur la combinaison de deux onduleurs à deux niveaux dans sa sortie, ce qui permet de générer soixante-quatre ($8 * 8$) états de commutation. Les combinaisons de commutation sont sélectionnées de manière qui rend les tensions générées par le premier onduleur soient déphasées d'un angle π par rapport aux tensions générées par le second onduleur. L'angle de la tension de référence détermine son emplacement à l'intérieur du diagramme vectoriel. Les diagrammes vectoriels montrant l'emplacement des vecteurs d'espace

des onduleurs individuels et le diagramme vectoriel résultant du système à double onduleur sont tous illustrés à la figure 2.12. Il est important de noter que le même principe est appliqué pour les deux enroulements statoriques de la DOEWIM étudiée.

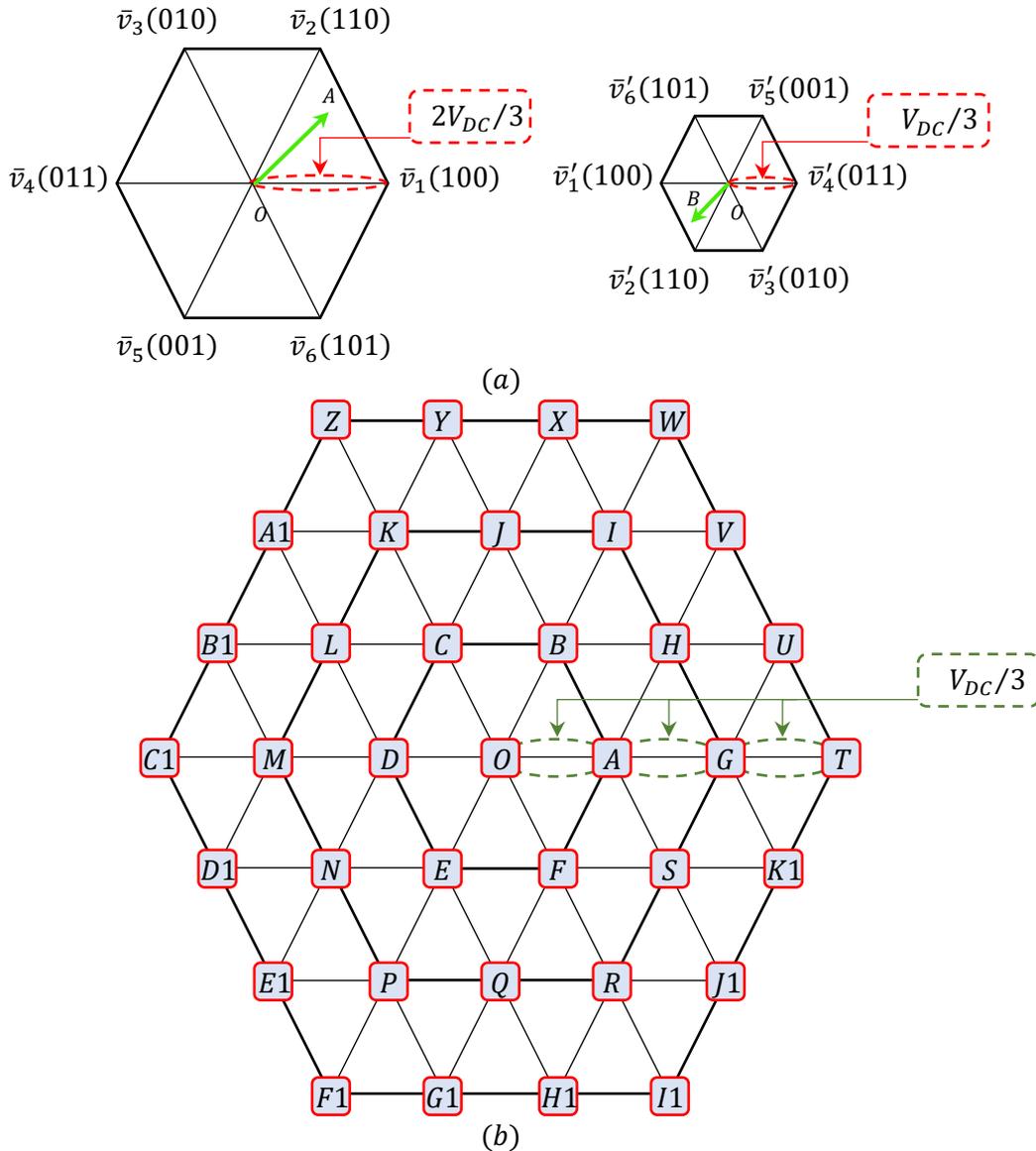


Figure 2.12 Diagramme vectoriel d'espace de l'IMC à double sortie, (a) emplacement des vecteurs d'espace de deux onduleurs à deux niveaux de l'IMC, (b) diagramme vectoriel d'espace à quatre niveaux résultant du schéma avec deux onduleurs à deux niveaux

Le vecteur d'espace de la tension de référence est synthétisé dans la SVM découplée spécialement orientée pour les topologies à enroulement ouvert par la combinaison des deux onduleurs de l'étage de sortie du convertisseur matriciel alimentant l'enroulements statoriques pour assurer les quatre niveaux de tension à appliquer sur les différentes phases du stator. Il est important de préciser que ces deux onduleurs doivent générer des tensions de sortie avec un déphasage de π entre eux, donc d'après la figure 2.12 (a), tant que le vecteur d'espace de

référence OA du premier onduleur est dans le premier secteur, le vecteur d'espace de référence OB du deuxième onduleur sera inévitablement dans le quatrième secteur, et puisque la séquence de commutation $[(100) - (110)]$ est utilisée dans la synthèse du vecteur OA , il est certain que la séquence de commutation $[(011) - (001)]$ sera utilisée dans la synthèse du vecteur OB . Le même principe est appliqué dans la synthèse des vecteurs d'espace de référence avec le reste des secteurs dans les deux onduleurs.

2.5.5 SVM de l'I3LMC à double sortie (SVM-I3LMC à double sortie)

La stratégie la plus courante pour la modulation des convertisseurs matriciels multiniveaux est la SVM. Cette technique consiste à synthétiser le vecteur d'espace de tension de référence en commutant entre les trois vecteurs d'espace de tension les plus proches. La SVM est considéré comme la meilleure technique de modulation des convertisseurs matriciels multiniveaux, en raison de ses avantages associés comme suit :

- Meilleure tension de sortie fondamentale.
- Meilleures performances en ce qui concerne les harmoniques.
- Implémentation plus facile dans les processeurs de signaux numériques et les microcontrôleurs.

2.5.5.1 Commande de l'étage redresseur pour la SVM-I3LMC à double sortie

Tant que l'étage redresseur n'a subi aucun changement dans les différentes topologies du convertisseur matriciel indirect précédemment décrites dans cette thèse, la technique SVM utilisée pour moduler la partie d'entrée du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux avec deux sorties est la même que celle adoptée dans les autres structures indirectes.

2.5.5.2 Commande de l'étage onduleur pour la SVM-I3LMC à double sortie

Pour la configuration d'entraînement illustrée à la figure 1.10, chaque onduleur à trois niveaux de type NPC a vingt-sept états de commutation indépendants, et les emplacements respectifs du vecteur d'espace sont illustrés à la figure 2.13 (a). Par conséquent, le convertisseur matriciel structuré avec deux onduleurs à trois niveaux dans son étage de sortie a un total de sept cent vingt-neuf ($27 * 27$) combinaisons de commutation possibles. Ces états de commutation peuvent être redessinés sur un diagramme vectoriel d'espace à sept niveaux, comme illustré à la figure 2.13 (b).

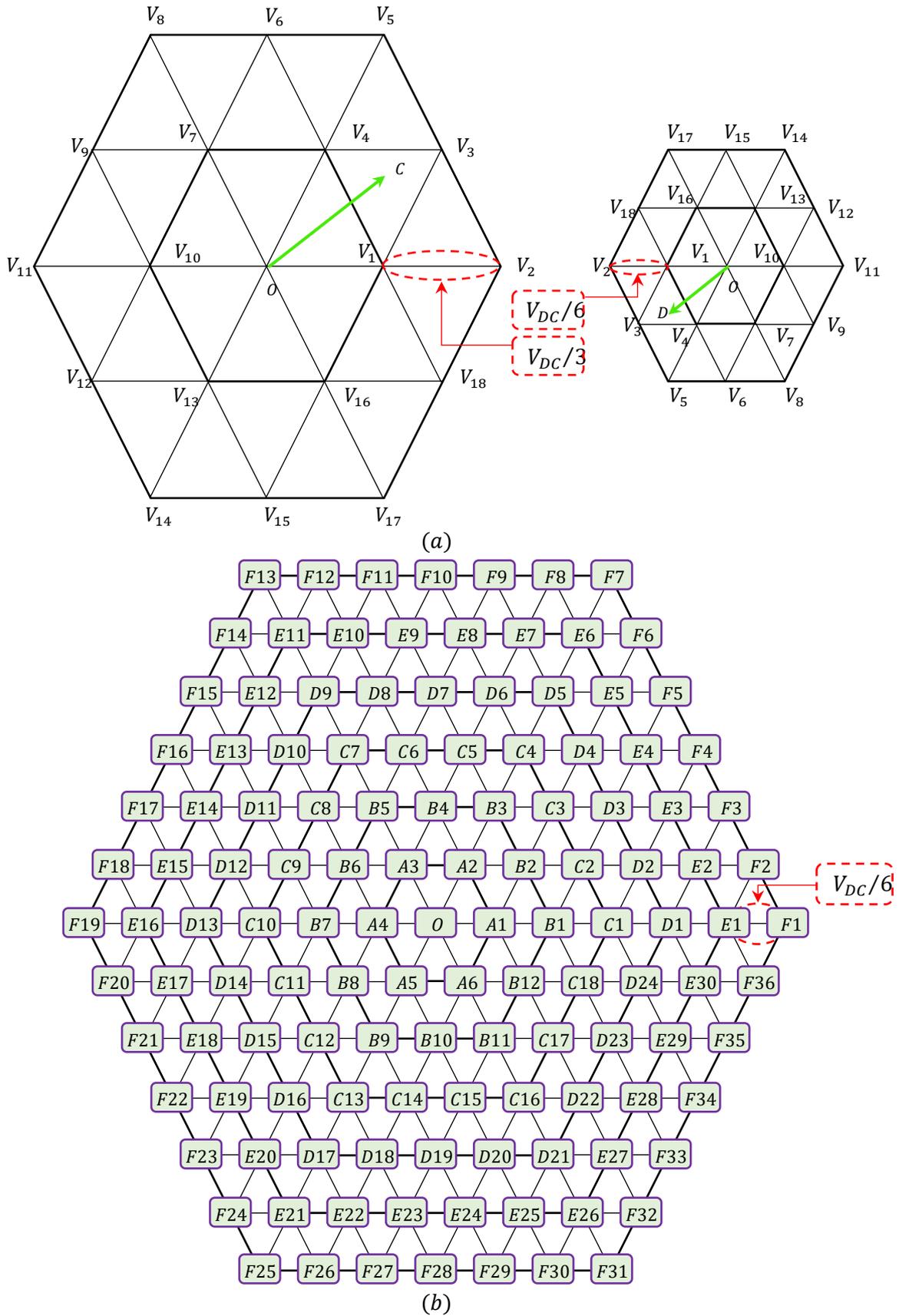


Figure 2.13 Diagramme vectoriel d'espace de l'I3LMC à double sortie, (a) emplacement des vecteurs d'espace de deux onduleurs à trois niveaux de l'IMC, (b) diagramme vectoriel d'espace à sept niveaux résultant du schéma avec deux onduleurs à trois niveaux

La stratégie SVM découplée est utilisée pour moduler les deux onduleurs de l'étage de sortie du convertisseur matriciel en considérant que les tensions produites par ces deux onduleurs sont déphasées d'un angle de π . Se référant à la figure 2.13 (a), le vecteur de tension de référence OC du premier onduleur se trouve dans la troisième région du premier secteur, la séquence de commutation pour former OC est $[(POO) - (ONN) - (PON) - (PPO) - (OON)]$. En raison de la considération de l'angle de déphasage, le vecteur de tension de référence OD de deuxième onduleur sera inévitablement situé dans la troisième région du quatrième secteur, de sorte que la séquence de commutation pour former le vecteur OD sera $[(NOO) - (OPP) - (NOP) - (NNO) - (OOP)]$. Par conséquent, sur un cycle fondamental complet, les tensions de sortie résultantes de ces deux onduleurs seront déphasées d'un angle de π [SUB 16].

2.5.5.3 Problème d'équilibrage du point neutre

Le problème d'équilibrage du point neutre de l'onduleur NPC a été largement discuté dans des publications académiques [BUS 04], [MEN 09]. Il s'agit d'un problème inhérent à l'onduleur NPC qui est causé par une charge/décharge inégale des condensateurs de liaison DC (C_1, C_2) lorsque la borne de sortie est connectée au point médian "o" de la liaison DC.

Comme mentionné précédemment dans la section 1.4.4.3 du premier chapitre, chaque borne de sortie de l'onduleur NPC peut être connectée au point médian "o" de la liaison DC. Cependant, chaque fois que la borne de sortie est connectée au point "o", le courant de point neutre I_0 , provoque une charge ou une décharge inégale des condensateurs du circuit intermédiaire, en fonction des conditions de charge. Sans un contrôle approprié, les niveaux de tension changeants inégaux des condensateurs de liaison DC ont un impact sur la capacité de l'onduleur NPC à générer correctement la forme d'onde de sortie à trois niveaux, provoquant la distorsion de la tension de sortie.

Dans la stratégie SVM, seuls les vecteurs VTM et VTF provoquent des niveaux de tension changeants inégaux des condensateurs de liaison DC en raison de la connexion de la sortie au point neutre. Le tableau 2.9 présente les vecteurs de tension qui peuvent causer le problème d'équilibrage du point neutre et leur courant de point neutre généré respectif.

Afin de maintenir les niveaux de tension des condensateurs du circuit intermédiaire, les VTF et VTM sélectionnés doivent être appliqués de manière à ce que le courant de point neutre moyen I_0 sur une période de commutation T_s soit maintenu à zéro [MEN 09].

Tableau 2.9 Courant de point neutre i_o généré par les vecteurs d'espace de faible et moyenne tension

| Vecteurs de tension faible positifs | i_o | Vecteurs de tension faible négatifs | i_o | Vecteurs de tension moyenne | i_o |
|-------------------------------------|-------|-------------------------------------|--------|-----------------------------|-------|
| <i>ONN</i> | i_a | <i>POO</i> | $-i_a$ | <i>PON</i> | i_b |
| <i>PPO</i> | i_c | <i>OON</i> | $-i_c$ | <i>OPN</i> | i_a |
| <i>NON</i> | i_b | <i>OPO</i> | $-i_b$ | <i>NPO</i> | i_c |
| <i>OPP</i> | i_a | <i>NOO</i> | $-i_a$ | <i>NOP</i> | i_b |
| <i>NNO</i> | i_c | <i>OOP</i> | $-i_c$ | <i>ONP</i> | i_a |
| <i>POP</i> | i_b | <i>ONO</i> | $-i_b$ | <i>PNO</i> | i_c |

Diverses méthodes de contrôle d'équilibrage du point neutre ont été proposées dans de nombreuses recherches académiques, qui prouvent que la stratégie SVM découplée est l'une des méthodes les plus capables de commander le problème d'équilibrage du point neutre sur tout l'intervalle de tension de sortie et pour tous les facteurs de puissance.

Selon la nouvelle topologie des convertisseurs matriciels, les emplacements des vecteurs de tension de référence de chacun des deux onduleurs de l'étage d'inversion d'I3LMC ont deux combinaisons de commutation. La différence fondamentale dans chacune de ces deux combinaisons de commutation est que l'enroulement de phase qui est connecté à travers le condensateur supérieur C_1 dans une combinaison de commutation est connecté à travers le condensateur inférieur C_2 pour une autre combinaison de commutation. Pour le même emplacement de vecteur de tension de référence, si les combinaisons de commutation redondantes sont commutées alternativement, le déséquilibre de tension de condensateur provoqué par la première combinaison de commutation est annulé par la seconde combinaison de commutation. La stratégie SVM commute alternativement les combinaisons de commutation pour les vecteurs de référence des groupes VTF et VTM [KAN 06]. De cette manière, le déséquilibre de tension moyen provoqué dans un intervalle de commutation est annulé dans l'intervalle de commutation suivant, permettant à la tension du point neutre d'être équilibrée dans chaque cycle de commutation, ce qui signifie qu'un problème très connu dans les onduleurs NPC a été éliminé.

2.6 Tension de mode commun dans les enroulements statoriques de la DOEWIM

La topologie IMC classique est clairement déficiente, car elle génère des tensions de mode commun aux moteurs à induction qui laisse passer des courants de fuite dans les enroulements du stator et réduit ainsi la durée de vie des isolateurs les protégeant et provoque des pannes fréquentes de ces moteurs. Cependant, la nouvelle topologie IMC est considérée comme une solution privilégiée pour éliminer les tensions de mode commun et ses problèmes associés [RAH 19] [SEL 21].

La tension de mode commun à chaque extrémité des deux enroulements du stator est définie comme suit :

$$\text{Première étoile du stator : } \begin{cases} v_{cm_1} = \frac{v_{A_1} + v_{B_1} + v_{C_1}}{3} \\ v'_{cm_1} = \frac{v'_{A_1} + v'_{B_1} + v'_{C_1}}{3} \end{cases} \quad (2.103)$$

$$\text{Deuxième étoile du stator : } \begin{cases} v_{cm_2} = \frac{v_{A_2} + v_{B_2} + v_{C_2}}{3} \\ v'_{cm_2} = \frac{v'_{A_2} + v'_{B_2} + v'_{C_2}}{3} \end{cases} \quad (2.104)$$

Avec :

v_{cm_1} : la tension de mode commun à la première extrémité de la première étoile.

v'_{cm_1} : la tension de mode commun à la deuxième extrémité de la première étoile.

v_{cm_2} : la tension de mode commun à la première extrémité de la deuxième étoile.

v'_{cm_2} : la tension de mode commun à la deuxième extrémité de la deuxième étoile.

Les tensions de mode commun, qui traversent les phases de chacun des deux enroulements statoriques, sont simplement définies comme les différences des tensions de mode commun entre les deux extrémités de chaque phase d'enroulement. Ils sont donnés comme suit :

$$\text{Première étoile du stator : } V_{CM_1} = v_{cm_1} - v'_{cm_1} \quad (2.105)$$

$$\text{Deuxième étoile du stator : } V_{CM_2} = v_{cm_2} - v'_{cm_2} \quad (2.106)$$

2.7 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'établissement des modèles mathématiques de la MASDE et de la DOEWIM basés sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices afin de réduire la complexité du modèle. Puisque la conception des stratégies de commande des variateurs de vitesse repose principalement sur une bonne connaissance du modèle dynamique de la machine, de plus, le modèle précis est particulièrement nécessaire pour les stratégies de commande avancées, deux modèles d'états de la machine sont introduits selon les deux structures précédentes. Pour une commande basée sur l'approche vectorielle, la modélisation de la machine se fait dans un référentiel lié au champ tournant (d, q) . Si une commande basée sur l'approche directe du couple est souhaitée, la modélisation se fait en coordonnées fixe (α, β) .

Dans ce chapitre, l'analyse des stratégies de modulation des convertisseurs matriciels triphasés a également été abordée. Fondamentalement, ces stratégies de modulation sont une tâche difficile, ce qui a amené plusieurs recherches dans la littérature à proposer de nombreuses solutions utilisant différentes approches théoriques. Une représentation de l'état des interrupteurs du convertisseur matriciel, basée sur l'approche vectorielle d'espace, a été introduite. Les méthodes de modulation vectorielle peuvent être divisées en méthodes dans lesquelles les dépendances entre l'entrée et la sortie du convertisseur matriciel sont définies directement, appelées la structure DMC, et les méthodes dans lesquelles le convertisseur matriciel est considéré comme ayant des étages de redressement et d'onduleur séparés, appelées la structure IMC. Dans ce contexte, pour la structure directe, deux approches de modulations ont été discutées, la modulation vectorielle d'espace directe et la modulation vectorielle d'espace indirecte, et pour la structure indirecte, des modulations vectorielles d'espace ont été présentées pour le convertisseur matriciel à deux et trois niveaux. De plus, deux stratégies de modulation pour un convertisseur matriciel indirect à deux et à trois niveaux avec deux étages de sortie ont été discutées. La topologie est destinée à être utilisée pour entraîner une MASDE avec des enroulements statoriques ouverts.

Les techniques SVM représentent la solution générale du problème de modulation du convertisseur matriciel et peuvent être considérées comme la meilleure solution pour la possibilité d'atteindre le rapport de transfert de tension le plus élevé, d'optimiser le schéma de commutation et de produire de meilleures performances de sortie en termes de contenu en harmonique réduit. Les conclusions suivantes sont obtenues par dérivation théorique :

- Les stratégies de modulation SVM proposées peuvent réduire les temps d'action et les pertes de puissance des commutateurs.
- La SVM découplée peut fournir au convertisseur matriciel à double sortie un fonctionnement avec une tension de mode commun nulle.
- La SVM découplée d'un convertisseur matriciel à double sortie à trois niveaux offre la possibilité d'obtenir un équilibrage de tension au point neutre.

Les résultats de simulation liés aux stratégies de modulation vectorielle proposées dans ce chapitre seront discutés au troisième chapitre sous la commande par mode glissant en comparant les résultats obtenus.

Chapitre 3

Commande par mode glissant de la
MASDE/DOEWIM

3.1 Introduction

Les stratégies de commande jouent un rôle majeur dans le fonctionnement des machines électriques, ce qui affecterait directement l'ensemble des performances du système. En fait, diverses stratégies de commande des machines électriques ont été exécutées et explorées, qui ont un grand impact sur le développement industriel et la société humaine. L'objectif d'exécution des stratégies de commande sur des machines électriques a toujours été d'atteindre la plupart des caractéristiques suivantes [CHU 17] :

- Large adéquation pour différents types de machines électriques sans grande modification.
- Grande polyvalence dans diverses applications sans nécessiter de changement substantiel.
- Topologies matures et évolutives selon les besoins.
- Intégration flexible et facile des circuits électriques afin d'assurer des performances élevées de l'algorithme de commande.
- Haute robustesse, efficacité et fiabilité des performances de fonctionnement de la machine.
- Faible perte de puissance pendant la commande de la machine.
- Convergence rapide du calcul.
- Possibilité de commander le fonctionnement de la machine à grande vitesse.
- Réponse rapide du contrôle de la machine dans un temps de calcul limité.
- Capacité de fonctionnement de la machine en surcharge intermittente élevée.
- Réaction sensible aux signaux de commande.
- Exécution facile dans les applications pratiques.
- Coût raisonnable dans le processus d'implémentation du contrôle de la machine.

Les méthodes de commande traditionnelles ont prouvé leurs limites importantes pour atteindre la plupart des caractéristiques susmentionnées, ce qui a fait orienter de plus en plus les travaux de recherche vers l'application des techniques de commande modernes. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec le développement des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Chaque technique étant la meilleure pour une classe particulière de la commande dans une application donnée, dépendant de la forme des équations d'état du système et selon le but envisagé. Parmi les modes de commande avancées, on mentionne la commande par la logique floue, la commande adaptative et la commande à structure variable (variable structure control, VSC), qui est connue dans la bibliographie de génie électrique sous le nom de commande par mode glissant.

Dans la formulation de tout problème de commande, il existe toujours des écarts entre le dispositif réel et le modèle mathématique développé pour la conception du contrôleur. Celles-ci peuvent être dues à une dynamique non modélisée, à des variations des paramètres du système ou à l'approximation du comportement complexe d'un dispositif par un modèle plus simple. Le chercheur doit s'assurer que le contrôleur conçu fournit des réponses en boucle fermée qui répondent à certaines spécifications de performances requises malgré les incertitudes de modélisation. Cela a suscité un grand intérêt dans le développement de méthodes de commande dites robustes qui visent à résoudre ce problème. Une approche concrète de la conception de commande robuste est ce que l'on appelle la méthodologie de commande par mode glissant. La plupart des lois de commande robustes sont composées de termes qui déterminent les caractéristiques de la réponse du système sans incertitudes de modélisation (ou performances nominales) et de termes supplémentaires qui compensent les éventuelles incertitudes de modélisation [MER 04].

La commande par mode glissant est une technique de commande non linéaire robuste qui permet d'amener et de maintenir le système dans un état de stabilité, appelé surface de glissement, quelles que soient les perturbations qui agissent directement ou indirectement sur le système. Les lois de commande pour les systèmes non linéaires ont plusieurs propriétés intéressantes, telles que la robustesse contre certaines incertitudes de paramètres et certaines dynamiques non modélisées, l'immunité aux perturbations et les limites de commutation dépendant de l'état [MER 04].

Dans ce chapitre, le concept général de commande par mode glissant est introduit et ceci bien entendu après avoir parcouru les principes de base de la commande vectorielle, ensuite l'application de cette technique de commande non linéaire à la machine asynchrone double étoiles selon les deux topologies, classique et développée par ouverture des extrémités des enroulements statoriques est révélée. La synthèse des lois de commande est basée sur le modèle obtenu après le découplage par la méthode de la commande vectorielle. Des simulations sont réalisées à la fin du chapitre pour pouvoir statuer sur la validité ainsi que sur les performances de ce type de réglage, en plus de comparer les résultats obtenus en utilisant les deux topologies, l'ancienne et la nouvelle, afin de mettre en évidence les avantages de cette dernière.

3.2 Principe de la commande vectorielle

La réalisation de la commande d'une machine à courant alternatif, avec des performances dynamiques élevées comparables à celles d'une machine à courant continu, nécessite un modèle

mathématique approprié de la machine à induction. La description mathématique vectorielle de la machine est utilisée pour réduire le nombre d'équations et faciliter la transformation entre n'importe quel référentiel. La commande vectorielle consiste à contrôler les courants statoriques représentés par un vecteur. Ce contrôle est basé sur des projections qui transforment un système triphasé dépendant du temps et de la vitesse en un système invariant dans le temps à deux coordonnées (référentiel (d, q)). Ces transformations et projections conduisent à une structure similaire à celle d'une commande de machine à courant continu. L'application de la commande vectorielle aux machines à courant alternatif nécessite deux constantes comme références d'entrée, la composante de couple (alignée sur la coordonnée q) et la composante de flux (alignée sur la coordonnée d) [SAH 18].

3.2.1 Technique de la commande vectorielle

Les améliorations apportées aux dispositifs électroniques de puissance et les nouvelles stratégies de contrôle permettent d'obtenir des entraînements alternatifs avec des performances dynamiques comparables aux entraînements à courant continu, sans les limitations liées aux balais et au collecteur. La principale difficulté de la commande de machine asynchrone réside dans l'existence d'un couplage complexe entre le champ du flux et le couple. L'objectif de la commande vectorielle est d'assimiler le mode de fonctionnement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, en découplant le couple et la commande de flux. Avec cette nouvelle technique de commande et le développement de microprocesseurs, nous pouvons obtenir des performances de contrôle de vitesse et de couple comparables à celles des machines à courant continu [YAY 91].

3.2.2 Classification du schéma de commande vectorielle

Les schémas de commande vectorielle sont classés en fonction des signaux qui sont utilisés pour calculer la position du vecteur de flux choisi. Il existe trois possibilités de schéma de commande vectoriel dans les machines à courant alternatif [KHA 21] :

- Commande vectorielle par orientation du flux rotorique.
- Commande vectorielle par orientation du flux statorique.
- Commande vectorielle par orientation du flux d'entrefer.

Bien que trois types soient disponibles dans le schéma de commande vectorielle, pour des raisons liées à la difficulté de mettre en œuvre les commandes vectorielles par orientation du flux statorique et d'entrefer, car elles nécessitent un circuit de découplage supplémentaire. La

commande vectorielle par orientation du flux rotorique reste dominante dans les différentes utilisations des moteurs à courant alternatif, ce qui nous a incités à l'adopter dans ce travail.

3.2.3 Types de la commande vectorielle

La commande vectorielle pour l'entraînement des moteurs à induction peut être globalement classée en deux types :

- La commande vectorielle directe (Direct Field Oriented Control, DFOC), initialement proposée par Blaschke [BLA 72]. Cette technique utilise la détection directe du vecteur de flux d'entrefer à l'aide d'un capteur de flux installé dans l'entrefer. Le signal de flux d'entrefer mesuré est renvoyé à la commande pour être utilisé dans le découplage du composant produisant le couple et du composant produisant le courant statorique. Étant donné que cette méthode utilise une commande par rétroaction et une détection directe de la variable régulée, elle est essentiellement moins sensible aux variations.
- La commande vectorielle indirecte (Indirect Field Oriented Control, IFOC), proposée à l'origine par Hasse [HAS 69]. Cette méthode évite l'exigence d'acquisition de flux (dispositifs de détection) en utilisant des paramètres de moteur connus pour calculer la fréquence de glissement du moteur appropriée pour obtenir la position de flux souhaitée [RAS 88]. D'autre part, le flux rotorique est estimé à partir du vecteur de courant statorique, du vecteur de tension et de la vitesse rotorique, puis cette estimation est en fait transmise aux contrôleurs de flux et de couple [TAK 85]. Ce schéma est plus simple à mettre en œuvre que la méthode directe de FOC, et peut facilement fonctionner sur toute la plage de vitesse allant de la vitesse nulle à la vitesse élevée dans les deux sens. Par conséquent, il y a une popularité croissante envers la méthode indirecte de la commande vectorielle.

3.2.4 IFOC par orientation du flux rotorique de la MASDE

En adoptant les équations de la MASDE selon la transformation de Park dans un référentiel lié au champ tournant (d, q) et par orientation du flux rotorique, des lois de commande vectorielle ont été obtenues.

En raison d'orientation du flux rotorique, la composante de l'axe (o, q) du flux rotorique est mise à zéro tandis que l'axe (o, d) atteint la valeur nominale du flux magnétisant.

$$\varphi_{dr} = \varphi_r^* \quad (3.1)$$

$$\varphi_{qr} = 0 \quad (3.2)$$

$$\dot{\varphi}_r^* = 0 \quad (3.3)$$

Avec : $\dot{\varphi}_r^* = \frac{d}{dt} \varphi_r^*$.

En remplaçant les équations (3.1), (3.2) et (3.3) dans le système des équations des tensions rotoriques (2.29), en tenant compte du fait que $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$, on peut obtenir [SIN 05], [AMI 11] :

$$R_r \iota_{dr} = 0 \Rightarrow \iota_{dr} = 0 \quad (3.4)$$

$$R_r \iota_{qr} + \omega_{gl}^* \varphi_r^* = 0 \Rightarrow \iota_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \varphi_r^*}{R_r} \quad (3.5)$$

De nouvelles expressions des composantes du courant rotorique (ι_{dr} , ι_{qr}) sont obtenues en remplaçant les équations (3.1) et (3.2) dans les équations (2.36) et (2.37) respectivement.

$$\iota_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_r^* - L_m (\iota_{ds_1} + \iota_{ds_2})] \quad (3.6)$$

$$\iota_{qr} = -\frac{L_m}{L_m + L_r} (\iota_{qs_1} + \iota_{qs_2}) \quad (3.7)$$

En introduisant (3.6) et (3.7) dans le système d'équations des flux statoriques (2.30), on peut arriver au système suivant :

$$\begin{cases} \varphi_{ds_1} = \lambda_1 \iota_{ds_1} + L_r \eta \iota_{ds_2} + \eta \varphi_r^* \\ \varphi_{qs_1} = \lambda_1 \iota_{qs_1} + L_r \eta \iota_{qs_2} \\ \varphi_{ds_2} = \lambda_2 \iota_{ds_2} + L_r \eta \iota_{ds_1} + \eta \varphi_r^* \\ \varphi_{qs_2} = \lambda_2 \iota_{qs_2} + L_r \eta \iota_{qs_1} \end{cases} \quad (3.8)$$

Avec : $\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}$; $\lambda_{1,2} = L_{1,2} = \eta L_r$.

En remplaçant la valeur nulle du courant direct ι_{dr} (3.4) dans l'équation (3.6), on obtient l'égalité suivante :

$$\varphi_r^* = L_m (\iota_{ds_1} + \iota_{ds_2}) \quad (3.9)$$

À partir de l'équation (3.7), on trouve :

$$L_m (\iota_{qs_1} + \iota_{qs_2}) = -(L_m + L_r) \iota_{qr} \quad (3.10)$$

Le système d'équations ci-dessous est obtenu en remplaçant les équations (3.8), (3.9) et (3.10) dans le système d'équations des tensions statoriques (2.29).

$$\begin{cases} v_{ds_1} = R_{s_1} i_{ds_1} + L_{s_1} \dot{i}_{ds_1} - \omega_s^* (L_{s_1} i_{qs_1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs_1} = R_{s_1} i_{qs_1} + L_{s_1} \dot{i}_{qs_1} - \omega_s^* (L_{s_1} i_{ds_1} + \varphi_r^*) \\ v_{ds_2} = R_{s_2} i_{ds_2} + L_{s_2} \dot{i}_{ds_2} - \omega_s^* (L_{s_2} i_{qs_2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs_2} = R_{s_2} i_{qs_2} + L_{s_2} \dot{i}_{qs_2} - \omega_s^* (L_{s_2} i_{ds_2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (3.11)$$

Où : $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$; $\omega_{gl}^* = \omega_s^* - \omega_r$; $i = \frac{d}{dt} l$.

En introduisant l'équation (3.7) dans l'équation (3.5), on obtient l'expression suivante :

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} \frac{l_{qs_1} + l_{qs_2}}{\varphi_r^*} \quad (3.12)$$

En substituant les équations (3.1) et (3.2) dans l'expression du couple électromagnétique (2.35), on arrive à la formule suivante :

$$C_{em}^* = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(l_{qs_1} + l_{qs_2}) \varphi_r^*] \quad (3.13)$$

Le réarrangement d'équation (3.13) permet d'obtenir :

$$l_{qs_1} + l_{qs_2} = \frac{L_m + L_r}{P L_m} \frac{C_{em}^*}{\varphi_r^*} \quad (3.14)$$

Le flux rotorique est régulé par un bloc de défluxage, où en général le flux est maintenu constant à sa valeur nominale pour un fonctionnement à des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine, en cas de fonctionnement à des vitesses supérieures à la vitesse nominale absolue, le flux diminue pour limiter la tension de la machine. Le flux de référence est défini comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_r^* = \varphi_n & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \varphi_r^* = \frac{\varphi_n \Omega_n}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (3.15)$$

Le procédé de défluxage est particulièrement utilisé dans les applications d'entraînement des machines électriques qui nécessitent un couple élevé pendant la phase de démarrage et un couple plus faible (qui ne sert qu'à compenser les frottements) pendant la marche nominale [MEH 10].

Alors, le défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine en sous-vitesse ($|\Omega| \leq \Omega_n$) et en sur-vitesse ($|\Omega| > \Omega_n$). Le bloc de défluxage est schématisé par la figure 3.1.

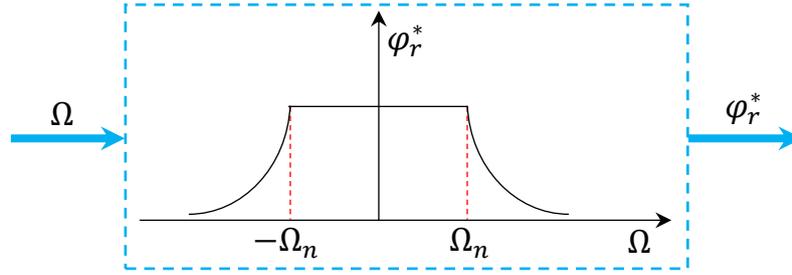


Figure 3.1 Bloc de défluxage

En se référant à l'expression de la tension rotorique v_{dr} dans le système d'équations (2.29) et à l'expression du flux rotorique φ_{dr} dans le système d'équations (2.30), on arrive à l'équation (3.16) :

$$\frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (\iota_{ds1} + \iota_{ds2}) + \dot{\varphi}_r = 0 \quad (3.16)$$

À partir des équations (2.16) et (3.13), on obtient l'expression suivante :

$$J\dot{\Omega} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} (\iota_{qs1} + \iota_{qs2}) \varphi_r^* - C_r - K_f \Omega \quad (3.17)$$

3.3 Commande à structure variable

Dans les systèmes à structure variable (Variable Structure System, VSS), le principe de conception de l'algorithme de commande est d'imposer au système d'avoir un mouvement de glissement sur une variété prédéfinie dans l'espace d'état [UTK 93]. Étant donné que ces systèmes changent leurs structures au cours du processus de commande, ils sont nommés VSS. La propriété la plus importante de ces systèmes est leur robustesse et leur invariance. La robustesse et la propriété d'invariance représentent l'insensibilité aux perturbations externes, aux incertitudes des paramètres et aux erreurs de modélisation.

La commande par mode glissant est un type particulier de la commande à structure variable. Les systèmes VSC sont caractérisés par deux ou plusieurs lois de commande et une règle de décision. La règle de décision est appelée fonction de commutation. Son entrée est une mesure du comportement du système à l'instant courant, et sa sortie est la loi de commande qui devrait s'appliquer à cet instant. Le résultat est un système à structure variable, qui peut être compris comme une combinaison de sous-systèmes, où chacun a une loi de commande fixe et est valable dans une certaine région du comportement du système [MER 04].

Dans la commande par mode glissant, les systèmes VSC sont conçus pour piloter et contraindre l'état du système à rester dans un voisinage de la fonction de commutation appelée

surface de glissement. Cette approximation présente deux avantages principaux. Premièrement, un comportement dynamique spécifique du système en boucle fermée peut être obtenu avec le choix de la fonction de commutation. Deuxièmement, un tel comportement devient complètement insensible à un type particulier d'incertitude. Cette dernière propriété d'invariance fait de cette méthodologie un bon candidat pour la commande robuste [EDW 98].

Le but de la commande par mode glissant est de pousser les états du système vers la surface de glissement et de les forcer à rester dans cette variété. Lorsque les états du système atteignent la variété glissante, l'erreur dans les états converge vers zéro avec la dynamique de la variété de commutation vers les états du système considéré [UTK 93].

3.4 Conception de l'algorithme de commande par mode glissant

La commande par mode glissant est une stratégie de commande non linéaire qui consiste à forcer la trajectoire de l'état du système à atteindre une surface de glissement prédéfinie et donc à converger vers un mode permanent le long de cette surface de glissement. En effet, la conception de la SMC prend en compte deux problèmes principaux tels que la stabilité et l'amélioration des performances de manière systématique [SEL 22]. Ce problème peut être atteint en trois étapes complémentaires ordonnées qui sont définies comme suit :

- Choix des surfaces de glissement.
- Établissement des conditions d'existence et de convergence.
- Détermination de la loi de commande.

3.4.1 Choix des surfaces de glissement

La surface de glissement est la partie essentielle de la SMC car elle définit les trajectoires des états souhaités, ce qui affecte la stabilité et les performances dynamiques du système. Lors du choix de cette surface, le mouvement de glissement doit satisfaire aux spécifications de conception du contrôleur. Par conséquent, on considère un système décrit par l'équation d'espace d'état suivante [AMI 11] :

$$[\dot{x}] = [a][x] + [b][u] \quad (3.18)$$

Où : $[x] \in R^n$: le vecteur d'état ; $[u] \in R^m$: le vecteur d'entrée de commande, avec : $n > m$; $[a]$, $[b]$: les matrices des paramètres du système.

La première étape de la conception de la commande consiste à sélectionner le nombre de surfaces de glissement correspondant généralement aux dimensions du vecteur de commande u [AMI 12].

Pour un système à une entrée et une sortie d'ordre r et afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x^* , la surface de glissement est définie sous la forme générale suivante [HUA 06] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_p \right)^{r-1} e(x) \quad (3.19)$$

Avec : λ_p : un gain positif ; $e(x) = x^* - x$: l'écart de la variable à réguler ; r : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande.

La garantie de contrôlabilité nécessite inévitablement que la condition $\frac{\partial S}{\partial u} \neq 0$ soit satisfaite, $S(x)$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain et c'est l'objectif de la commande.

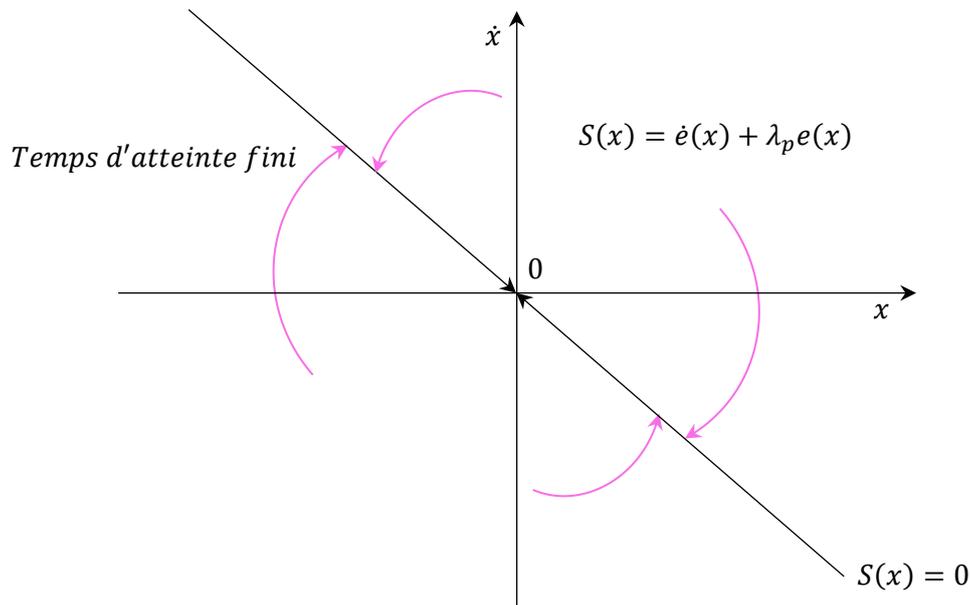


Figure 3.2 Exemple de surface de glissement

Pour un système de second ordre, la surface de glissement sera $S(x) = \dot{x} + \lambda_p e(x)$ et sa démonstration dans le plan de phase est présentée sur la figure 3.2, à partir de laquelle on montre que la SMC devrait forcer tous les états initiaux à atterrir sur la surface de glissement en un temps fini. Si l'erreur de poursuite et la dérivée de l'erreur de poursuite sont nulles, le système atteint les états demandés.

3.4.2 Condition d'existence et de convergence du régime glissant

Une fois la surface de glissement définie, le problème de la commande concernant la dynamique du système est transféré au maintien des états du système sur la surface de glissement. Le problème d'existence peut être considéré comme un problème de stabilité. En particulier, il est demandé que, compte tenu des conditions initiales, les trajectoires du système atteignent et restent sur la trajectoire de glissement et soient indépendantes de la perturbation.

Selon la deuxième méthode de Lyapunov, il est possible de prouver l'existence d'un mode glissant en considérant une fonction de Lyapunov définie positive, $V(x) > 0$, avec une première dérivée temporelle négative dans la région attractive. Dans le cas du système seule-entrée-seule-sortie (Single-Input-Single-Output, SISO), la fonction de Lyapunov peut être écrite comme :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (3.20)$$

La première dérivée temporelle de l'équation (3.20) est donnée par la formule suivante :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (3.21)$$

La décroissance de la fonction candidate de Lyapunov est principalement liée au fait de s'assurer que :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.22)$$

Le critère de stabilité de Lyapunov est utilisé pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires.

3.4.3 Détermination de la loi de commande

Après avoir terminé la sélection de la surface de glissement et l'établissement du critère de convergence, on procède directement à la détermination de la commande nécessaire pour amener les trajectoires d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode glissant [LAZ 19].

Une loi de commande utilisée pour forcer les états à revenir à l'origine à partir de toutes conditions initiales bien qu'il y ait des incertitudes a agi sur le système [HAS 21]. Ainsi, dans la SMC, l'expression des lois de commande glissantes est présentée dans l'équation (3.23). Les lois d'entrée de commande u se composent de deux parties principales, la commande

équivalente u_{eq} qui représente la composante de rétroaction de sortie statique linéaire, et la commande discrète u_n qui exprime la composante non linéaire et discontinue autour de la surface de glissement [EDW 01].

$$u = u_{eq} + u_n \quad (3.23)$$

u_{eq} : La commande équivalente a été proposée par Utkin [UTK 77], où elle est utilisée pour maintenir un mouvement de glissement idéal sur la surface de commutation [EDW 98]. Sous la commande équivalente, les états du système ne dériveraient pas hors de la surface de glissement à moins qu'il n'y ait une dynamique interne inconnue ou une perturbation externe. Cette commande représente la valeur moyenne que prendrait la commande u lors des commutations entre u_{max} et u_{min} . Elle est composée d'une dynamique lente (composante continue injectée) à laquelle s'ajoute une composante rapide en haute fréquence (partie discontinue). La commande équivalente est dérivée en considérant les états du système frappant la surface de glissement ($S(x) = 0$) avec sa dynamique ($\dot{S}(x) = 0$).

u_n : présente la commande discrète, qui est utilisée pour assurer la condition de convergence même en présence de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [SEL 22].

En tenant compte du système d'état présenté dans l'équation (3.18). Pour synthétiser l'expression analogique de la commande u , la démarche suivante est adoptée pour un système à une seule variable. Le même principe peut être étendu aux systèmes multivariés.

La formule de la dérivée de surface $S(x)$ est donnée par :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (3.24)$$

La substitution des équations (3.18) et (3.23) dans l'équation (3.24) donne :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} ([a][x] + [b]u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} [b]u_n \quad (3.25)$$

Considérant le régime permanent, et tant que la trajectoire de l'état du système est en mode glissant, la surface est nulle, donc sa dérivée et la partie discontinue sont également nulles. Ainsi, l'expression de la commande équivalente peut simplement être déduite :

$$u_{eq} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} [b] \right)^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} [a][x] \right) \quad (3.26)$$

La condition implicite dans l'équation (3.27) est imposée pour permettre à la commande équivalente de prendre une valeur finie :

$$\frac{\partial S}{\partial x}[b] \neq 0 \quad (3.27)$$

La nouvelle formule de la dérivée de la surface est obtenue en remplaçant la commande équivalente par son expression dans l'équation (3.25) pendant le mode de convergence.

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x}[b]u_n \quad (3.28)$$

La condition d'attractivité $S(x)\dot{S}(x) < 0$ selon sa nouvelle expression sera la suivante :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x}[b]u_n < 0 \quad (3.29)$$

Le problème se réduit à sélectionner u_n de signe opposé à celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x}[b]$. Pour que la trajectoire de l'état soit attirée vers la surface de commutation $S(x) = 0$, u_n peut être choisie par de nombreuses techniques [BEN 09], mais la forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign*, dont sa représentation graphique est illustrée par la figure 3.3.

$$u_n = K_x \text{sign}(S(x)) \quad (3.30)$$

Le signe de K_x doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x}[b]$.

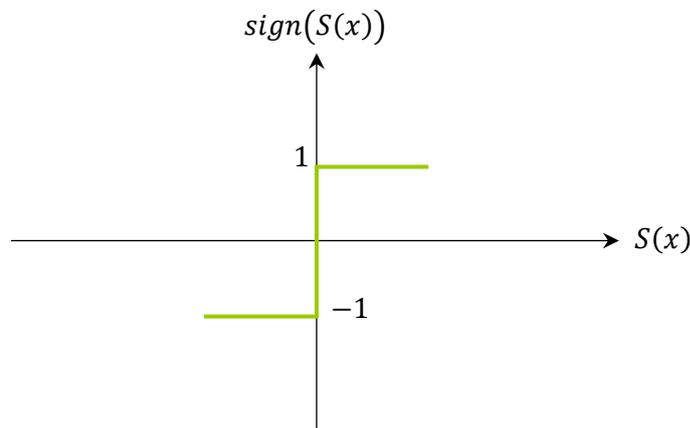


Figure 3.3 Fonction *sign*

Le caractère discontinu de la commande utilisant la fonction *sign* engendre un comportement dynamique particulier autour d'une couche limite de la surface de glissement qui est communément appelé chattering comme le montre la figure 3.4. Cette oscillation au voisinage de la surface est due à l'imperfection des éléments de commutation ou des limites technologiques et physiques, telle que les retards au niveau des commutations, qui peuvent

exciter les dynamiques négligées (non modélisées) en haute fréquence. Le chattering peut dégrader les performances du système et même conduire à l'instabilité [BEN 09].

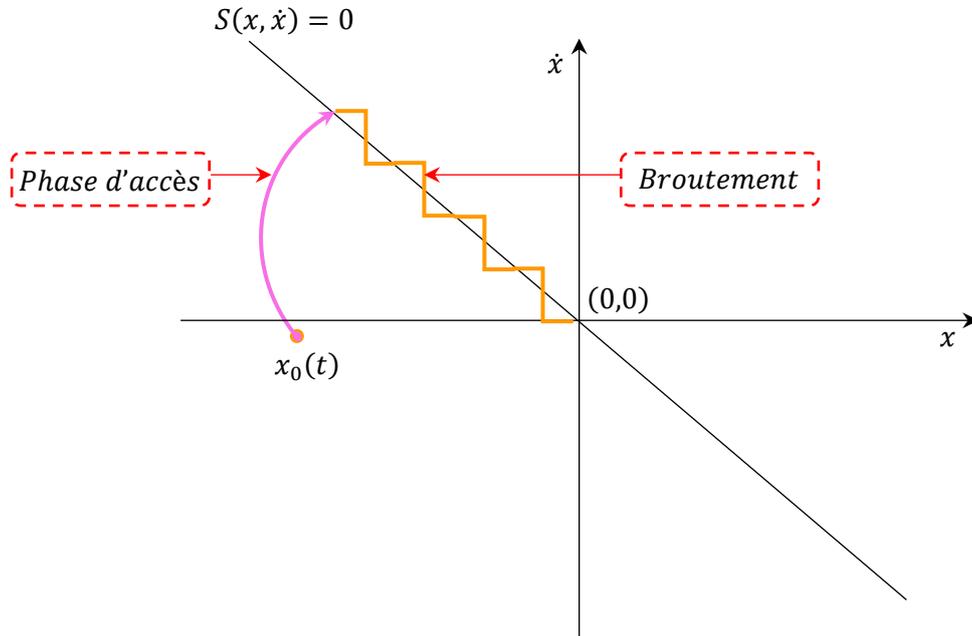


Figure 3.4 Phénomène de chattering

3.4.4 Solution de couche limite pour réduire le chattering

Cette technique remplace la loi de commande discontinue par une approximation continue telle que la dynamique non modélisée n'est pas excitée [SLO 84]. Le chattering peut être réduit si l'approximation diminue le gain de commande ξ à l'intérieur d'une couche limite définie autour de la variété $B(\xi) = x$, tel que : $|S(x)| < \xi$, avec : $B \in R^n$ et ξ est un gain positif [BRA 08], la fonction de commande discontinue est approchée par une fonction linéaire lisse ou par morceaux. À titre d'exemple de cette solution, les deux fonctions suivantes sont proposées :

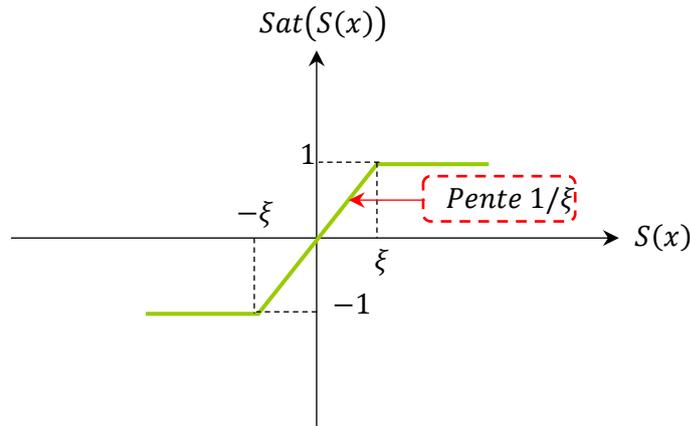
3.4.4.1 Fonction de saturation

La fonction *Sat* est illustrée à la figure 3.5, elle est formulée selon l'expression suivante :

$$\begin{cases} \text{sat}(S(x)) = 1 & \text{si } S(x) > \xi \\ \text{sat}(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < -\xi \\ \text{sat}(S(x)) = \frac{S(x)}{\xi} & \text{si } |S(x)| \leq \xi \end{cases} \quad (3.31)$$

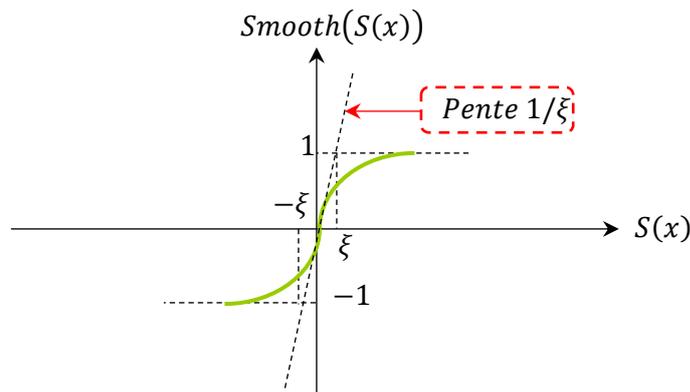
La commande douce suivante est obtenue :

$$u_n = \begin{cases} K_x \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \xi \\ \frac{K_x}{\xi} \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| \leq \xi \end{cases} \quad (3.32)$$

Figure 3.5 Fonction de saturation ($\xi > 0$ et petit)

3.4.4.2 Fonction de classe C^1

Un exemple de fonction de classe C^1 est donné par la figure 3.6.

Figure 3.6 Fonction de classe C^1 ($\xi > 0$ et petit)

L'expression décrivant la fonction de classe C^1 est indiquée dans l'équation ci-dessous :

$$\text{smooth}(S(x)) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (3.33)$$

De l'équation (3.33), on trouve la commande douce suivante :

$$u_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (3.34)$$

Avec la solution basée sur l'approche de couche limite, la variété glissante est suivie avec une imprécision garantie ξ . Si la largeur ξ de la couche limite est choisie grande, le gain linéaire dans le voisinage ξ de la variété glissante devient plus petit et la robustesse est réduite. Afin de rejeter les perturbations inconnues, des gains suffisamment élevés sont nécessaires. Si ξ est trop petit, le chattering n'est pas complètement éliminé. La dynamique haute fréquence

généralement négligée doit être prise en compte lors de la conception de l'approximation afin d'éviter l'instabilité à l'intérieur de la couche limite.

Cette solution, bien qu'elle permette de réduire le phénomène de chattering, reste cependant limitée en ce qui concerne la robustesse. Pour un système de commande plus performant, une autre solution basée sur la commande par mode glissant de second ordre sera proposée dans le prochain chapitre de cette thèse.

3.5 Applications de la commande par mode glissant à la MASDE

Le modèle obtenu après le découplage par la commande vectorielle est utilisé pour dériver le système d'équations d'états adopté dans la synthèse des lois de commande.

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds_1} = \frac{1}{L_{s_1}} \left(v_{ds_1} - R_{s_1} i_{ds_1} + \omega_s^* (L_{s_1} i_{qs_1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \right) \\ \dot{i}_{qs_1} = \frac{1}{L_{s_1}} \left(v_{qs_1} - R_{s_1} i_{qs_1} - \omega_s^* (L_{s_1} i_{ds_1} + \varphi_r^*) \right) \\ \dot{i}_{ds_2} = \frac{1}{L_{s_2}} \left(v_{ds_2} - R_{s_2} i_{ds_2} + \omega_s^* (L_{s_2} i_{qs_2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \right) \\ \dot{i}_{qs_2} = \frac{1}{L_{s_2}} \left(v_{qs_2} - R_{s_2} i_{qs_2} - \omega_s^* (L_{s_2} i_{ds_2} + \varphi_r^*) \right) \\ \dot{\varphi}_r = -\frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{ds_1} + i_{ds_2}) \\ \dot{\Omega} = \frac{1}{J} \left(P \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs_1} + i_{qs_2}) \varphi_r^* - C_r - K_f \Omega \right) \end{cases} \quad (3.35)$$

3.5.1 Détermination des différentes surfaces de régulation

Le schéma de commande proposé est une structure en cascade de la vitesse, du flux rotorique et du courants statorique, qui nécessite la sélection de six surfaces de glissement. Les boucles internes permettent la commande des composantes des courants statoriques i_{ds_1} , i_{qs_1} , i_{ds_2} et i_{qs_2} tandis que les boucles externes assurent la régulation de la vitesse ω_r et du flux φ_r .

3.5.1.1 Surface de régulation de la vitesse de rotation

Le dimensionnement du contrôleur se fait en utilisant la relation mécanique du modèle donné par le système d'équations (3.35), dont le couple électromagnétique a une relation de premier ordre avec la vitesse. Le degré relatif r sera choisi unitaire et le couple de charge T_L sera supposé comme une perturbation extérieure inconnue et limitée. La surface de régulation de la vitesse est donnée par :

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (3.36)$$

Puisque : $\Omega = \frac{\omega_r}{p}$, on obtient :

$$\dot{\omega}_r = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} (\iota_{qs_1} + \iota_{qs_2}) \varphi_r^* - \frac{K_f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \quad (3.37)$$

La dérivée de la surface $S(\omega_r)$ est donnée par l'expression suivante :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \quad (3.38)$$

En entrant l'équation (3.37) dans (3.38), en considérant que $\iota_{qs} = \iota_{qs}^* = \iota_{qseq} + \iota_{qsn}$, la formule ci-dessous est atteinte :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \iota_{qs} \varphi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (3.39)$$

Dans l'équation (3.39), le courant ι_{qs} est remplacé par le courant de commande $\iota_{qs}^* = \iota_{qseq} + \iota_{qsn}$, ce qui a permis de donner l'expression suivante :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r^* \iota_{qseq} - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r^* \iota_{qsn} + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (3.40)$$

Considérant le régime permanent et pendant le mode glissant, les expressions des surfaces et de leurs dérivées sont nulles, ce qui signifie que le courant ι_{qsn} est également nul, donc à partir de l'équation (3.40), la formule de la commande équivalente peut être tirée :

$$\iota_{qseq} = \frac{J}{P^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \varphi_r^*} \left(\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right) \quad (3.41)$$

Le mode de convergence nécessite de vérifier la condition $S(\omega_r) \dot{S}(\omega_r) < 0$. En remplaçant (3.41) dans (3.40), on arrive à l'expression :

$$\dot{S}(\omega_r) = - \frac{P^2}{J} \frac{L_m \varphi_r^*}{L_m + L_r} \iota_{qsn} \quad (3.42)$$

On prend la commande douce suivante :

$$\iota_{qsn} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi_{\omega_r}} \quad (3.43)$$

Où K_{ω_r} , ξ_{ω_r} sont des constantes positives.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition $S(\omega_r) \dot{S}(\omega_r) < 0$. Le choix de ce gain est très influent, car, s'il est très petit, le temps de réponse sera très long et donc réduira la robustesse du système, et s'il est choisi très grand, nous aurons élargi l'effet de chattering dans l'unité de commande [SEL 22].

Finalement, le système d'équations suivant est obtenu :

$$\dot{S}(\omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} \iota_{qseq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \phi_r^*} \left(\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right) \\ \iota_{qsn} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi_{\omega_r}} \end{cases} \quad (3.44)$$

3.5.1.2 Surface de régulation du flux rotorique

La surface du flux rotorique est considérée comme ayant la même forme que la surface de la vitesse :

$$S(\varphi_r) = \varphi_r^* - \varphi_r \quad (3.45)$$

Sa dérivée s'obtient comme suit :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* - \dot{\varphi}_r \quad (3.46)$$

En substituant l'expression de $\dot{\varphi}_r$ donnée par le système d'état (3.35) dans l'équation (3.46), la dérivée de la surface de flux du rotorique peut être réécrite comme suit :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (\iota_{ds_1} + \iota_{ds_2}) \quad (3.47)$$

Les expressions suivantes sont considérées :

$$\begin{cases} \iota_{ds_1} + \iota_{ds_2} = \iota_{ds} \\ \iota_{ds} = \iota_{ds}^* = \iota_{dseq} + \iota_{dsn} \end{cases} \quad (3.48)$$

Par conséquent, l'équation (3.47) peut être réexprimée selon la formule suivante :

$$\dot{S}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} \iota_{dseq} - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} \iota_{dsn} \quad (3.49)$$

En appliquant la théorie des modes glissants, on obtient la relation :

$$\iota_{dseq} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left(\dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r \right) \quad (3.50)$$

La satisfaction de la condition $S(\varphi_r)\dot{S}(\varphi_r) < 0$ pendant le mode de convergence plus la substitution de l'équation (3.50) dans l'équation (3.49) permet d'accéder à l'expression ci-dessous :

$$\dot{S}(\varphi_r) = -\frac{R_r L_m}{L_m + L_r} \iota_{dsn} \quad (3.51)$$

On considère la commande non linéaire suivante :

$$\iota_{dsn} = K_{\varphi_r} \frac{S(\varphi_r)}{|S(\varphi_r)| + \xi_{\varphi_r}} \quad (3.52)$$

La commande équivalente et la commande discrète sont respectivement résumées sous la forme d'un système de deux équations comme suit :

$$\dot{S}(\varphi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{dseq} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left(\dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r \right) \\ i_{dsn} = K_{\varphi_r} \frac{S(\varphi_r)}{|S(\varphi_r)| + \xi_{\varphi_r}} \end{cases} \quad (3.53)$$

3.5.1.3 Surfaces de régulation des courants statoriques

On prend les surfaces selon le système ci-dessous pour les quatre composantes du courant statorique :

$$\begin{cases} S(i_{ds1}) = i_{ds1}^* - i_{ds1} \\ S(i_{qs1}) = i_{qs1}^* - i_{qs1} \\ S(i_{ds2}) = i_{ds2}^* - i_{ds2} \\ S(i_{qs2}) = i_{qs2}^* - i_{qs2} \end{cases} \quad (3.54)$$

Leurs dérivées peuvent être représentées comme suit, respectivement :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{ds1}) = i_{ds1}^* - i_{ds1} \\ \dot{S}(i_{qs1}) = i_{qs1}^* - i_{qs1} \\ \dot{S}(i_{ds2}) = i_{ds2}^* - i_{ds2} \\ \dot{S}(i_{qs2}) = i_{qs2}^* - i_{qs2} \end{cases} \quad (3.55)$$

En substituant les expressions des dérivées des courants statoriques i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} et i_{qs2} qui ont été présentées dans le système d'état donné par (3.35), les dérivées des surfaces peuvent être réexprimés comme suit :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{ds1}) = i_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}} \left(-R_{s1} i_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{ds1} \right) \\ \dot{S}(i_{qs1}) = i_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}} \left(-R_{s1} i_{qs1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*) + v_{qs1} \right) \\ \dot{S}(i_{ds2}) = i_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s2}} \left(-R_{s2} i_{ds2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + v_{ds2} \right) \\ \dot{S}(i_{qs2}) = i_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s2}} \left(-R_{s2} i_{qs2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*) + v_{qs2} \right) \end{cases} \quad (3.56)$$

En supposant que :

$$\begin{cases} v_{ds1} = v_{ds1}^* = v_{ds1eq} + v_{ds1n} \\ v_{qs1} = v_{qs1}^* = v_{qs1eq} + v_{qs1n} \\ v_{ds2} = v_{ds2}^* = v_{ds2eq} + v_{ds2n} \\ v_{qs2} = v_{qs2}^* = v_{qs2eq} + v_{qs2n} \end{cases} \quad (3.57)$$

En substituant les tensions de commande données par le système (3.57) dans les équations du système (3.56) respectivement, les dérivées des surfaces peuvent être réécrites comme suit :

$$\begin{cases} \dot{S}(l_{ds_1}) = i_{ds_1}^* - \frac{1}{L_{s_1}}(-R_{s_1}l_{ds_1} + \omega_s^*(L_{s_1}l_{qs_1} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) + v_{ds_1eq} + v_{ds_1n}) \\ \dot{S}(l_{qs_1}) = i_{qs_1}^* - \frac{1}{L_{s_1}}(-R_{s_1}l_{qs_1} - \omega_s^*(L_{s_1}l_{ds_1} + \varphi_r^*) + v_{qs_1eq} + v_{qs_1n}) \\ \dot{S}(l_{ds_2}) = i_{ds_2}^* - \frac{1}{L_{s_2}}(-R_{s_2}l_{ds_2} + \omega_s^*(L_{s_2}l_{qs_2} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) + v_{ds_2eq} + v_{ds_2n}) \\ \dot{S}(l_{qs_2}) = i_{qs_2}^* - \frac{1}{L_{s_2}}(-R_{s_2}l_{qs_2} - \omega_s^*(L_{s_2}l_{ds_2} + \varphi_r^*) + v_{qs_2eq} + v_{qs_2n}) \end{cases} \quad (3.58)$$

En appliquant la théorie des modes glissants en régime permanent, on obtient $S(l_{ds_1}) = 0$, $S(l_{qs_1}) = 0$, $S(l_{ds_2}) = 0$, et $S(l_{qs_2}) = 0$, ce qui donne $\dot{S}(l_{ds_1}) = 0$ et $v_{ds_1n} = 0$, $\dot{S}(l_{qs_1}) = 0$ et $v_{qs_1n} = 0$, $\dot{S}(l_{ds_2}) = 0$ et $v_{ds_2n} = 0$, $\dot{S}(l_{qs_2}) = 0$ et $v_{qs_2n} = 0$. Donc, du système d'équations (3.58), les expressions des commandes équivalentes présentées dans le système ci-dessous sont extraites, successivement.

$$\begin{cases} v_{ds_1eq} = L_{s_1}i_{ds_1}^* + R_{s_1}l_{ds_1} - \omega_s^*(L_{s_1}l_{qs_1} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) \\ v_{qs_1eq} = L_{s_1}i_{qs_1}^* + R_{s_1}l_{qs_1} + \omega_s^*(L_{s_1}l_{ds_1} + \varphi_r^*) \\ v_{ds_2eq} = L_{s_2}i_{ds_2}^* + R_{s_2}l_{ds_2} - \omega_s^*(L_{s_2}l_{qs_2} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) \\ v_{qs_2eq} = L_{s_2}i_{qs_2}^* + R_{s_2}l_{qs_2} + \omega_s^*(L_{s_2}l_{ds_2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (3.59)$$

L'accomplissement des conditions $S(l_{ds_1})\dot{S}(l_{ds_1}) < 0$, $S(l_{qs_1})\dot{S}(l_{qs_1}) < 0$, $S(l_{ds_2})\dot{S}(l_{ds_2}) < 0$ et $S(l_{qs_2})\dot{S}(l_{qs_2}) < 0$ pendant le mode de convergence, suivi de la substitution du système d'équations (3.59) dans le système d'équations (3.58), conduit à obtenir les formules suivantes :

$$\begin{cases} \dot{S}(l_{ds_1}) = -\frac{1}{L_{s_1}}v_{ds_1n} \\ \dot{S}(l_{qs_1}) = -\frac{1}{L_{s_1}}v_{qs_1n} \\ \dot{S}(l_{ds_2}) = -\frac{1}{L_{s_2}}v_{ds_2n} \\ \dot{S}(l_{qs_2}) = -\frac{1}{L_{s_2}}v_{qs_2n} \end{cases} \quad (3.60)$$

On considère respectivement les commandes douces :

$$\begin{cases} v_{ds_1n} = K_{l_{ds_1}} \frac{S(l_{ds_1})}{|S(l_{ds_1})| + \xi_{l_{ds_1}}} \\ v_{qs_1n} = K_{l_{qs_1}} \frac{S(l_{qs_1})}{|S(l_{qs_1})| + \xi_{l_{qs_1}}} \\ v_{ds_2n} = K_{l_{ds_2}} \frac{S(l_{ds_2})}{|S(l_{ds_2})| + \xi_{l_{ds_2}}} \\ v_{qs_2n} = K_{l_{qs_2}} \frac{S(l_{qs_2})}{|S(l_{qs_2})| + \xi_{l_{qs_2}}} \end{cases} \quad (3.61)$$

Le système ci-dessous donne une collection de deux ensembles d'équations, qui représentent les tensions de commande de découplage (les commandes équivalentes, qui sont exprimées par les premières équations pour chaque sous-système du système (3.62)) et les tensions de commande de commutation (les commandes discrètes, qui sont exprimées par les deuxièmes équations pour chaque sous-système du système (3.62)).

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}(l_{ds1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{ds1eq} = L_{s1} i_{ds1}^* + R_{s1} l_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} l_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{ds1n} = K_{l_{ds1}} \frac{s(l_{ds1})}{|s(l_{ds1})| + \xi_{l_{ds1}}} \end{cases} \\ \dot{S}(l_{qs1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{qs1eq} = L_{s1} i_{qs1}^* + R_{s1} l_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} l_{ds1} + \varphi_r^*) \\ v_{qs1n} = K_{l_{qs1}} \frac{s(l_{qs1})}{|s(l_{qs1})| + \xi_{l_{qs1}}} \end{cases} \\ \dot{S}(l_{ds2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{ds2eq} = L_{s2} i_{ds2}^* + R_{s2} l_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} l_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{ds2n} = K_{l_{ds2}} \frac{s(l_{ds2})}{|s(l_{ds2})| + \xi_{l_{ds2}}} \end{cases} \\ \dot{S}(l_{qs2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{qs2eq} = L_{s2} i_{qs2}^* + R_{s2} l_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} l_{ds2} + \varphi_r^*) \\ v_{qs2n} = K_{l_{qs2}} \frac{s(l_{qs2})}{|s(l_{qs2})| + \xi_{l_{qs2}}} \end{cases} \end{array} \right. \quad (3.62)$$

Enfin, les lois de commande par mode glissant pour le contrôle de la vitesse ω_r , du flux φ_r et des composantes des courants statoriques l_{ds1} , l_{qs1} , l_{ds2} , l_{qs2} de la MASDE sont respectivement assemblées en un seul système d'équations donné comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}(\omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} l_{qseq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \varphi_r^*} \left(\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right) \\ l_{qsn} = K_{\omega_r} \frac{s(\omega_r)}{|s(\omega_r)| + \xi_{\omega_r}} \end{cases} \\ \dot{S}(\varphi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} l_{dseq} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left(\dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r \right) \\ l_{dsn} = K_{\varphi_r} \frac{s(\varphi_r)}{|s(\varphi_r)| + \xi_{\varphi_r}} \end{cases} \\ \dot{S}(l_{ds1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{ds1eq} = L_{s1} i_{ds1}^* + R_{s1} l_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} l_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{ds1n} = K_{l_{ds1}} \frac{s(l_{ds1})}{|s(l_{ds1})| + \xi_{l_{ds1}}} \end{cases} \\ \dot{S}(l_{qs1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{qs1eq} = L_{s1} i_{qs1}^* + R_{s1} l_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} l_{ds1} + \varphi_r^*) \\ v_{qs1n} = K_{l_{qs1}} \frac{s(l_{qs1})}{|s(l_{qs1})| + \xi_{l_{qs1}}} \end{cases} \\ \dot{S}(l_{ds2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{ds2eq} = L_{s2} i_{ds2}^* + R_{s2} l_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} l_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{ds2n} = K_{l_{ds2}} \frac{s(l_{ds2})}{|s(l_{ds2})| + \xi_{l_{ds2}}} \end{cases} \\ \dot{S}(l_{qs2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{qs2eq} = L_{s2} i_{qs2}^* + R_{s2} l_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} l_{ds2} + \varphi_r^*) \\ v_{qs2n} = K_{l_{qs2}} \frac{s(l_{qs2})}{|s(l_{qs2})| + \xi_{l_{qs2}}} \end{cases} \end{array} \right. \quad (3.63)$$

La figure 3.7 donne le schéma général de la structure de commande par mode glissant de la MASDE alimentée par différentes structures du convertisseur matriciel triphasé, où cette machine est initialement alimentée par deux convertisseurs matriciels directs, puis l'alimentation est basée sur deux convertisseurs matriciels indirects et enfin le processus d'alimentation est assuré par deux convertisseurs matriciels indirects à trois niveaux. La MASDE est commandée en vitesse de rotation, flux rotorique et courants statoriques dans un plan de commande non linéaire. Cette technique de contrôle est combinée avec la SVM dans le but d'obtenir des performances élevées.

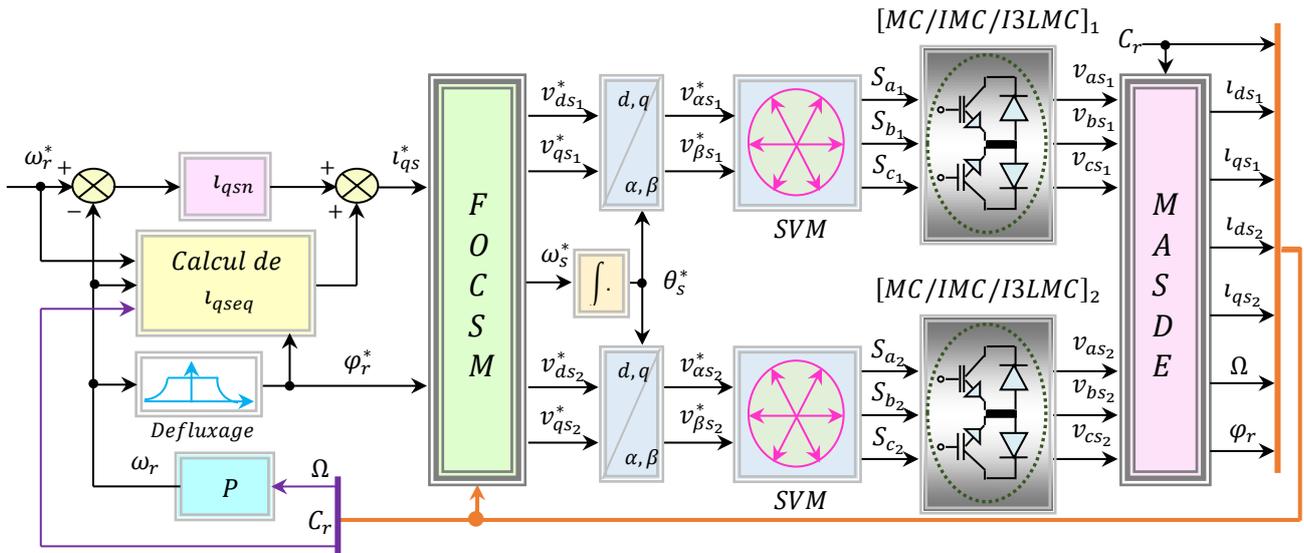


Figure 3.7 Schéma générale de la SMC appliquée à la MASDE

3.6 Applications de la commande par mode glissant à la DOEWIM

Les étapes impliquées pour forcer les dynamiques de la MASDE (vitesse rotorique, flux rotorique et courants statoriques) à commuter autour des fonctions désirées et de maintenir le glissement sur elles jusqu'au point d'équilibre sont les mêmes que celles appliquées à la DOEWIM afin d'atteindre les cibles souhaitées. La synthèse des lois de commande par mode glissant appliquées à la DOEWIM se fait sur la base du modèle d'état présenté selon le système d'équations ci-dessous :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds_1} = \frac{1}{L_{s_1}} \left(V_{ds_1} - R_{s_1} i_{ds_1} + \omega_s^* (L_{s_1} i_{qs_1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \right) \\ i_{qs_1} = \frac{1}{L_{s_1}} \left(V_{qs_1} - R_{s_1} i_{qs_1} - \omega_s^* (L_{s_1} i_{ds_1} + \varphi_r^*) \right) \\ i_{ds_2} = \frac{1}{L_{s_2}} \left(V_{ds_2} - R_{s_2} i_{ds_2} + \omega_s^* (L_{s_2} i_{qs_2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \right) \\ i_{qs_2} = \frac{1}{L_{s_2}} \left(V_{qs_2} - R_{s_2} i_{qs_2} - \omega_s^* (L_{s_2} i_{ds_2} + \varphi_r^*) \right) \\ \dot{\varphi}_r = -\frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{ds_1} + i_{ds_2}) \\ \dot{\Omega} = \frac{1}{J} \left(P \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs_1} + i_{qs_2}) \varphi_r^* - C_r - K_f \Omega \right) \end{array} \right. \quad (3.64)$$

Comme la détermination des surfaces de régulation de la vitesse et du flux de MASDE n'est pas directement liée aux tensions de phase, ces surfaces sont complètement identiques à celles de DOEWIM (mêmes commandes équivalentes et discrètes).

Le fait d'avoir une relation directe avec les tensions de phase dans la détermination des surfaces des courants statoriques oblige à prendre en compte les modifications apportées à ces tensions par la nouvelle topologie dans la détermination des surfaces des composantes des courants statoriques de la DOEWIM. Avec les mêmes étapes que pour la MASDE, les commandes équivalentes et discrètes sont données pour la DOEWIM comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}(i_{ds_1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{ds_1eq} = L_{s_1} i_{ds_1}^* + R_{s_1} i_{ds_1} - \omega_s^* (L_{s_1} i_{qs_1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{ds_1n} = K_{i_{ds_1}} \frac{s(i_{ds_1})}{|s(i_{ds_1})| + \xi_{i_{ds_1}}} \end{cases} \\ \dot{S}(i_{qs_1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qs_1eq} = L_{s_1} i_{qs_1}^* + R_{s_1} i_{qs_1} + \omega_s^* (L_{s_1} i_{ds_1} + \varphi_r^*) \\ V_{qs_1n} = K_{i_{qs_1}} \frac{s(i_{qs_1})}{|s(i_{qs_1})| + \xi_{i_{qs_1}}} \end{cases} \\ \dot{S}(i_{ds_2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{ds_2eq} = L_{s_2} i_{ds_2}^* + R_{s_2} i_{ds_2} - \omega_s^* (L_{s_2} i_{qs_2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{ds_2n} = K_{i_{ds_2}} \frac{s(i_{ds_2})}{|s(i_{ds_2})| + \xi_{i_{ds_2}}} \end{cases} \\ \dot{S}(i_{qs_2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qs_2eq} = L_{s_2} i_{qs_2}^* + R_{s_2} i_{qs_2} + \omega_s^* (L_{s_2} i_{ds_2} + \varphi_r^*) \\ V_{qs_2n} = K_{i_{qs_2}} \frac{s(i_{qs_2})}{|s(i_{qs_2})| + \xi_{i_{qs_2}}} \end{cases} \end{array} \right. \quad (3.65)$$

Le système d'équations qui combine les expressions de toutes les commandes équivalentes et discrètes requises par l'application de la commande par mode glissant à la DOEWIM afin d'assurer respectivement la régulation de la vitesse et du flux ainsi que les composantes des courants statoriques est représenté selon la formule ci-dessous :

$$\begin{cases}
 \dot{S}(\omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases}
 l_{qseq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \varphi_r^*} \left(\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right) \\
 l_{qsn} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi_{\omega_r}}
 \end{cases} \\
 \dot{S}(\varphi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases}
 l_{dseq} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left(\dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r \right) \\
 l_{dsn} = K_{\varphi_r} \frac{S(\varphi_r)}{|S(\varphi_r)| + \xi_{\varphi_r}}
 \end{cases} \\
 \dot{S}(l_{ds1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases}
 V_{ds1eq} = L_{s1} i_{ds1}^* + R_{s1} l_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} l_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 V_{ds1n} = K_{l_{ds1}} \frac{S(l_{ds1})}{|S(l_{ds1})| + \xi_{l_{ds1}}}
 \end{cases} \\
 \dot{S}(l_{qs1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases}
 V_{qs1eq} = L_{s1} i_{qs1}^* + R_{s1} l_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} l_{ds1} + \varphi_r^*) \\
 V_{qs1n} = K_{l_{qs1}} \frac{S(l_{qs1})}{|S(l_{qs1})| + \xi_{l_{qs1}}}
 \end{cases} \\
 \dot{S}(l_{ds2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases}
 V_{ds2eq} = L_{s2} i_{ds2}^* + R_{s2} l_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} l_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 V_{ds2n} = K_{l_{ds2}} \frac{S(l_{ds2})}{|S(l_{ds2})| + \xi_{l_{ds2}}}
 \end{cases} \\
 \dot{S}(l_{qs2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases}
 V_{qs2eq} = L_{s2} i_{qs2}^* + R_{s2} l_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} l_{ds2} + \varphi_r^*) \\
 V_{qs2n} = K_{l_{qs2}} \frac{S(l_{qs2})}{|S(l_{qs2})| + \xi_{l_{qs2}}}
 \end{cases}
 \end{cases} \quad (3.66)$$

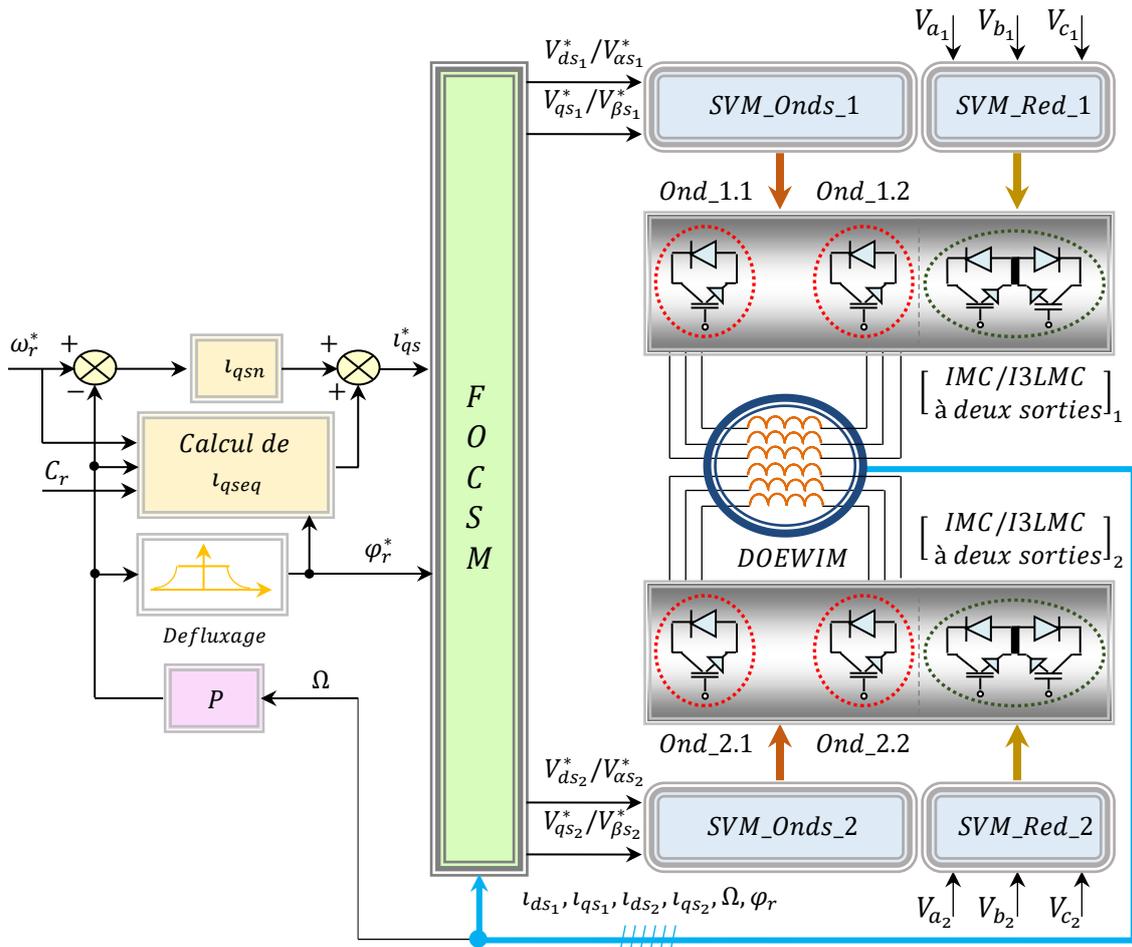


Figure 3.8 Schéma générale de la SMC appliquée à la DOEWIM

La figure 3.8 montre la structure de la même technique de commande associée à la SVM et qui a été montrée sur la figure 3.7, mais cette fois l'approche de contrôle proposée est appliquée à la DOEWIM pour assurer la commande des mêmes variables que dans le cas précédent. Cette figure montre bien que l'alimentation de la DOEWIM se fait selon deux étapes, la première utilisant deux convertisseurs matriciels indirects à double sortie à deux niveaux, et la seconde utilisant deux convertisseurs matriciels indirects à double sortie à trois niveaux. En fait, chaque sortie du convertisseur matriciel est connectée à une borne d'enroulement statorique, qui dans notre cas est de quatre bornes d'enroulements statoriques.

3.7 Résultats de simulation et interprétations

Dans ce chapitre, de nombreuses simulations ont été menées afin d'aboutir à deux types de comparaisons :

- La première comparaison est faite entre différentes techniques de modulation des structures de convertisseur matriciel utilisées pour alimenter la MASDE sous l'approche de commande non linéaire par mode glissant.
- La deuxième comparaison s'adresse principalement à la MASDE avec sa topologie traditionnelle et celui basé sur des enroulements statoriques ouverts sous la commande par mode glissant de premier ordre, la structure indirecte des convertisseurs matriciels à deux et trois niveaux est utilisée dans le processus d'alimentation de cette machine avec ses deux topologies.

3.7.1 Comparaison des résultats de simulation de différentes modulations vectorielles des structures de convertisseur matriciel adoptées

L'approche de commande non linéaire par mode glissant de premier ordre est simulée sous l'environnement Matlab/Simulink. Une étude comparative entre différentes techniques de modulation vectorielle des convertisseurs matriciels utilisés dans le processus d'alimentation de la machine commandée est présentée comme un objectif principal de cette section. La simulation est effectuée pour une machine asynchrone double étoile (MASDE) dont les caractéristiques sont données dans le tableau A.1 de l'annexe A.

Afin de parvenir à une comparaison illustrative entre les différentes méthodes de modulation adoptées dans cette partie, des tests de simulation sont effectués dans les mêmes conditions de fonctionnement.

Des simulations sont fournies pour évaluer les performances dynamiques de chaque technique de modulation vectorielle dans différentes conditions de fonctionnement, telles que le démarrage à vide, l'application de charges variables et l'inversion du sens de rotation. Initialement, la machine tourne à vide avant d'appliquer deux charges différentes de $7 N.m$ et $14 N.m$ à $t = 1 s$ et $t = 1.4 s$, respectivement, puis à $t = 1.8 s$ la charge s'annule complètement, suivies d'une inversion du sens de rotation à $t = 2 s$. La vitesse de référence se compose principalement de deux parties, la première représentant le sens direct avec une vitesse nominale de $314 rad/s$, tandis que la seconde exprimant le sens inverse avec la même valeur précédente.

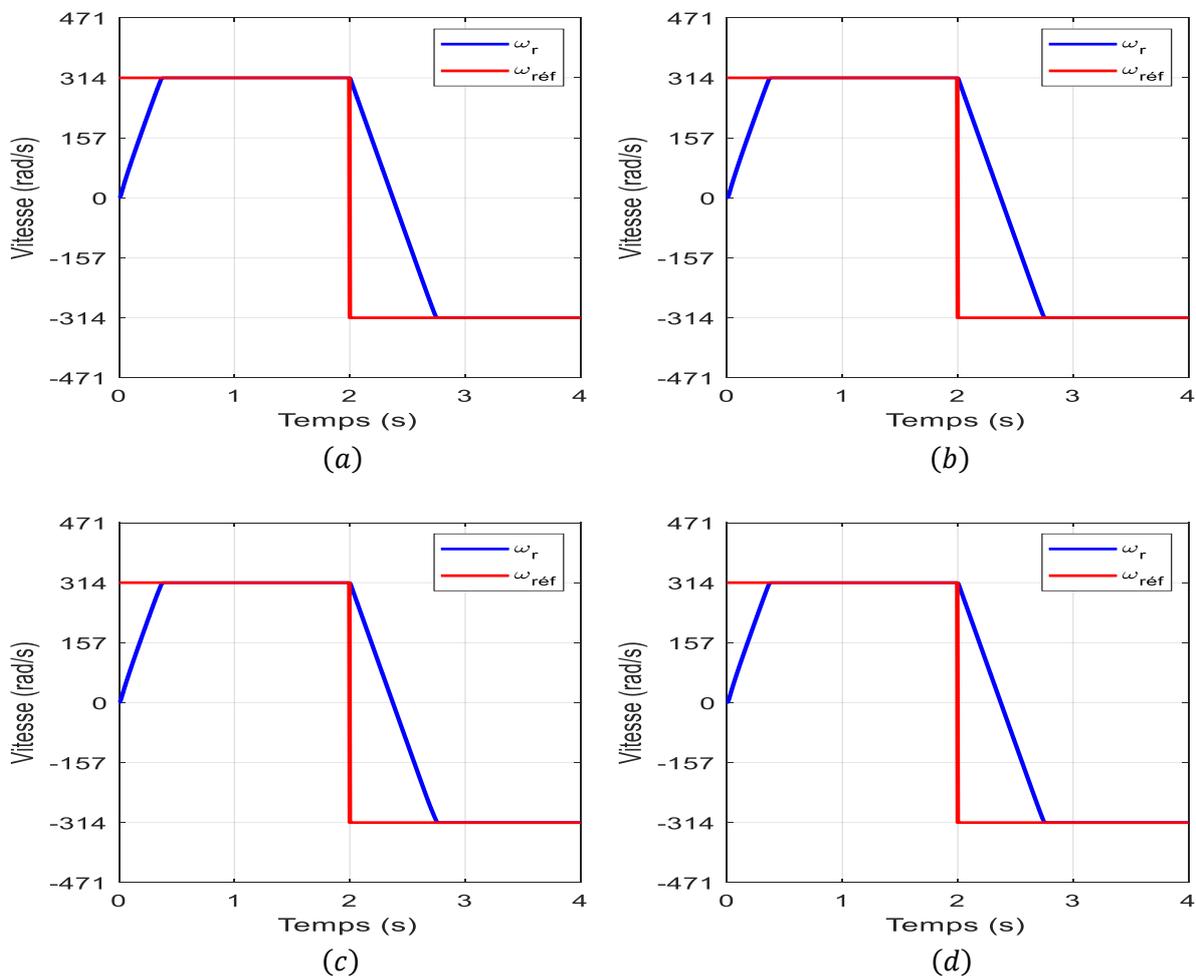


Figure 3.9 Vitesse rotorique de la MASDE, (a) avec la SVM-MC, (b) avec la ISVM-MC, (c) avec la SVM-IMC, (d) avec la SVM-I3LMC

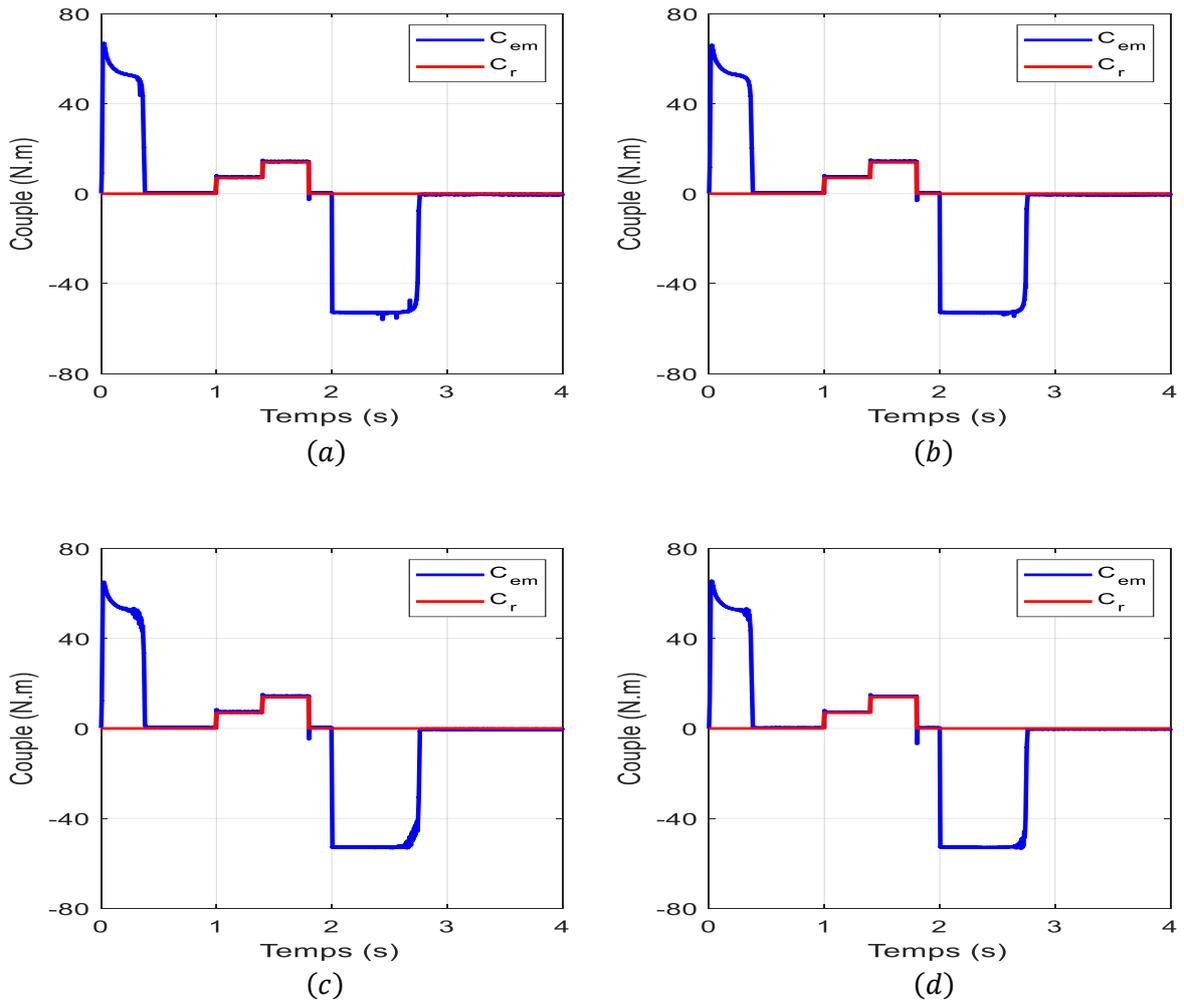
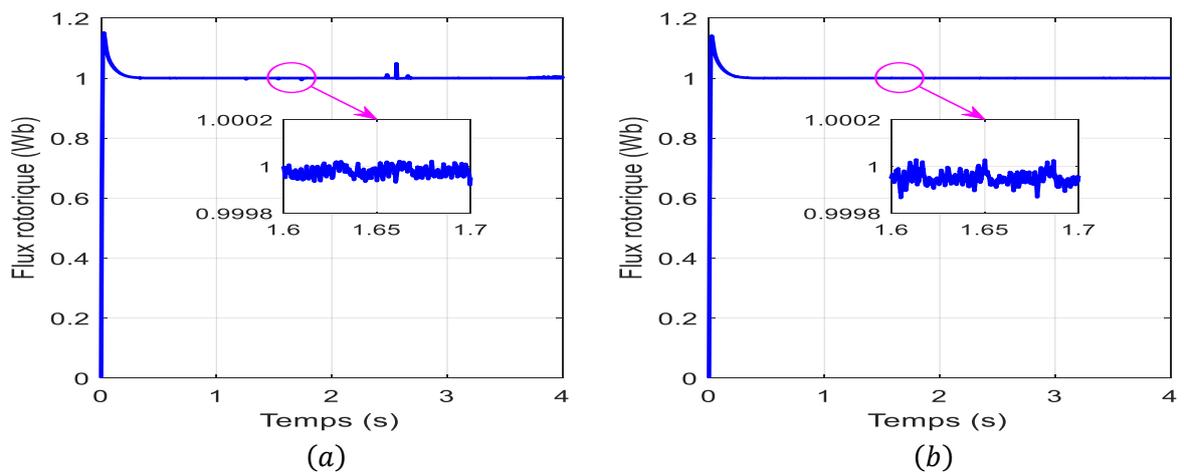


Figure 3.10 Couple électromagnétique développé par la MASDE, (a) avec la SVM-MC, (b) avec la ISVM-MC, (c) avec la SVM-IMC, (d) avec la SVM-I3LMC



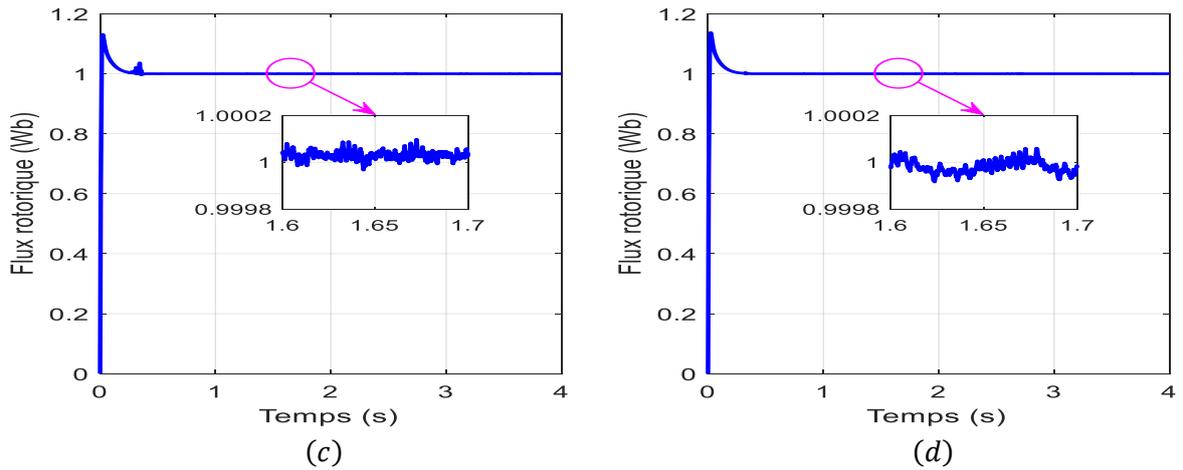
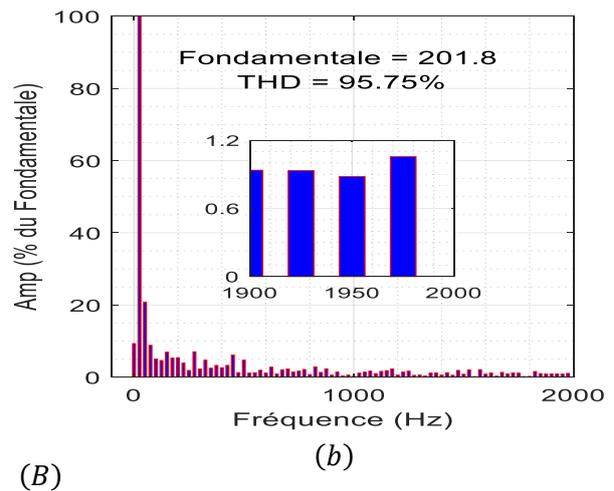
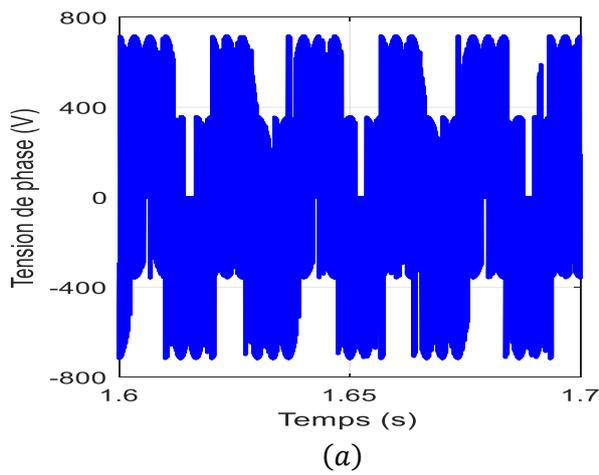
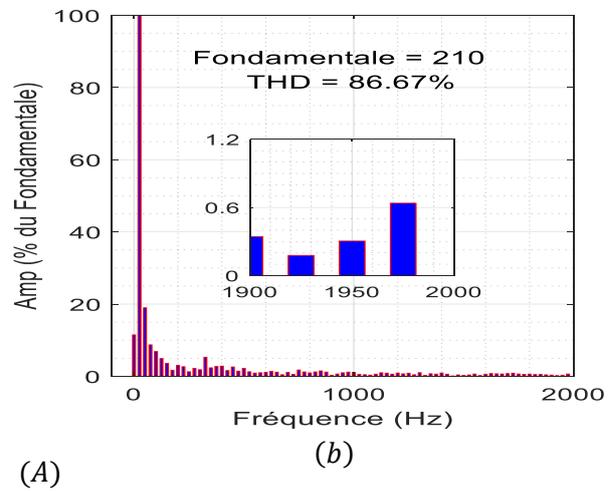
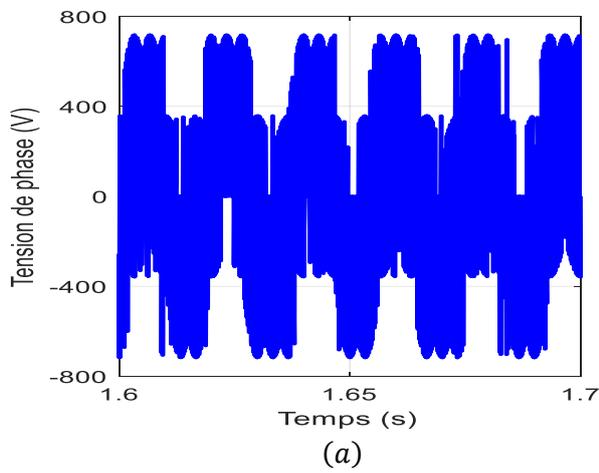


Figure 3.11 Flux rotorique de la MASDE, (a) avec la SVM-MC, (b) avec la ISVM-MC, (c) avec la SVM-IMC, (d) avec la SVM-I3LMC



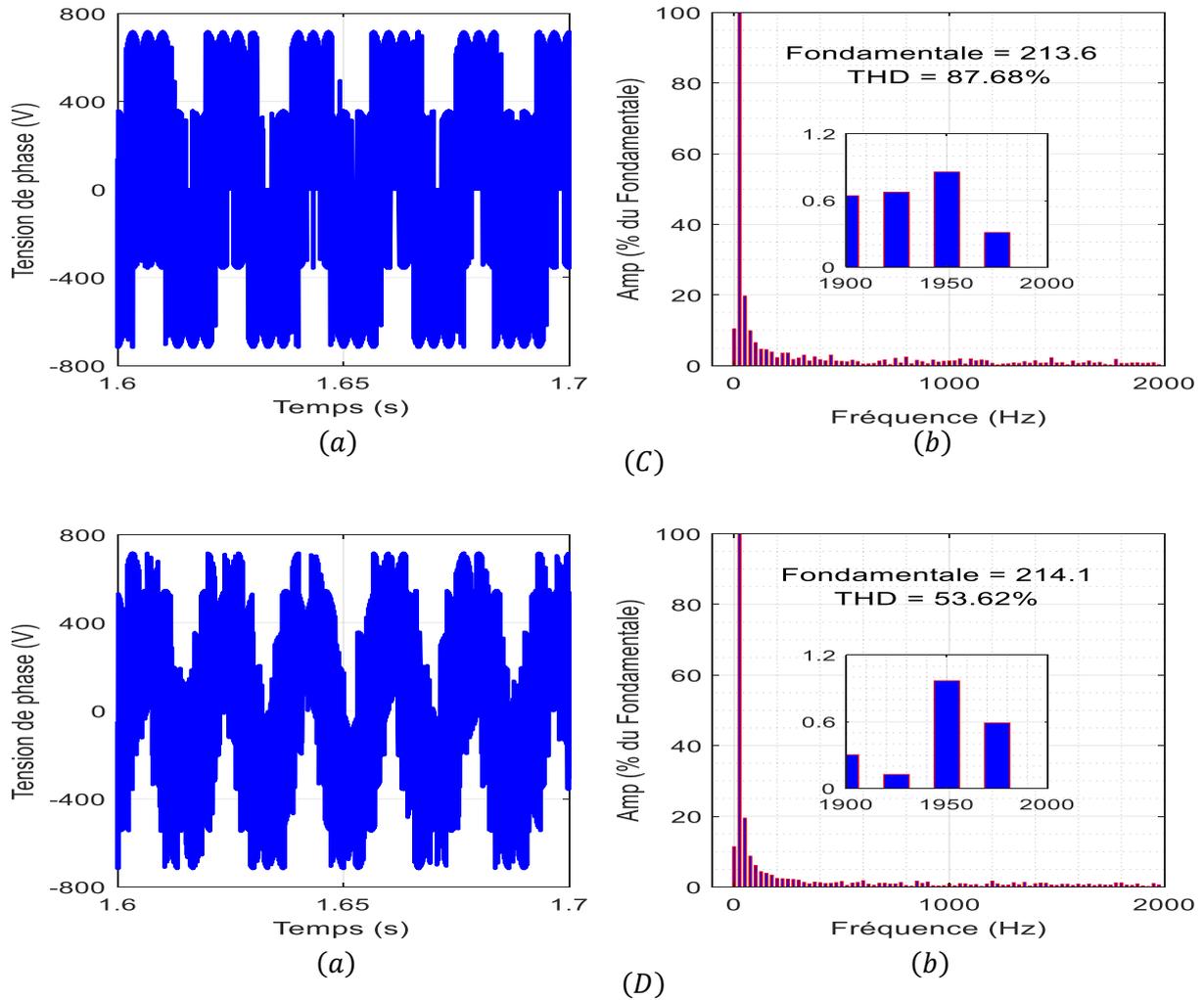
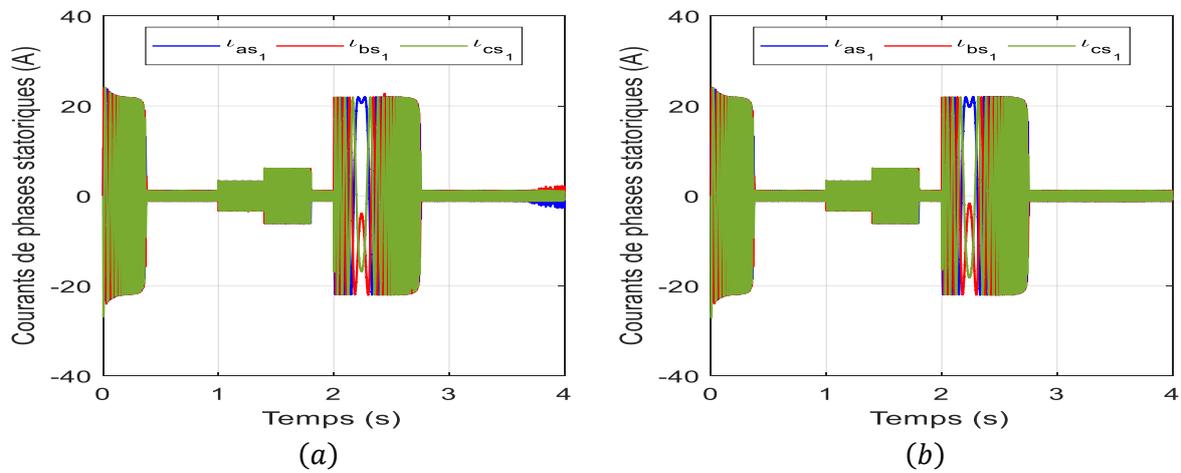


Figure 3.12 Tension de phase de la MASDE, (a) tension appliquée à la phase "a" du premier enroulement statorique, (b) spectre d'harmoniques de la tension appliquée à la phase statorique "a", (A) avec SVM-MC, (B) avec ISVM-MC, (C) avec SVM-IMC, (D) avec SVM-I3LMC



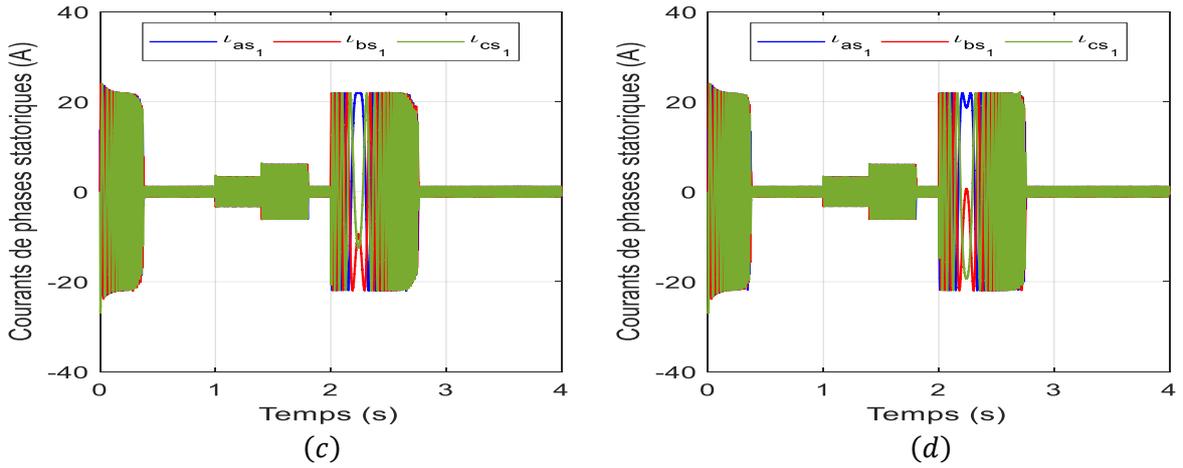
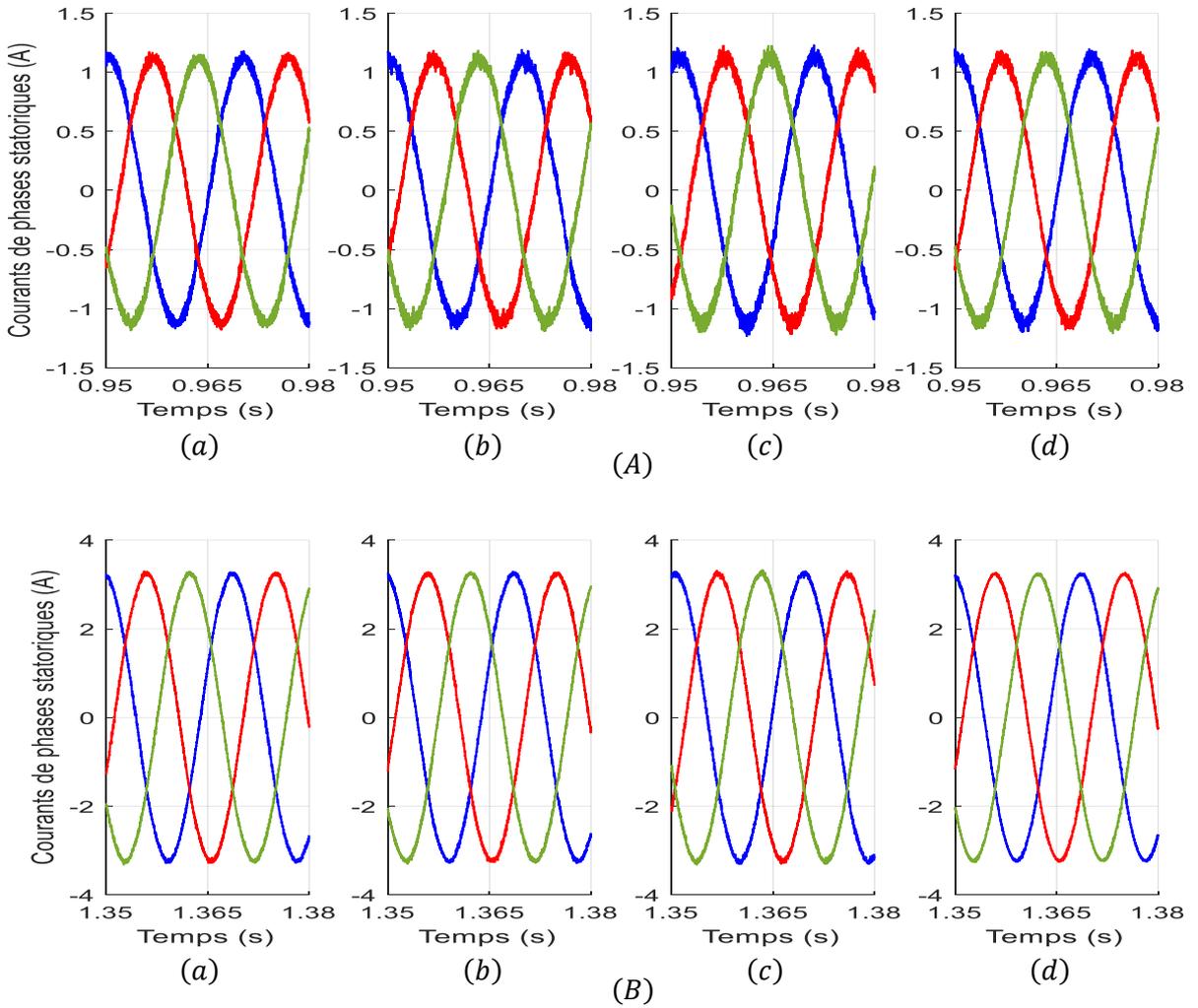


Figure 3.13 Courants statoriques, (a) avec SVM-MC, (b) avec ISVM-MC, (c) avec SVM-IMC, (d) avec SVM-I3LMC



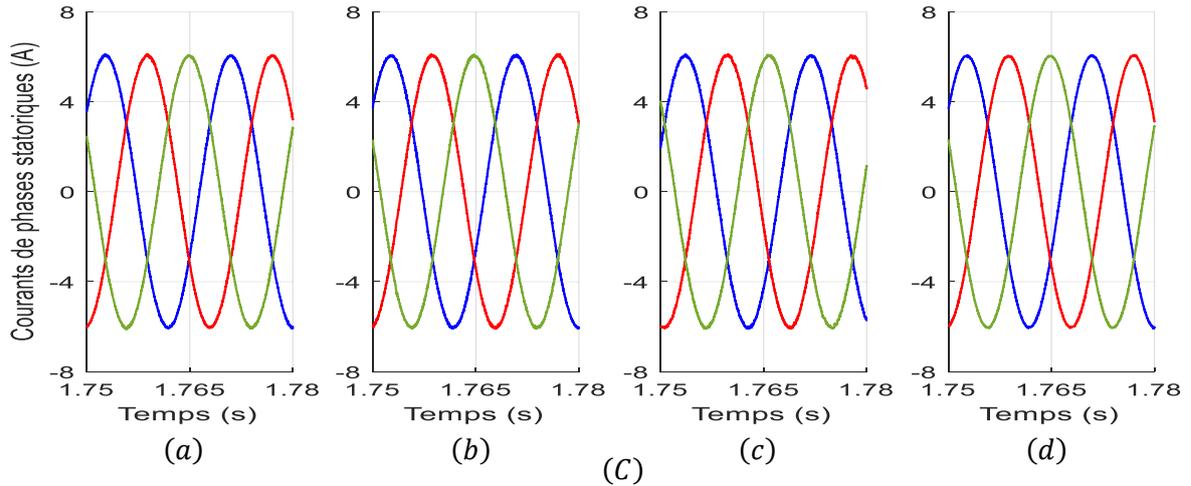


Figure 3.14 Zoom des courants statoriques, **(A)** sans application d'un couple de charge à la MASDE, **(B)** avec un couple de charge de 7 N.m appliqué à la MASDE, **(C)** avec un couple de charge de 14 N.m appliqué à la MASDE, **(a)** avec SVM-MC, **(b)** avec ISVM-MC, **(c)** avec SVM-IMC, **(d)** avec SVM-I3LMC

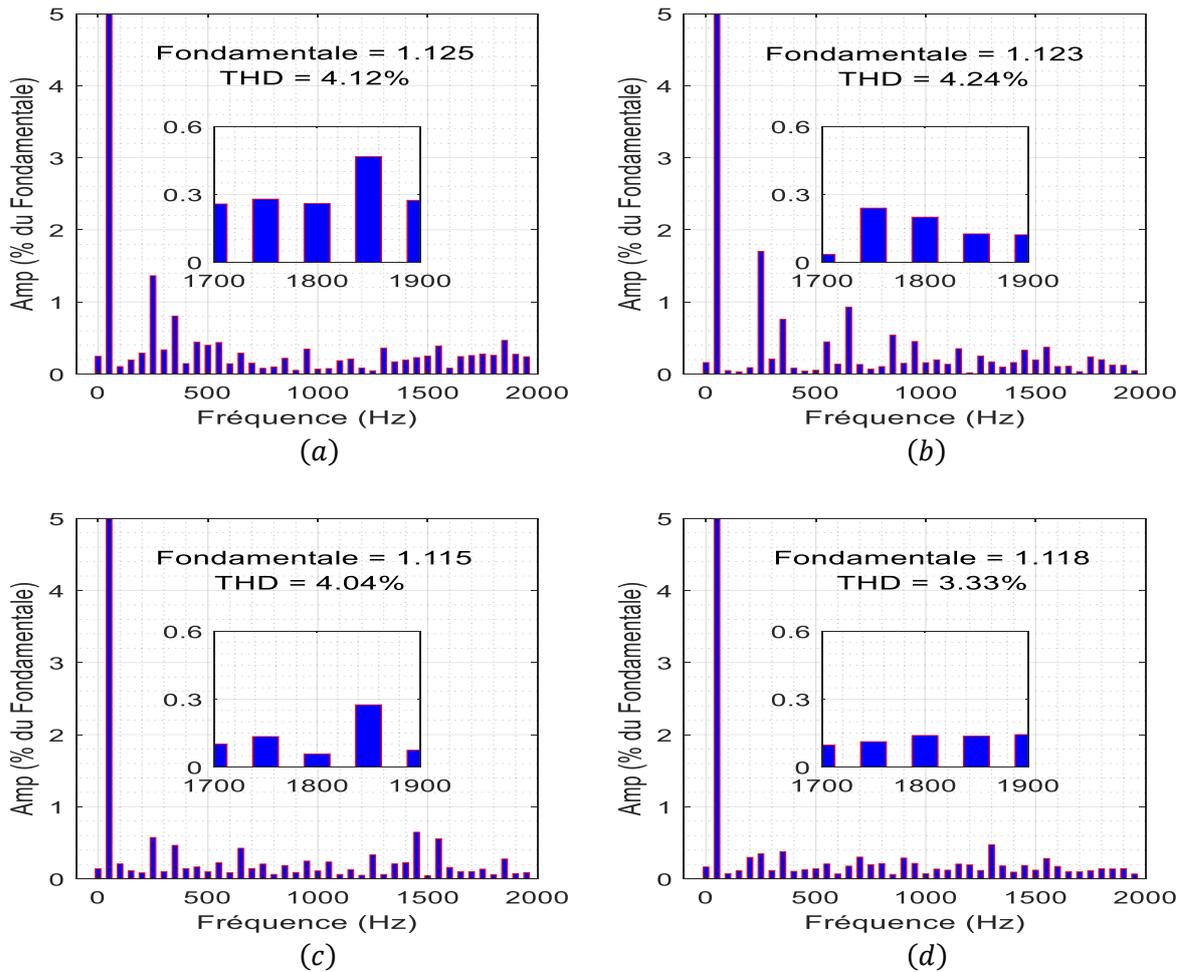


Figure 3.15 Spectre d'harmoniques du courant statorique, **(a)** avec SVM-MC, **(b)** avec ISVM-MC, **(c)** avec SVM-IMC, **(d)** avec SVM-I3LMC

Les figures 3.9 (a), 3.9 (b), 3.9 (c) et 3.9 (d) présentent l'allure de la vitesse des modulations vectorielles SVM-MC, ISVM-MC, SVM-IMC et SVM-I3LMC respectivement, montrant que la vitesse de rotation de la machine suit sa référence de manière très satisfaisante avec un rejet total des perturbations externes représentées par différentes charges appliquées à la machine, et ceci pour toutes les modulations suggérées.

Le couple électromagnétique développé par la machine étudiée pour chaque technique de modulation est donné par les figures 3.10 (a), 3.10 (b), 3.10 (c) et 3.10 (d). Il est clair que la commande par mode de glissant avec l'une quelconque de ces modulations vectorielles fournit une réponse dynamique très rapide à l'application de la charge ainsi qu'à l'inversion du sens de rotation.

Le flux rotorique présente au démarrage un pic pendant approximativement 0.08 s, puis se stabilise et poursuit son parcours selon sa référence de 1 *Wb*. Le flux rotorique demeure constant même lorsque différentes charges sont appliquées ou que le sens de rotation est inversé. Ceci est perceptible avec toutes les modulations proposées et est confirmé par les figures 3.11 (a), 3.11 (b), 3.11 (c) et 3.11 (d).

La forme de tension de sortie pour toutes les modulations étudiées illustrée aux figures 3.12 (A) (a), 3.12 (B) (a), 3.12 (C) (a) et 3.12 (D) (a), leurs niveaux sont construits selon le nombre de niveaux du convertisseur matriciel adopté, qui varie de deux à trois niveaux pour chaque période de commutation. Compte tenu du spectre d'harmoniques de la tension de sortie donné selon les figures 3.12 (A) (b), 3.12 (B) (b), 3.12 (C) (b) et 3.12 (D) (b), la différence entre les valeurs THD d'une modulation à l'autre est clairement démontrée. La SVM-I3LMC sort avec la meilleure valeur de 53.62 %, suivi de SVM-MC avec une valeur de 86.67 %, puis la SVM-IMC avec une valeur de 87.68 %, et enfin la ISVM-MC avec une valeur de 95.75 %. Ce qui prouve la supériorité de la technique SVM-I3LMC sur le reste des techniques suggérées dont les performances sont quelque peu similaires en termes de qualité des tensions de sortie.

Les figures 3.13 (a), 3.13 (b), 3.13 (c) et 3.13 (d) illustrent le courant statorique de SVM-MC, ISVM-MC, SVM-IMC et SVM-I3LMC, respectivement. Ces courants sont uniformément caractérisés par des valeurs identiques dans toutes les modulations. Ils donnent des pics au démarrage qui se terminent lorsque la vitesse de rotation de la machine atteint sa valeur de référence, puis répondent rapidement à l'application de charges et à l'inversion du sens de rotation en augmentant leurs amplitudes, ce qui signifie qu'ils se comportent exactement en fonction du comportement dynamique de la machine. La figure 3.14 présente le zoom de

courant pendant différentes périodes de fonctionnement qui diffèrent entre eux par l'intensité du couple résistant appliqué à la machine, il est bien clair que les courants de phase ont une forme sensiblement sinusoïdale avec une disparité en termes de lissage d'une modulation à l'autre. En comparant les modulations liées au convertisseur matriciel à deux niveaux, on constate que la SVM-IMC offre une forme d'onde beaucoup plus lisse par rapport aux deux autres techniques de modulation et cela est confirmé par la faible valeur de THD qui est de 4.04 % (figure 3.15 (c)) contre 4.12 % et 4.24 % (figures 3.15 (a) et 3.15 (b)) pour ses homologues SVM-MC et ISVM-MC respectivement. Si la comparaison est étendue pour inclure toutes les modulations proposées dans cette section, il est clairement évident que les courants statoriques avec la SVM-I3LMC ont une forme parfaitement sinusoïdale et sont presque exempts d'harmoniques traduits par la valeur THD très faible de 3.33 % (figure 3.15 (d)), qui se reflète positivement sur les performances globales de la machine, réduit les demandes de maintenance fréquentes et lui confère une durée de vie plus longue.

L'interprétation et l'analyse des résultats de simulation effectués dans cette partie ont permis de sélectionner les deux techniques SVM-IMC et SVM-I3LMC dans l'exécution de différentes stratégies de commande qui seront abordées dans la suite de la thèse pour les considérations suivantes :

- Les techniques de modulation vectorielle appliquées aux structures indirectes du convertisseur matriciel donnent des courants statoriques sinusoïdaux de haute qualité caractérisés par un faible taux d'harmoniques, notamment avec le convertisseur matriciel à trois niveaux, ce qui améliore les performances globales de la machine et permet d'obtenir une commande plus douce.
- La structure indirecte conventionnelle du convertisseur matriciel peut être développée pour avoir une entrée et deux sorties afin d'être compatible avec les topologies d'enroulement statorique ouvert. L'alimentation de la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts ne nécessite que deux convertisseurs triphasés selon la structure développée au lieu de quatre selon la structure conventionnelle, ainsi la réduction des coûts et la taille globale du système de commande seront assurées.

3.7.2 Comparaison des résultats de simulation pour la commande par mode glissant appliquée à la MASDE et la DOEWIM

Dans cette section, l'application de la commande par mode glissant sur les deux topologies de la machine asynchrone double étoile et de la machine asynchrone à double enroulements

statoriques ouverts a été réalisée dans le cadre d'essais de simulation, où la même machine avec les mêmes caractéristiques a été utilisée pour ces essais.

L'objectif principal de cette simulation est de présenter une comparaison détaillée entre les performances des deux topologies en se basant sur l'analyse du comportement dynamique des variables électriques, électromagnétiques et mécaniques choisies faisant l'objet de la commande proposée telles que le courant statorique, le couple électromagnétique, le flux rotorique et la vitesse de rotation. À cette fin, deux tests de mode de fonctionnement principaux ont été effectués pour les deux topologies dans des conditions de fonctionnement similaires et avec les mêmes paramètres de contrôleur. Le premier a été effectué avec un fonctionnement à vitesse nominale de la machine en tenant compte des étapes de démarrage à vide, d'application du couple de charge et d'inversion de vitesse. Le second a été réalisé en fonctionnement à basse vitesse à environ 5 % de la vitesse nominale de la machine dans les mêmes conditions de fonctionnement que lors du premier test.

3.7.2.1 Fonctionnement à vitesse nominale

La simulation des deux topologies MASDE et DOEWIM a été réalisée à vitesse nominale de la machine dans les deux sens en régime établi. En effet, cette simulation comporte un enchaînement d'étapes, pouvant imiter les cas pratiques d'applications industrielles. La machine démarre à $t = 0$ s sans charge suivant un profil de vitesse de référence imposé, à $t = 1$ s un couple de charge T_L de 7 N.m est appliqué qui est considéré comme une perturbation externe, à $t = 1.4$ s le couple de charge appliqué est augmenté à 14 N.m, puis à $t = 1.8$ s, le couple de charge appliqué est supprimé, ce qui signifie que $T_L = 0$ N.m. La deuxième partie de cette simulation a présenté le comportement dynamique de la commande proposée contre l'inversion de vitesse, dans laquelle la vitesse de référence est inversée à $t = 2$ s sans l'application d'aucun couple de charge.

La procédure de simulation des topologies MASDE et DOEWIM en fonctionnement à vitesse nominale est divisée en deux parties principales, la première dans laquelle les deux machines sont alimentées à l'aide des convertisseurs matriciels indirects à deux niveaux, et la seconde dans laquelle les convertisseurs matriciels indirects à trois niveaux sont utilisés pour faire fonctionner ces deux machines.

3.7.2.1.1 Alimentation des deux machines par des IMC en fonctionnement à vitesse nominale

Les résultats de simulation obtenus en utilisant des convertisseurs matriciels indirects à deux niveaux sont illustrés par les figures ci-dessous :

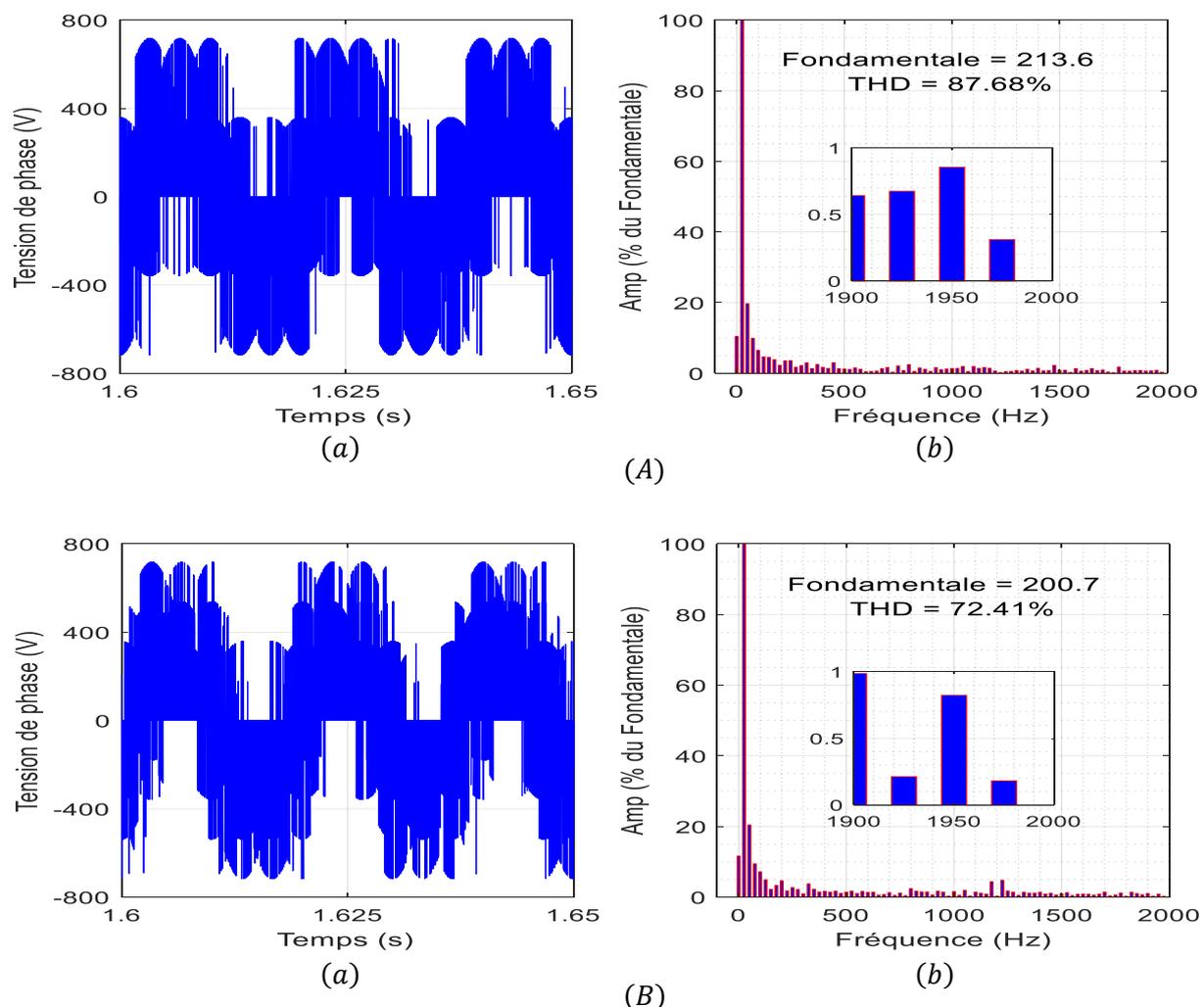


Figure 3.16 Tension de phase des topologies MASDE et DOEWIM, (a) tension appliquée à la phase "a" du premier enroulement statorique, (b) spectre d'harmoniques de la tension appliquée à la phase "a", (A) MASDE, (B) DOEWIM

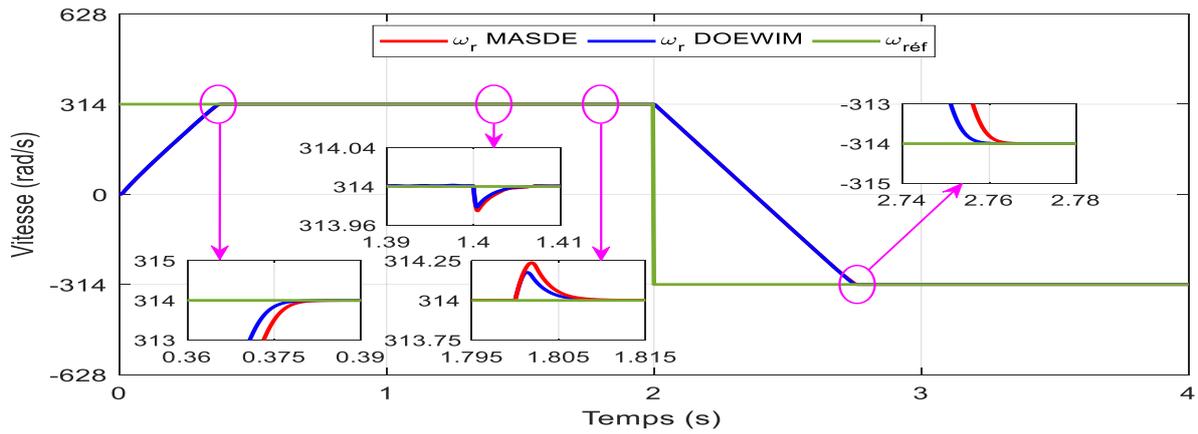


Figure 3.17 Vitesse rotorique pour les topologies MASDE et DOEWIM

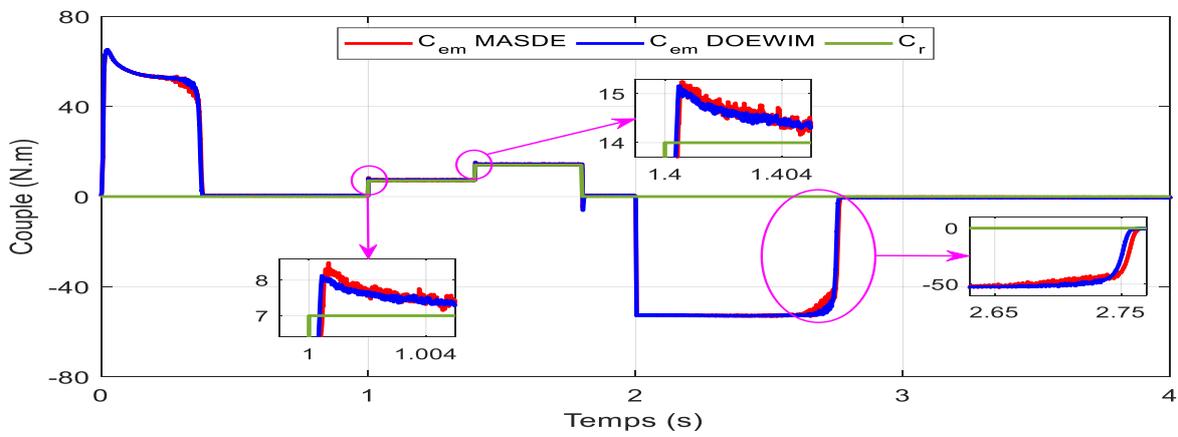


Figure 3.18 Couple électromagnétique développé par la MASDE et la DOEWIM

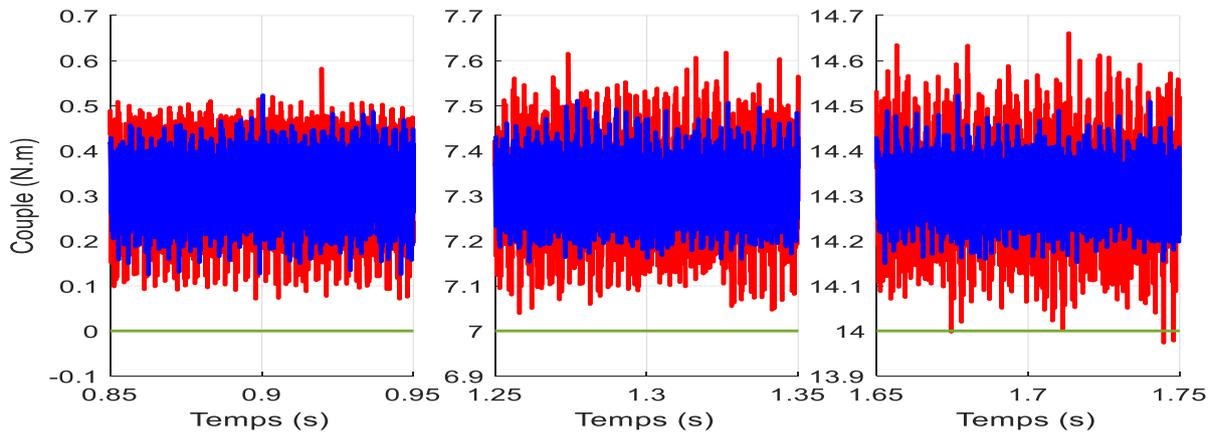


Figure 3.19 Zoom du couple électromagnétique développé par la MASDE et la DOEWIM

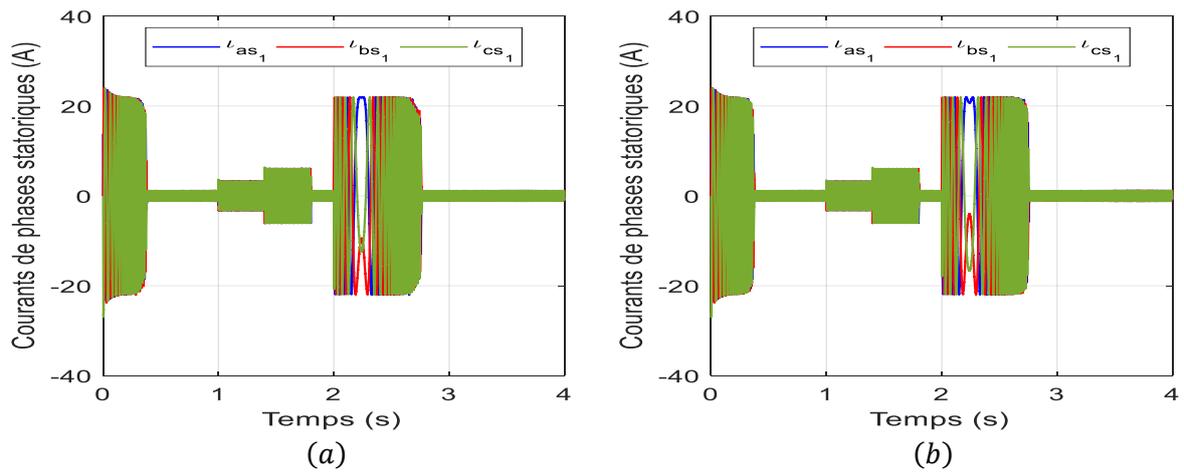


Figure 3.20 Courants statoriques de phase, (a) MASDE, (b) DOEWIM

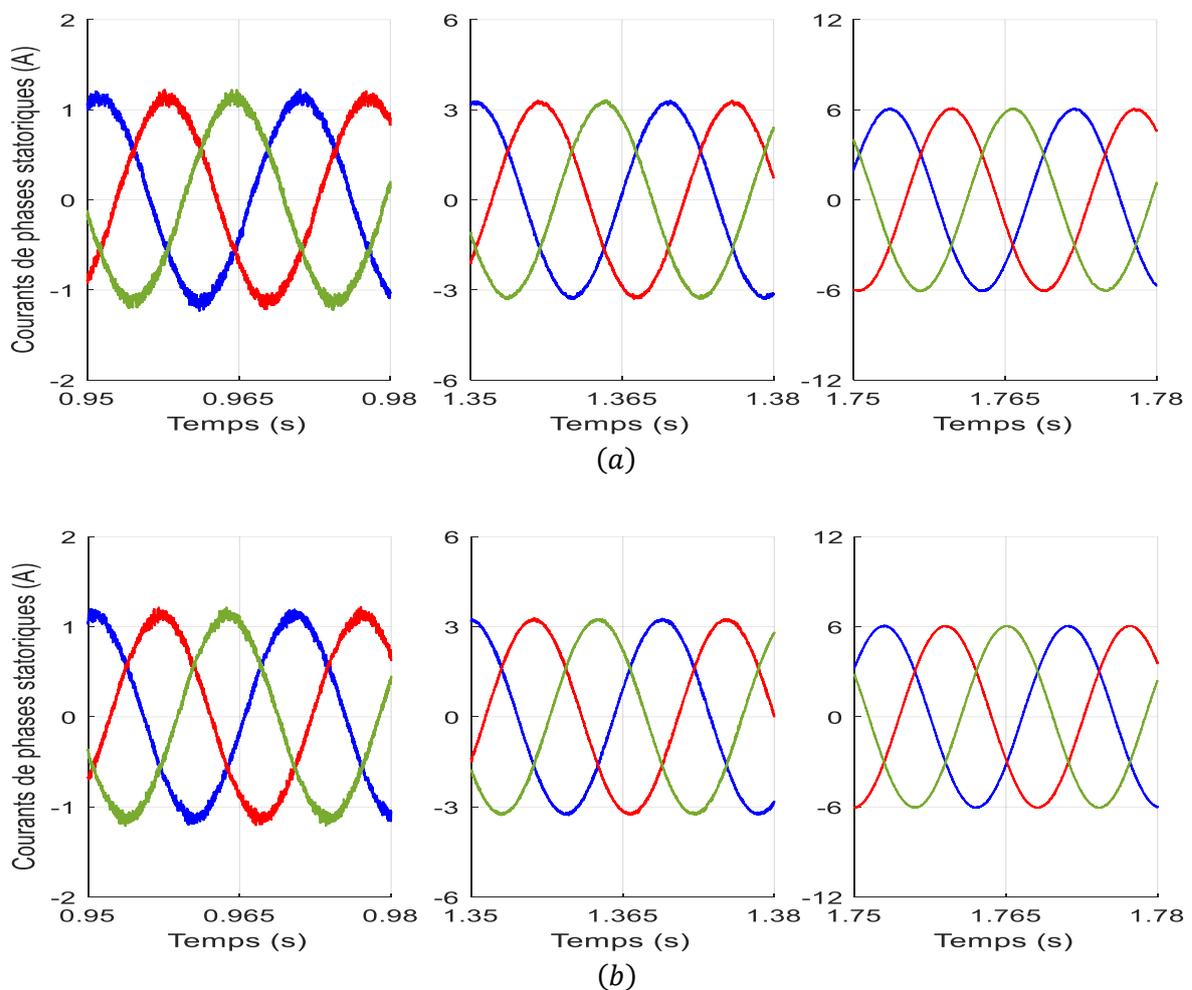


Figure 3.21 Zoom des courants statoriques de phase, (a) MASDE, (b) DOEWIM

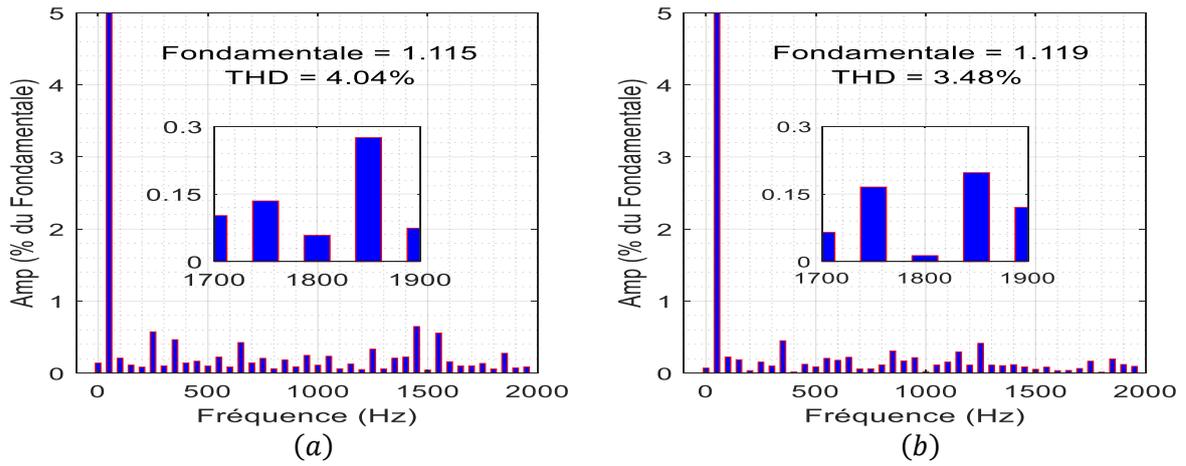


Figure 3.22 Spectre d'harmoniques du courant statorique de phase, (a) MASDE, (b) DOEWIM

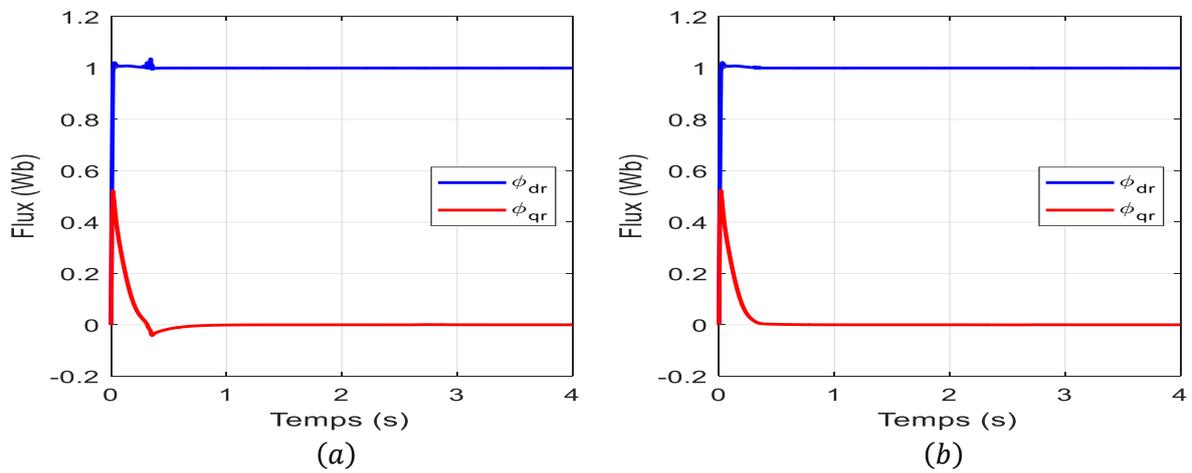


Figure 3.23 Composantes du flux rotorique, (a) MASDE, (b) DOEWIM

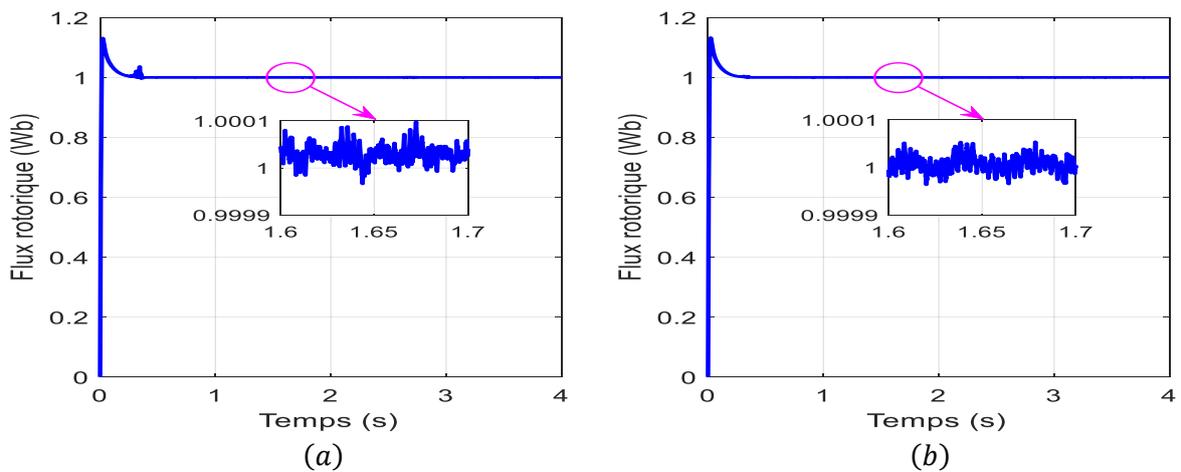


Figure 3.24 Flux rotorique, (a) MASDE, (b) DOEWIM

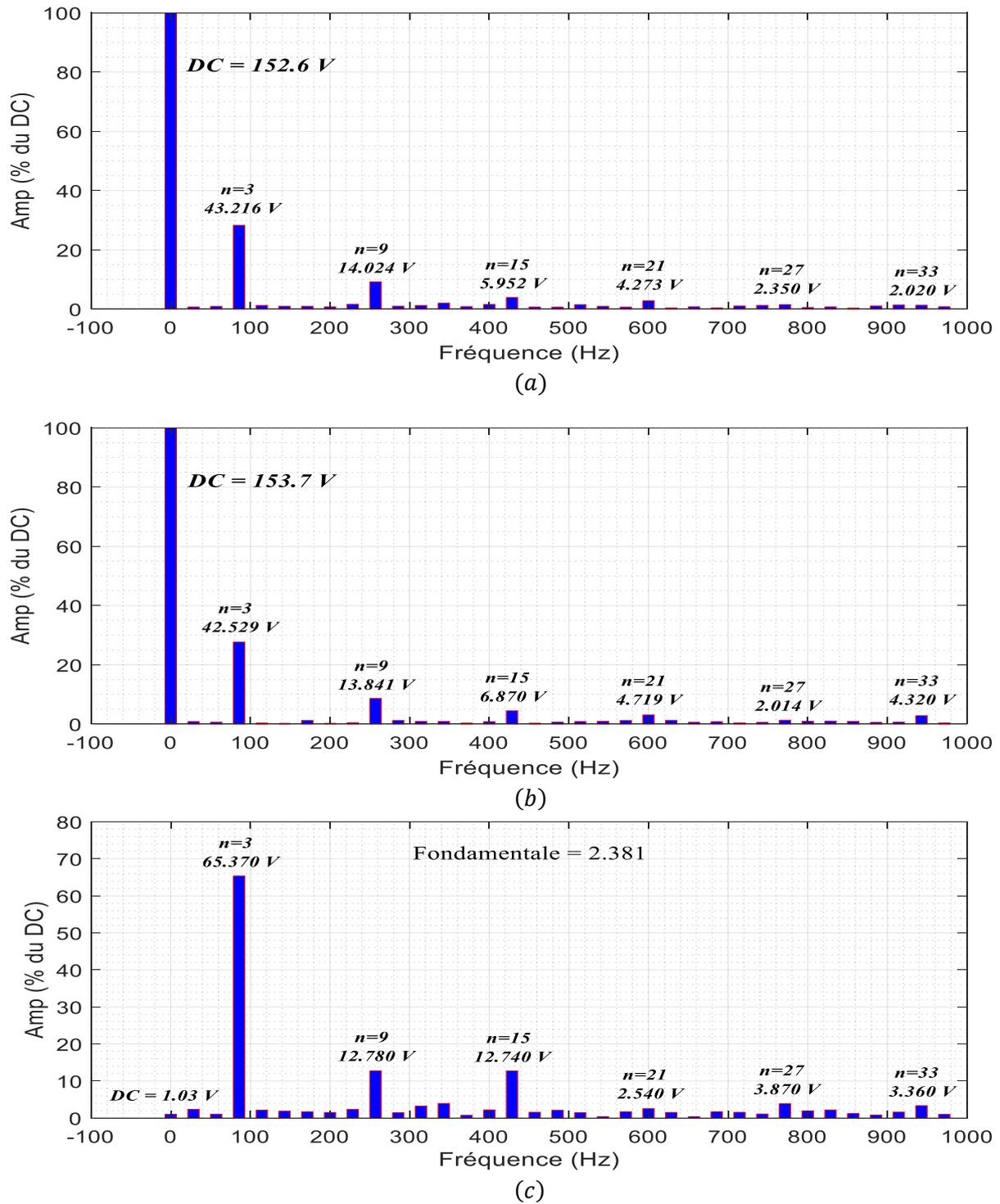


Figure 3.25, Tensions de mode commun, (a) CMV du premier enroulement statorique de la MASDE, (b) CMV du deuxième enroulement statorique de la MASDE, (c) CMV entre les deux points étoiles des deux enroulements statoriques de la MASDE

La tension obtenue par les deux topologies MASDE et DOEWIM est représentée par les figures 3.16 (A) (a) et 3.16 (B) (a), respectivement. Il est clair que pour le cas de la DOEWIM, la tension appliquée à chaque phase d'enroulement est considérée comme s'il s'agissait d'une alimentation par conversion à quatre niveaux contrairement à la topologie de MASDE qui est

alimentée par un convertisseur à deux niveaux, cet avantage conduit à moins de tension nominale appliquée au niveau des interrupteurs de puissance utilisés qui est presque réduit de moitié du fait que les convertisseurs à double sortie dans la DOEWIM sont alimentés par une tension continue égale à la moitié de la tension continue utilisée en entrée des convertisseurs de topologie MASDE. Les figures 3.16 (A) (b) et 3.16 (B) (b) montrent le spectre d'harmonique de la tension obtenue à la phase "a" du premier enroulement statorique pour les deux topologies. Il est évident que dans le cas de la MASDE le contenu en harmoniques est plus important avec $THD = 87.68 \%$ en comparaison avec le cas de la DOEWIM qui se caractérise par $THD = 72.41 \%$, ce qui peut contribuer positivement à l'obtention d'une meilleure qualité de courant et de moins d'ondulations de couple électromagnétiques.

La figure 3.17 présente l'évolution dynamique de la vitesse rotorique de la machine avec ses deux topologies selon sa référence suggérée. Evidemment qu'après le régime transitoire, la vitesse de rotation suit sa référence tout au long du profil de vitesse proposé, et il convient également de noter que lorsque la vitesse de référence est inversée, la vitesse rotorique passe de 314 rad/s à -314 rad/s de manière linéaire ce qui imite le cas pratique réel. Ainsi, on peut dire que cette évolution dynamique de la vitesse par rapport à la référence imposée est très satisfaisante dans tous les modes de fonctionnement précités dans les plages de variation du couple résistant, où il n'y a pas d'impact sur la qualité de suivi de la vitesse rotorique pendant ces modes. Cependant, la deuxième topologie a une dynamique relativement plus rapide dans le suivi de la vitesse de référence avec moins d'ondulations et moins d'erreurs entre la vitesse de référence et la vitesse développée par la machine, en particulier lors du démarrage, comme le montrent les zooms inclus dans la figure 7.

La figure 3.18 montre le couple électromagnétique C_{em} développé par les deux topologies de la machine à induction étudiée. Il est évident que dans les deux cas, le C_{em} suit le couple de charge très rapidement pour la MASDE et la DOEWIM sans aucun type de perturbations impactant la qualité de la vitesse comme indiqué clairement sur la figure 3.17, d'autre part, les dépassements du C_{em} développé dans les deux cas pour différentes charges sont presque négligés. Il est important de préciser que la MASDE et la DOEWIM sont considérées comme des machines multiphasées où les ondulations de couple sont considérablement réduites par rapport à leurs homologues triphasées. Cependant, la topologie DOEWIM présente certains avantages intéressants, dont le plus important est la capacité de réduire considérablement les ondulations résultantes du couple électromagnétique par rapport à la topologie MASDE, et cela ressort clairement des zooms présentés sur la figure 3.19. Cet avantage permet de minimiser les

contraintes mécaniques le long de l'arbre et des roulements, réduisant ainsi le bruit et les vibrations dans la DOEWIM. Cela est dû au fait que la qualité de la tension multiniveaux appliquée aux enroulements statoriques et le moindre impact du phénomène de chattering avec la topologie proposée (DOEWIM) par rapport à la configuration classique (MASDE) caractérisée par des ondulations plus prononcées. La congruence non exacte du couple résistant et de la valeur moyenne du C_{em} développé est due à la différence produite par le couple de frottement relatif qui dépend essentiellement du coefficient de frottement mentionné dans le tableau A.1 de l'annexe A et de la vitesse rotorique de la machine, en dans le cas présent ce couple de frottement est $K_f \omega_r = 0.314 N.m$.

Les courants dans les trois phases du premier enroulement statorique pour les deux topologies sont représentés, respectivement sur la figure 3.20 (a) et la figure 3.20 (b) le long des étapes de simulation susmentionnées. On peut remarquer clairement que le courant de crête de démarrage et le temps de cette transition sont presque les mêmes pour les deux topologies. Cependant, une visualisation agrandie de ces courants en trois étapes avec différentes charges de couple telles que $C_r = 0 N.m$, $C_r = 7 N.m$ et $C_r = 14 N.m$ est illustrée par les figures 3.21 (a) et 3.21 (b), on peut en déduire que le contenu en harmoniques est moindre dans le cas d'un enroulement ouvert ce qui conduit à une meilleure qualité du courant statorique et à moins d'ondulations dans le couple électromagnétique. La figure 3.22 prouve avec certitude que le contenu en harmoniques est plus faible dans le cas d'enroulement ouvert ($THD = 3.48 \%$) par rapport au cas conventionnel ($THD = 4.04 \%$), ce qui conduit à une meilleure qualité du courant statorique et à moins d'ondulations dans le couple électromagnétique. En effet, cette caractéristique peut être considérée comme un avantage parmi d'autres de l'utilisation de la topologie DOEWIM par rapport à la topologie conventionnelle qui peut conduire à améliorer les performances globales du système basé sur l'enroulement à extrémité ouverte.

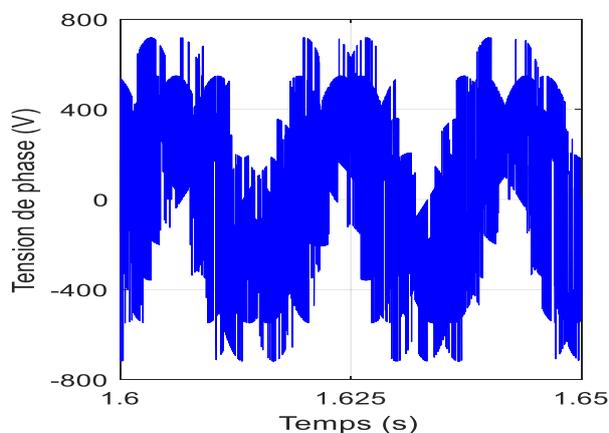
La figure 3.23 montre le flux rotorique pour les topologies MASDE et DOEWIM suivant les axes (d, q) où des comportements de réponses très satisfaisants sont obtenus lors du démarrage qui se caractérisent par une courte durée avant d'atteindre la valeur de $1 Wb$ et $0 Wb$ pour les deux composantes de flux rotorique suivant les axes (d, q) , respectivement. D'autre part, ces résultats démontrent que la variation du couple de charge et l'inversion du sens de rotation n'ont aucune influence sur le flux rotorique obtenu à travers les deux topologies, ce qui peut s'expliquer par la précision de commande disponible en utilisant l'approche SMC combinée avec la SVM appliquée à la MASDE et la DOEWIM, qui se distingue par sa capacité à rejeter les perturbations. La figure 3.24 révèle que la topologie DOEWIM permet d'obtenir une

amélioration significative du rejet des harmoniques dans le flux rotorique, ceci peut être confirmé par l'observation des zooms inclus dans la figure 3.24, qui montrent que le flux rotorique dans la topologie DOEWIM est amélioré en termes d'ondulations par rapport à la topologie MASDE.

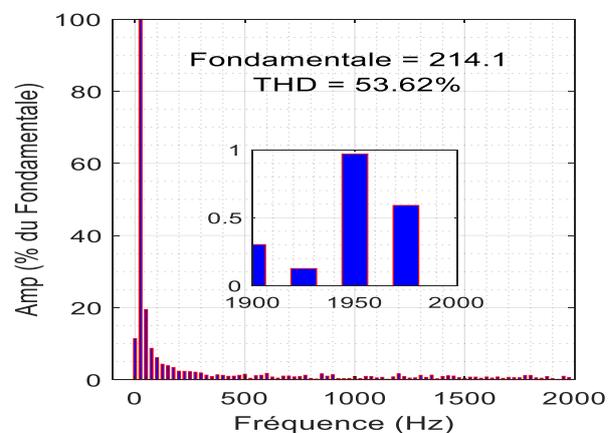
Un autre avantage important de l'utilisation de la DOEWIM est l'élimination de la tension de mode commun liée au point étoile dans les deux enroulements statoriques de la MASDE. En effet, dans la DOEWIM les points étoiles s'annulent et donc la circulation du courant dans les parties métalliques de la machine vers la terre due à la CMV est nettement réduite, contrairement à la topologie MASDE où les deux points étoiles donnent naissance à une différence de potentiel relativement importante entre chaque point étoile et la terre permettant la génération de courants de contrainte, qui contribuent considérablement à la dégradation de certaines parties de la machine, en particulier dans les roulements et la surface de contact de l'arbre avec ces roulements. Les figures 3.25 (a), 3.25 (b) et 3.25 (c) présentent le spectre CMV lié au premier point étoile, au deuxième point étoile et à la tension produite entre ces deux points, respectivement. Il est bien noté que ces tensions sont importantes et peuvent entraîner de nombreux problèmes dans l'application industrielle lorsque la topologie MASDE est utilisée, cependant avec l'utilisation de la DOEWIM ce problème peut être totalement évité.

3.7.2.1.2 Alimentation des deux machines par des I3LMC en fonctionnement à vitesse nominale

En alimentant la machine proposée, selon ses deux topologies, avec des convertisseurs matriciels indirects à trois niveaux, les résultats présentés dans les figures ci-dessous sont obtenus.



(a)



(A)

(b)

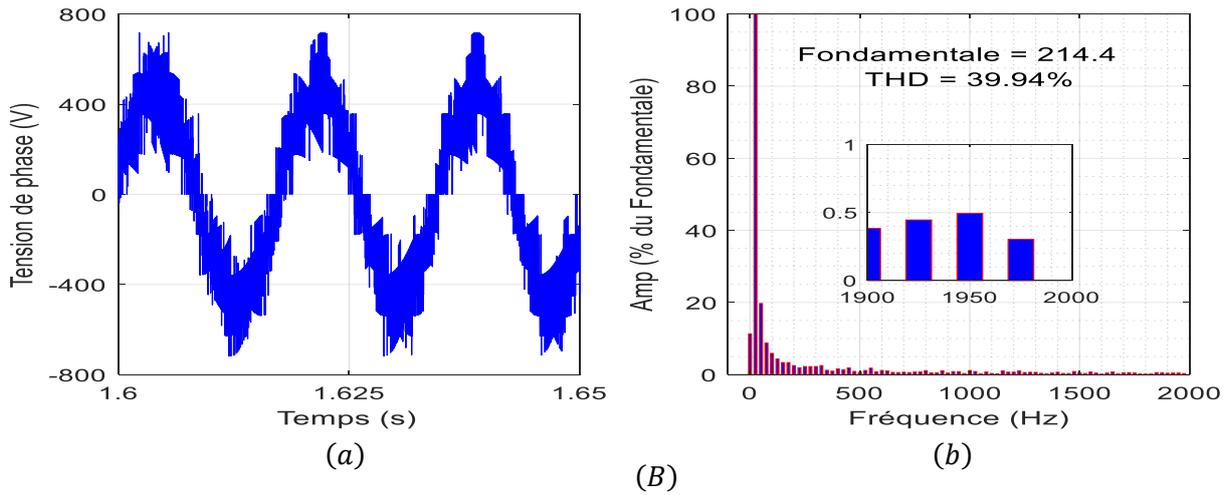


Figure 3.26 Tensions statoriques, (a) tension appliquée à la phase statorique "a", (b) spectre d'harmoniques de la tension appliquée à la phase statorique "a", (A) MASDE, (B) DOEWIM

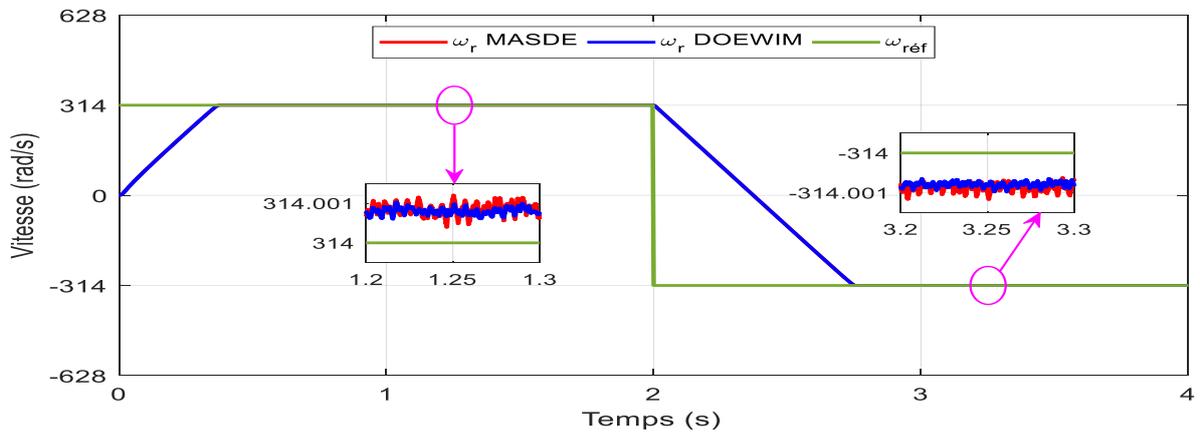


Figure 3.27 Vitesse rotative pour la MASDE et la DOEWIM

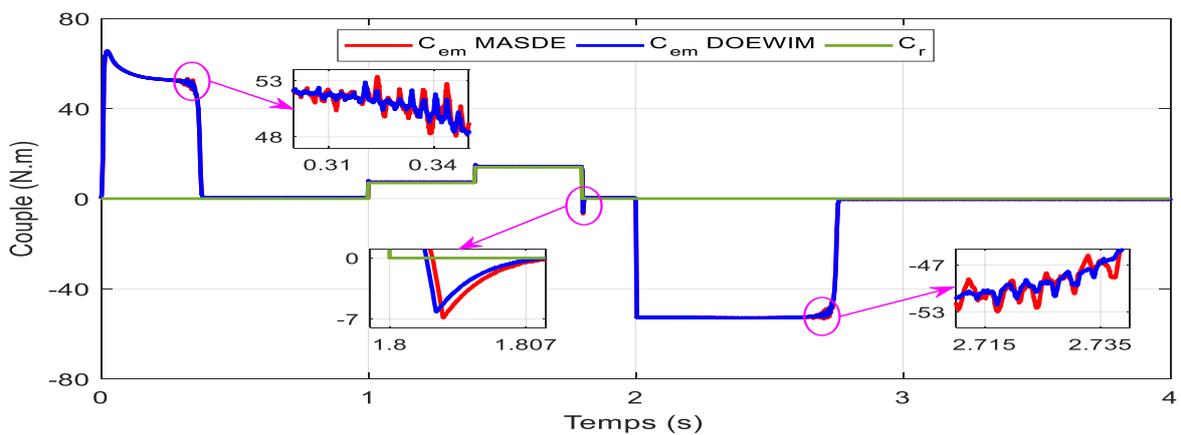


Figure 3.28 Couple électromagnétique développé par les topologies MASDE et DOEWIM

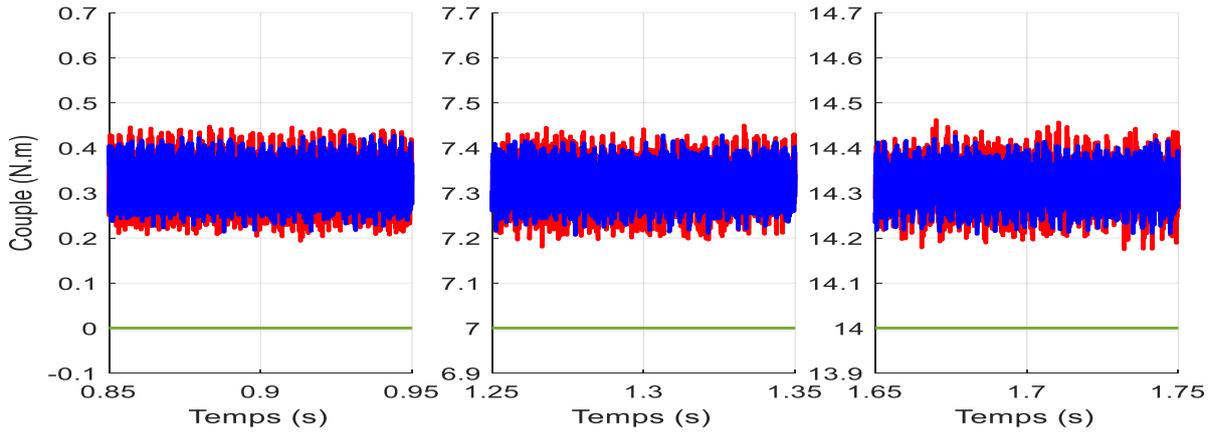


Figure 3.29 Zoom du couple électromagnétique développé par les topologies MASDE et DOEWIM

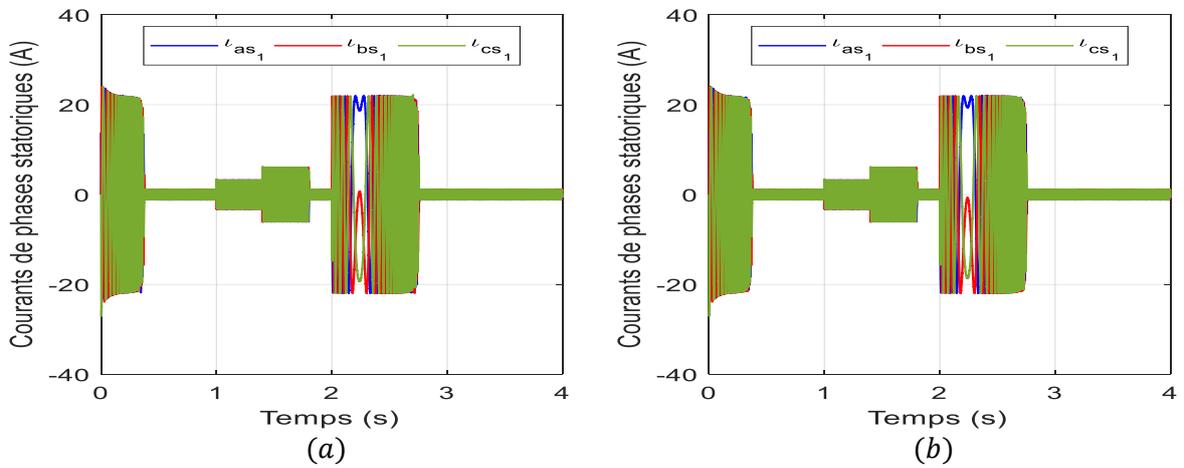
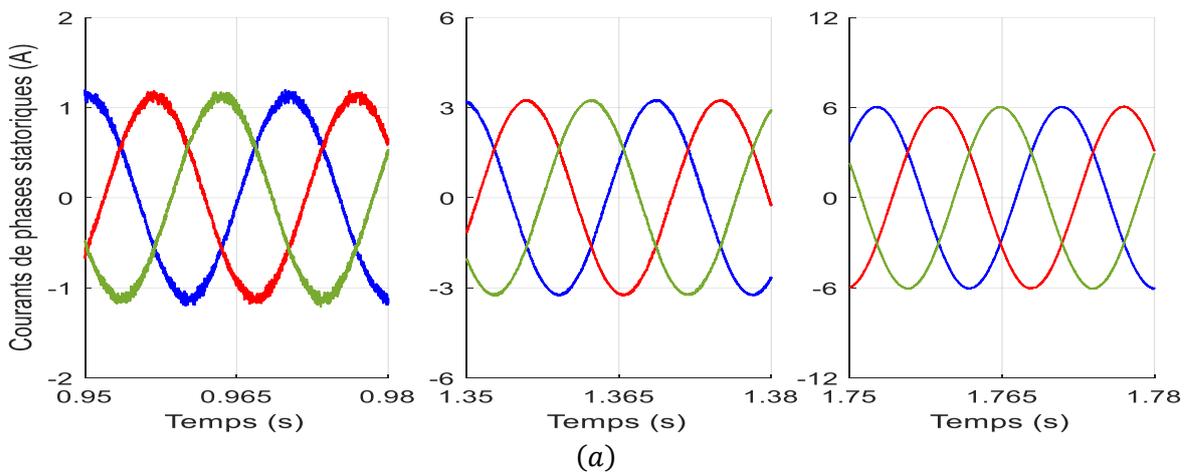


Figure 3.30 Courants statoriques des deux machines, (a) MASDE, (b) DOEWIM



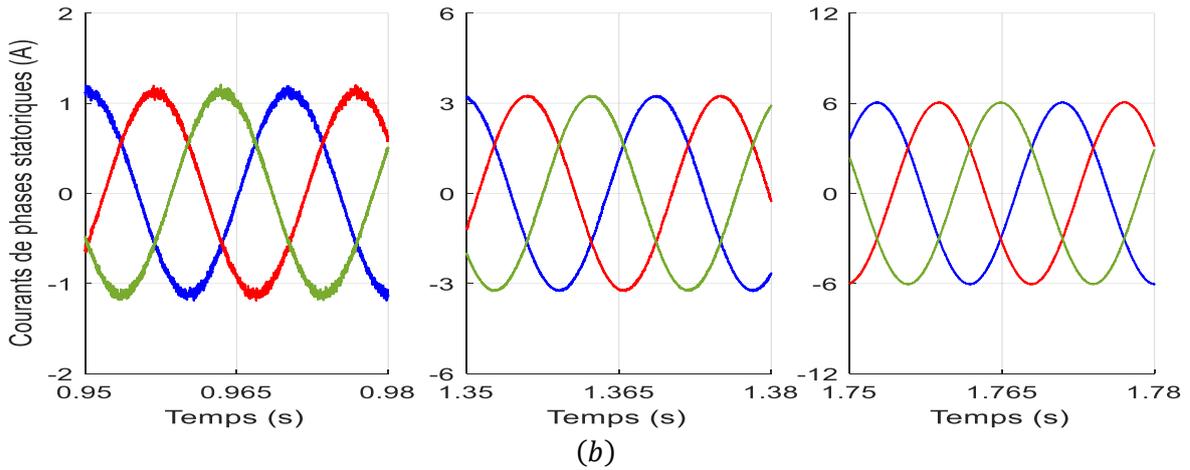


Figure 3.31 Zoom des courants statoriques des deux machines, (a) MASDE, (b) DOEWIM

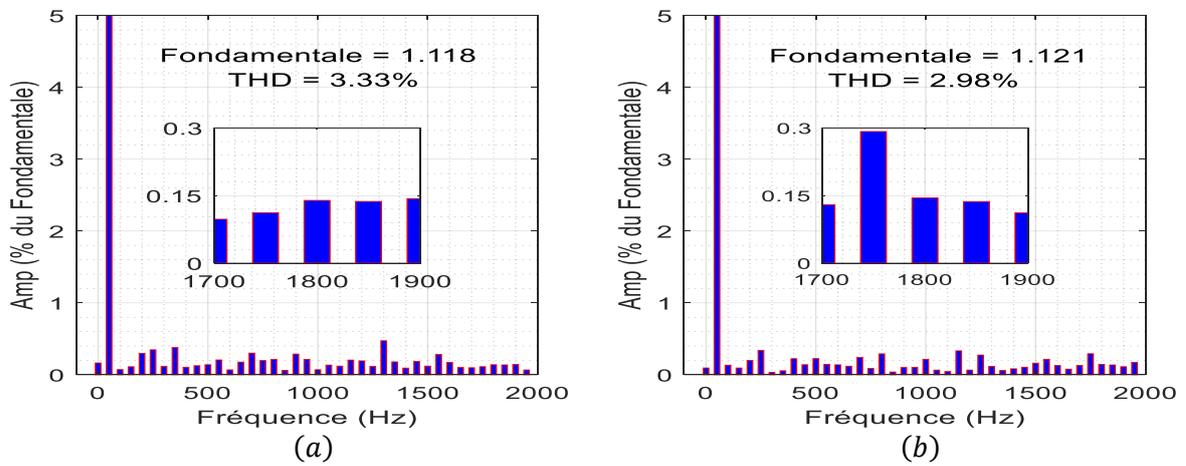


Figure 3.32 Spectre d'harmoniques du courant statorique des deux machines, (a) MASDE, (b) DOEWIM

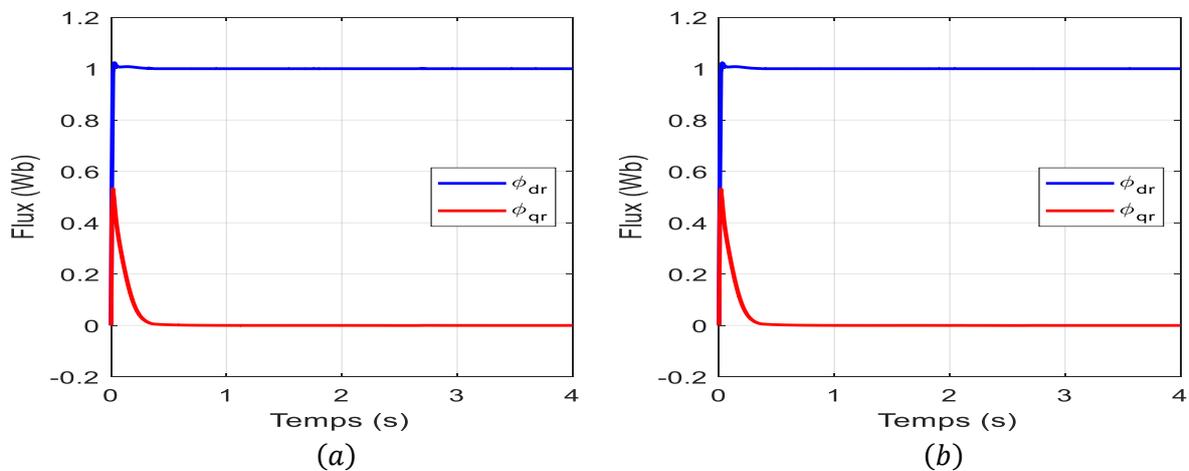


Figure 3.33 Composantes du flux rotorique sur les axes (d, q) , (a) MASDE, (b) DOEWIM

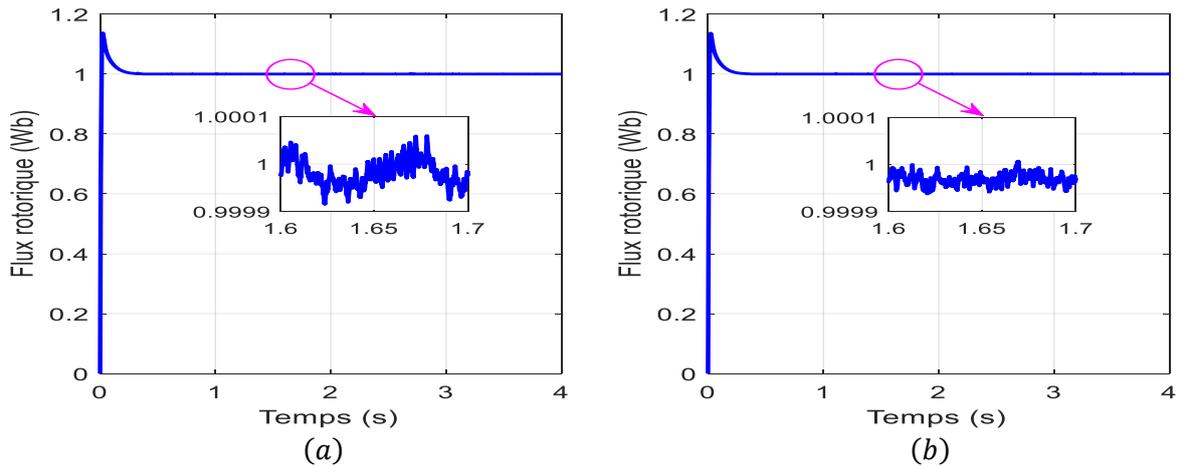


Figure 3.34 Flux rotorique développé par les deux machines, (a) MASDE, (b) DOEWIM

Les figures 3.26 (A) (a) et 3.26 (B) (a) donnent la tension de sortie respectivement obtenue par la MASDE et la DOEWIM. On peut voir que la tension de sortie a une forme d'onde en escalier à sept niveaux dans la topologie d'enroulement ouvert bien que deux convertisseurs matriciels indirects avec deux sorties à trois niveaux soient utilisés dans le processus d'alimentation de la machine. Alors que la tension de sortie dans la topologie conventionnelle n'a que trois niveaux dans sa forme d'onde. Les figures 3.26 (A) (b) et 3.26 (B) (b) montrent le spectre d'harmoniques de la tension de sortie produite par les convertisseurs matriciels indirects alimentant respectivement la MASDE et la DOEWIM. La nouvelle structure est alimentée par une tension de sortie avec un THD de 39.64 %, ce qui est bien inférieur au THD de tension de sortie utilisée dans le processus d'alimentation de la structure conventionnelle de 53.62 %, soulignant l'impact positif du nombre de niveaux supérieurs dans la nouvelle topologie sur le fonctionnement de la machine en améliorant la qualité des tensions de sortie et donc en réduisant les ondulations de couple électromagnétique.

L'allure de la vitesse rotorique et sa référence pour la MASDE et la DOEWIM sont illustrées à la figure 3.27. Comme dans la première partie où les deux machines étaient alimentées par des convertisseurs matriciels indirects à deux niveaux, l'évolution de la vitesse est très satisfaisante dans tous les modes de fonctionnement imposés pour les deux topologies avec une présence notable de la DOEWIM par rapport à la MASDE en termes de faible erreur entre la vitesse rotorique et sa référence comme le montrent les zooms présentés dans la figure 3.27.

Le couple produit par la machine à enroulement ouvert et la machine classique est représenté sur la figure 3.28. On peut dire que la réponse en couple est très satisfaisante sur la période de fonctionnement dans diverses conditions adoptées pour les deux structures tout comme dans la

première partie. Les zooms apportés par la figure 3.29 confirment une fois de plus la supériorité de la structure à enroulement ouvert sur la structure conventionnelle en étant capable de réduire considérablement les fluctuations de couple et de rendre sa forme plus lisse. Il convient de noter que les fluctuations de couple dans la deuxième partie étaient beaucoup plus faibles que dans la première pour les deux topologies, et cela est principalement dû à la dépendance des convertisseurs matriciels à trois niveaux au lieu des convertisseurs à deux niveaux.

Les courants triphasés de la première étoile pour la topologie conventionnelle et la topologie développée sont illustrés respectivement dans les figures 3.30 (a) et 3.30 (b). On constate aisément que la forme de réponse de ces courants s'adapte parfaitement aux conditions de fonctionnement précitées, telles que l'imposition de charges variables et le changement de sens de rotation en modifiant les valeurs de leurs amplitudes en fonction de la circonstance imposée. Les figures 3.31 (a) et 3.31 (b) montrent l'allure des courants statoriques zoomés pendant les périodes d'application des trois charges sélectionnées $0 N.m$, $7 N.m$ et $14 N.m$. La forme sinusoïdale de ces courants est évidente pour les deux structures avec une nette amélioration en termes de lissage avec la DOEWIM par rapport à la MASDE. Les valeurs de THD données dans les figures 3.32 (a) et 3.32 (b) montrent la baisse importante apportée par la nouvelle structure au détriment de l'ancienne, ces valeurs étaient respectivement de 3.33 % et 2.98 %, ce qui se répercutait positivement sur la qualité du couple électromagnétique développé par la DOEWIM comme mentionné précédemment.

Le réglage par mode glissant basé sur le modèle obtenu après le découplage par la commande vectorielle est établi en ajustant les réponses des composantes du flux rotorique en régime permanent à $\varphi_{dr} = 1 Wb$, $\varphi_{qr} = 0 Wb$, même en présence de variations de charge et de changements de vitesse rotorique, juste comme indiquées sur les figures 3.33 (a) et 3.33 (b). Les figures 3.34 (a) et 3.34 (b) montrent que la réponse du flux rotorique présente de bonnes performances, atteignant sa valeur de référence et restant toujours constante quelles que soient les variations appliquées à la charge ou à la vitesse rotorique avec une nette supériorité de la topologie DOEWIM en termes de grande capacité à réduire les harmoniques du flux comme indiqué par les zooms répertoriés dans les figures 3.34 (a) et 3.34 (b).

3.7.2.2 Fonctionnement à basse vitesse

Le test de simulation des deux topologies MASDE et DOEWIM a été réalisé à basse vitesse en régime établi, Cette vitesse a été choisie à environ 5 % de la vitesse nominale de la machine dans les deux sens. En fait, ce test de simulation a été réalisé en suivant un ensemble d'étapes

pour comparer en profondeur les performances dans une large plage de variation de vitesse. La première étape, la machine démarre à $t = 0 \text{ s}$ sans charge suivant un profil de vitesse de référence imposé, à $t = 0.8 \text{ s}$ un couple résistant $C_r = 7 \text{ N.m}$ est appliqué, à $t = 1.6 \text{ s}$ le couple résistant appliqué est supprimé ce qui signifie que $C_r = 0 \text{ N.m}$. Alors que dans la deuxième étape de cette simulation, la vitesse de référence est inversée à $t = 2 \text{ s}$ sans l'application d'un couple de charge afin de montrer le comportement dynamique de la commande proposée pour les deux topologies par rapport à l'inversion de vitesse.

En fonctionnement à basse vitesse, les mêmes parties qu'en fonctionnement à vitesse nominale sont suivies dans l'exécution des tests de simulation, où l'alimentation des deux topologies MASDE et DOEWIM dépend de convertisseurs matriciels indirects à deux niveaux dans la première partie, puis de convertisseurs matriciels indirects à trois niveaux dans la deuxième partie.

3.7.2.2.1 Alimentation des deux machines par des IMC en fonctionnement à basse vitesse

Dans le cadre d'un fonctionnement de la machine à basse vitesse avec une alimentation à base de convertisseurs matriciels indirects à deux niveaux, les résultats de simulation obtenus sont les suivants :

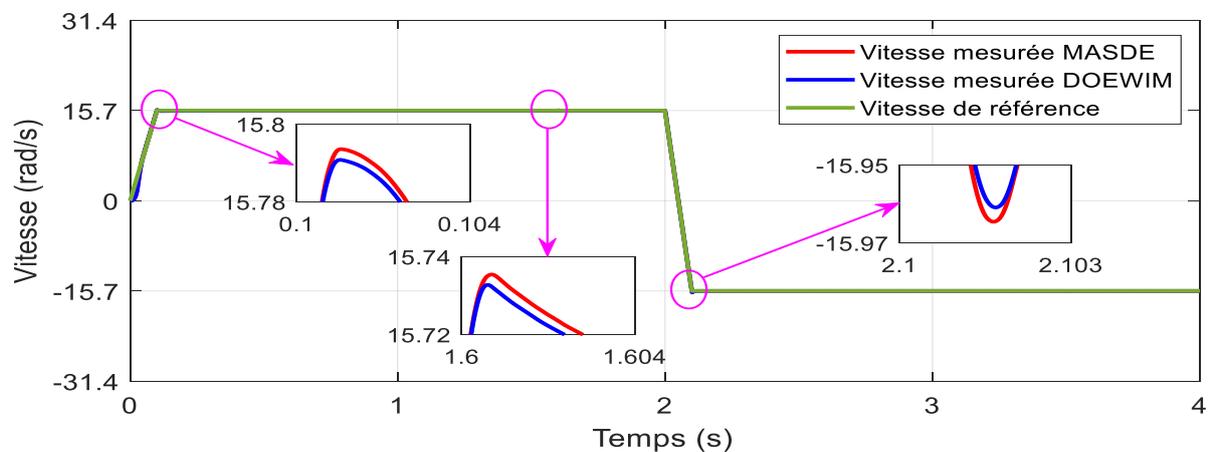


Figure 3.35 Vitesse rotative de la MASDE et la DOEWIM aux faibles valeurs

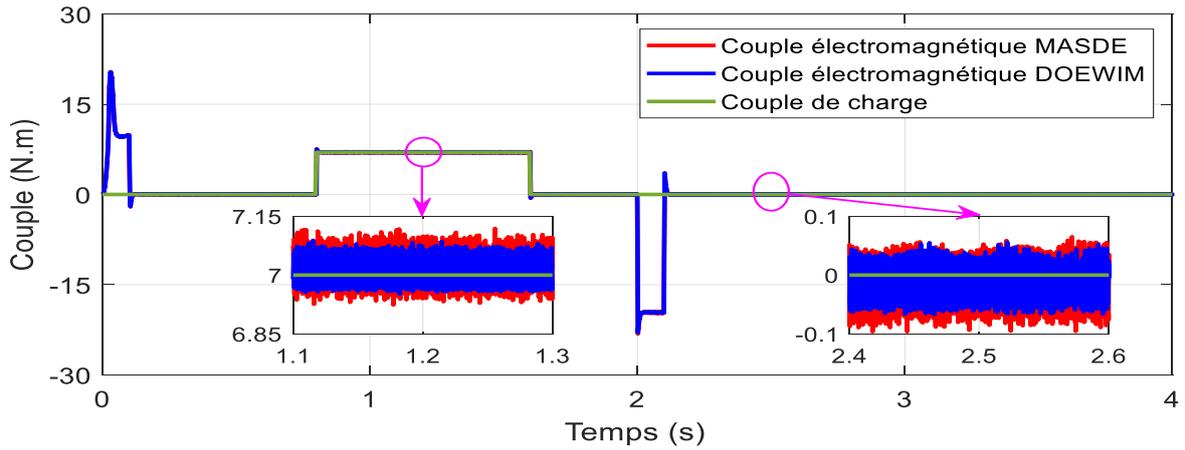


Figure 3.36 Couple électromagnétique développé par la MASDE et la DOEWIM à basse vitesse

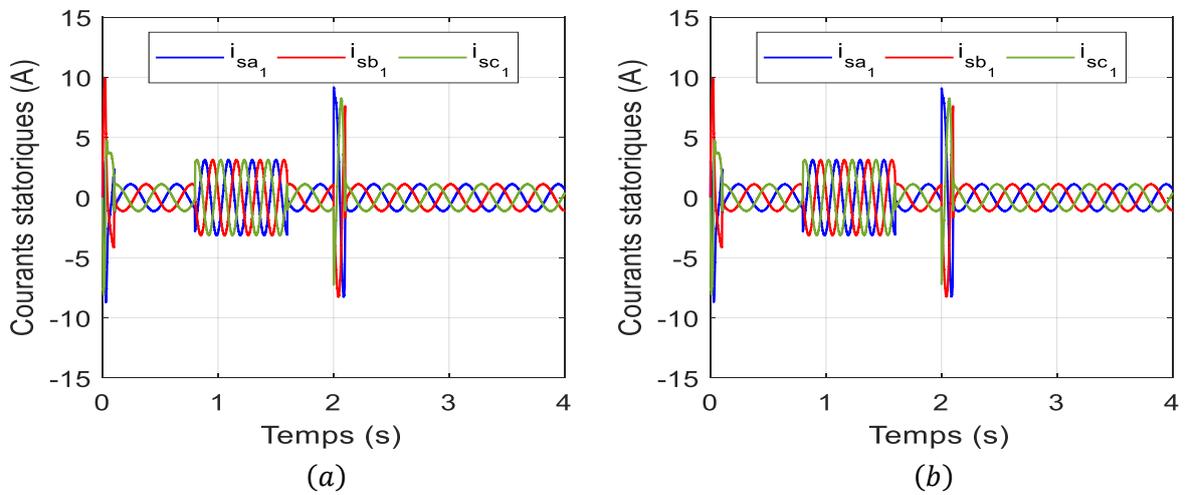
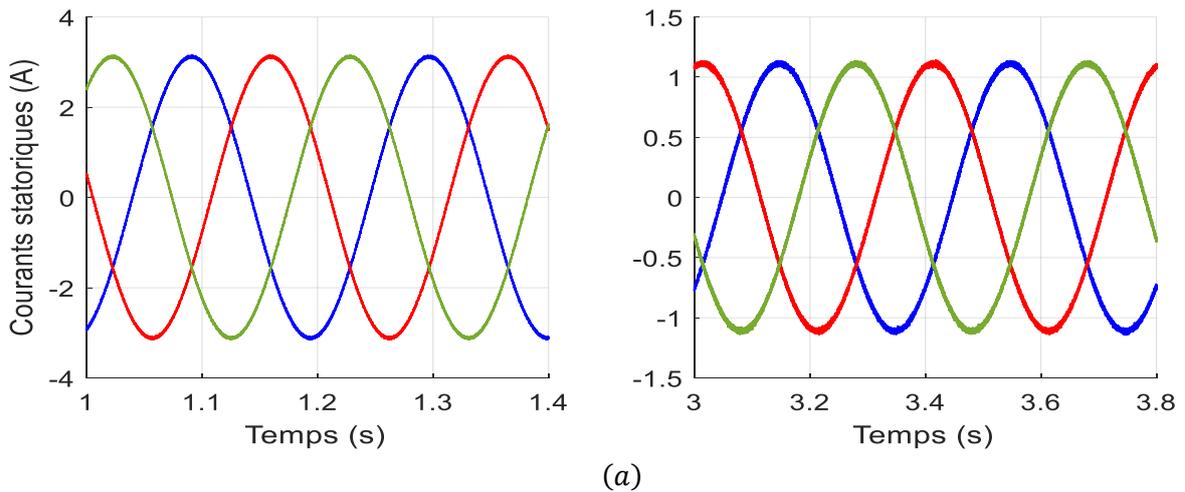


Figure 3.37 Courants statoriques de phase à basse vitesse, (a) MASDE, (b) DOEWIM



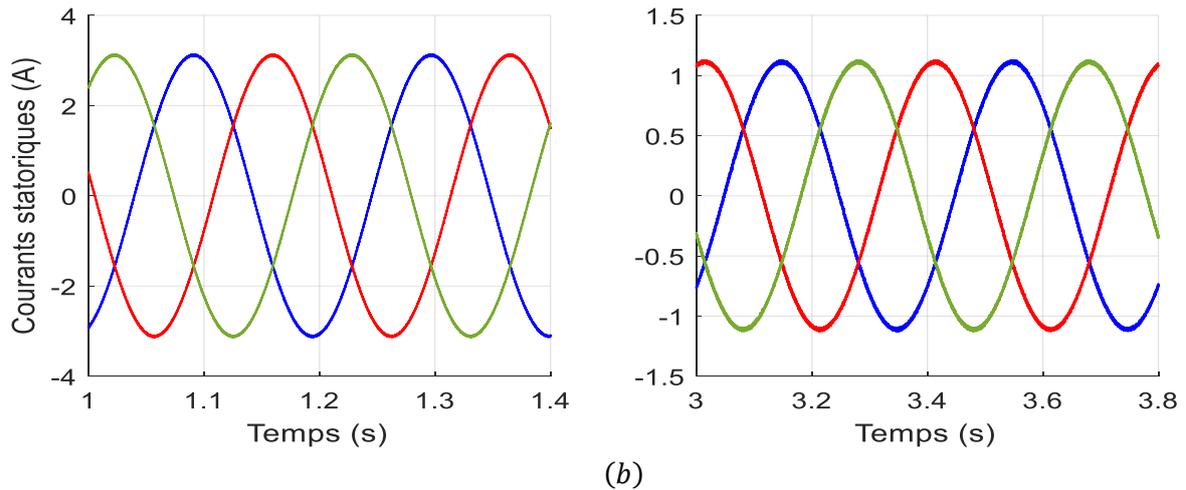


Figure 3.38 Zoom des courants statoriques de phase à basse vitesse, (a) MASDE, (b) DOEWIM

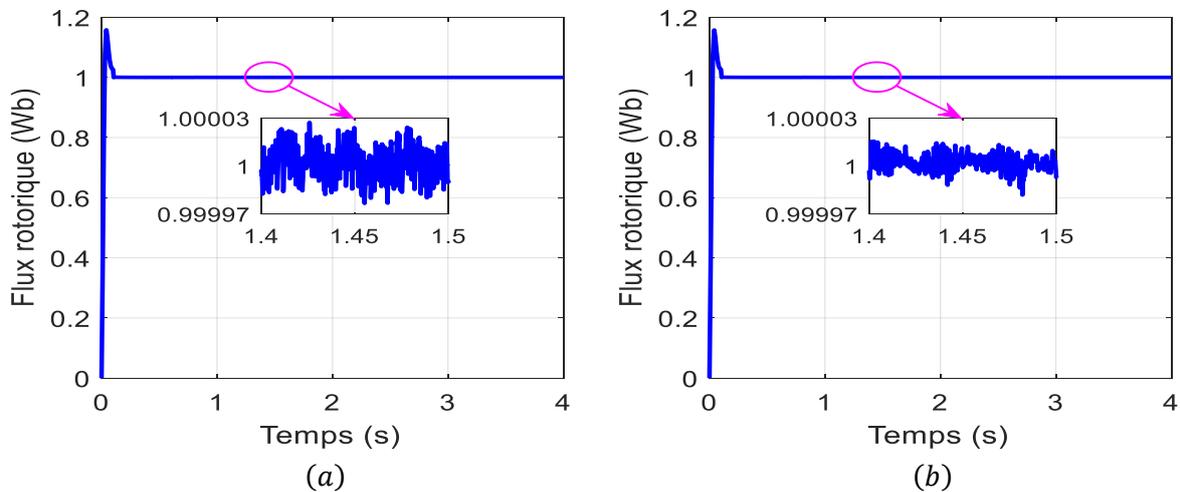


Figure 3.39 Flux rotorique à basse vitesse, (a) MASDE, (b) DOEWIM

La figure 3.35 présente l'évolution dynamique de la vitesse rotorique et sa référence aux faibles valeurs des topologies MASDE et DOEWIM. Il est évident que la vitesse rotorique suit bien la vitesse de référence le long des deux étapes, où le profil de la vitesse rotorique passe de 0 rad/s à 15.7 rad/s puis de 15.7 rad/s à -15.7 rad/s sous la forme d'une fonction linéaire qui reflète parfaitement le vrai cas pratique. Concernant l'application du couple de charge ou sa suppression, on constate clairement qu'il n'affecte pas la qualité du suivi de la vitesse rotorique de sa référence. Mais, la deuxième topologie a une meilleure dynamique en diminuant la valeur d'erreur entre la vitesse rotorique et sa référence pendant le régime permanent comme le montrent les zooms inclus dans la figure 3.35, ce qui rend ses performances mieux que la première topologie.

La figure 3.36 donne le couple électromagnétique développé par les deux topologies de la machine asynchrone double étoile. On peut voir que dans les deux cas, le C_{em} suit le couple de

charge de manière satisfaisante et sans aucun type de perturbations impactant la qualité de la vitesse rotorique comme le montre sa forme illustrée à la figure 3.35. De toute évidence, la topologie DOEWIM présente des avantages très intéressants tels que la réduction significative des fluctuations de couple électromagnétique résultantes par rapport à la topologie MASDE, comme le confirment les portions zoomées sur la figure 3.36. Cela fait de la nouvelle topologie un choix privilégié pour minimiser le phénomène de chattering même à basse vitesse.

Les courants statoriques triphasés pour la MASDE et la DOEWIM sont représentés respectivement sur les figures 3.37 (a) et 3.37 (b). En effet, la dynamique de ces courants dans les deux configurations est très similaire que ce soit en régime transitoire ou permanent. Cependant, les figures 3.38 (a) et 3.38 (b) qui représentent la visualisation du zoom des courants de phase pendant l'application et l'annulation du couple de charge pour les deux topologies MASDE et DOEWIM, respectivement, montrent que le contenu des harmoniques est moins dans le cas de l'enroulement ouvert qui conduit à une meilleure qualité du courant statorique et à des fluctuations plus faibles du couple électromagnétique.

Le flux rotorique des deux structures est représenté sur les figures 3.39 (a) et 3.39 (b). Il est évident que la structure DOEWIM permet d'obtenir une amélioration significative du rejet des harmoniques de flux rotorique, lui conférant plus de douceur par rapport à la structure MASDE, et cela est illustré dans les zooms tirés des figures 3.39 (a) et 3.39 (b).

3.7.2.2.2 Alimentation des deux machines par des I3LMC en fonctionnement à basse vitesse

L'alimentation de la machine selon ses topologies traditionnelle et développée avec des convertisseurs matriciels indirects à trois niveaux sous un mode de fonctionnement à basse vitesse a conduit aux résultats de simulation suivants :

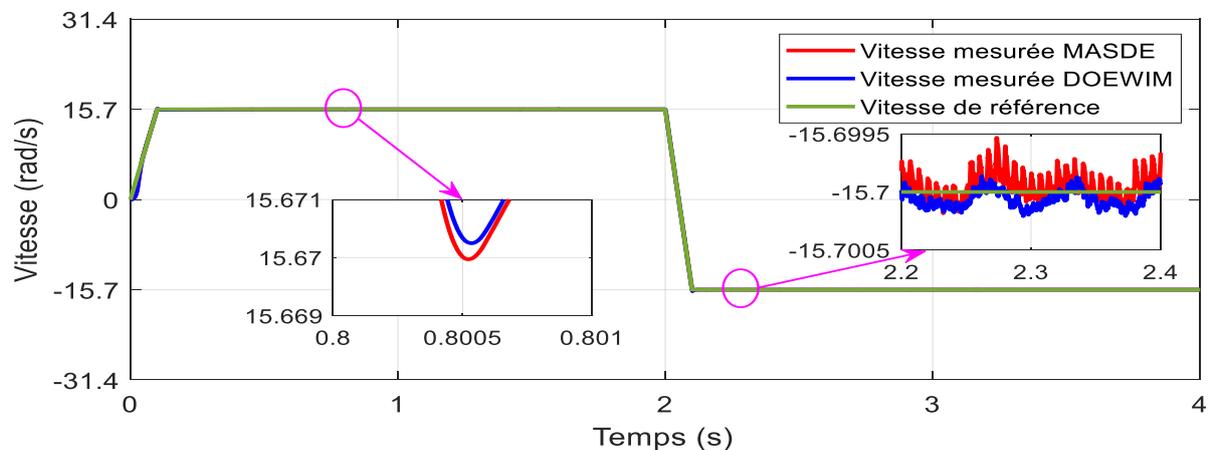


Figure 3.40 Vitesse rotorique pour les topologies MASDE et DOEWIM aux faibles valeurs

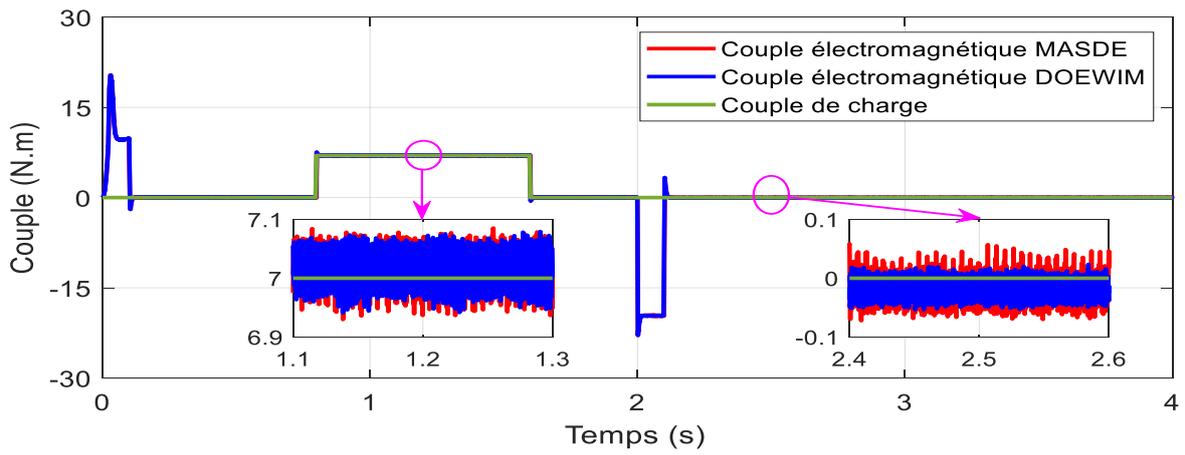


Figure 3.41 Couple électromagnétique de la MASDE et la DOEWIM à basse vitesse

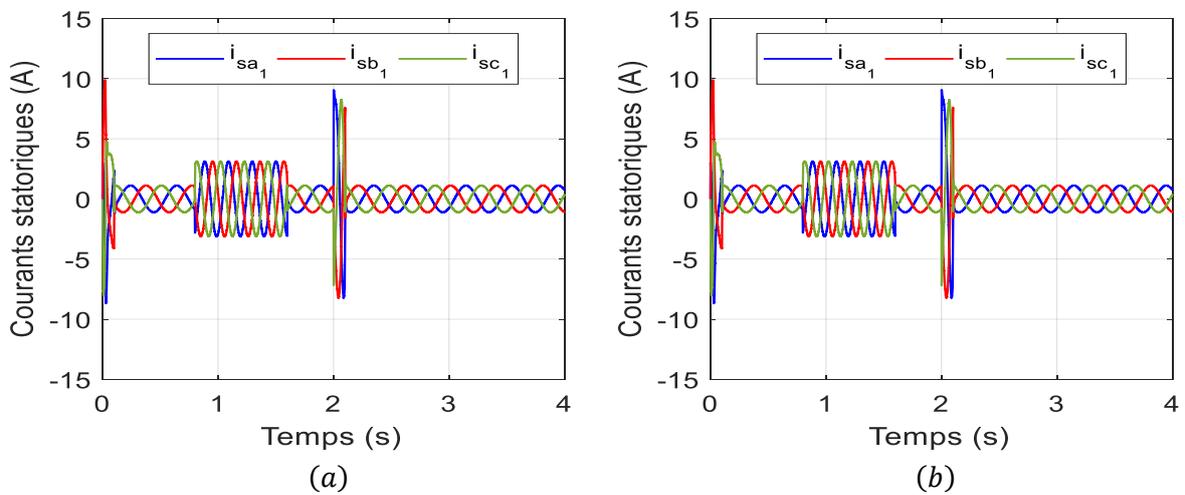
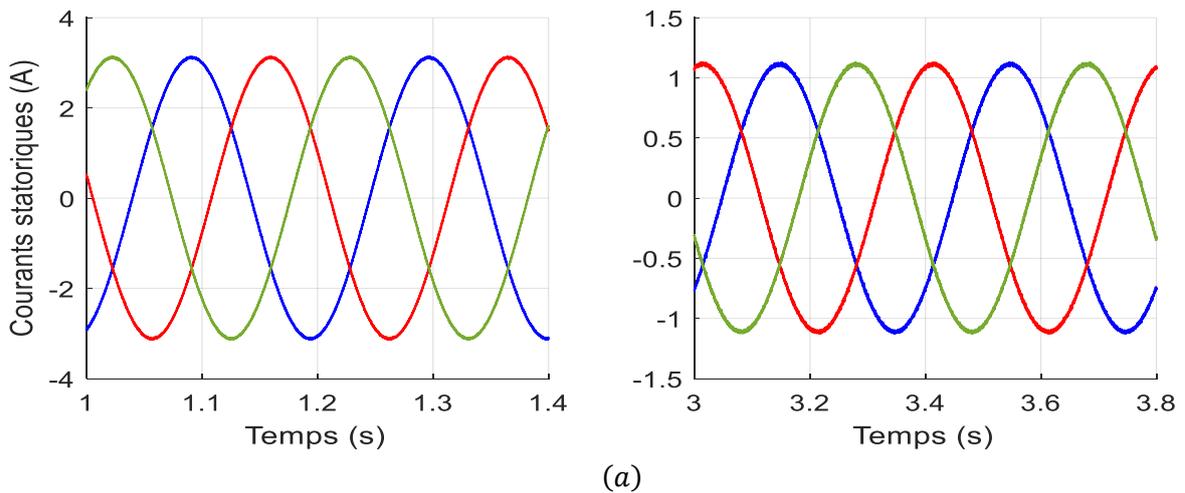


Figure 3.42 Courants statoriques à basse vitesse, (a) MASDE, (b) DOEWIM



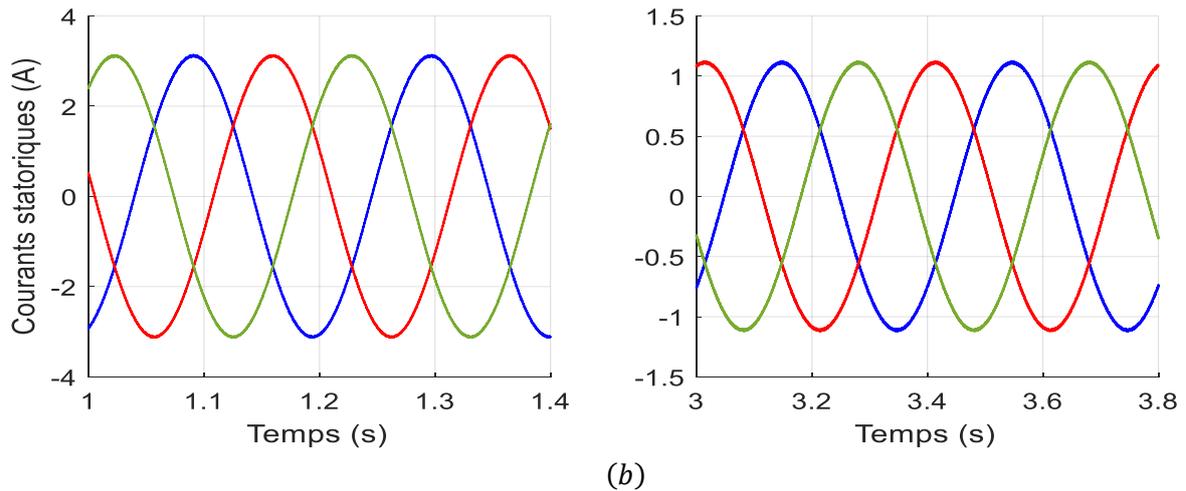


Figure 3.43 Zoom des courants statoriques à basse vitesse, (a) MASDE, (b) DOEWIM

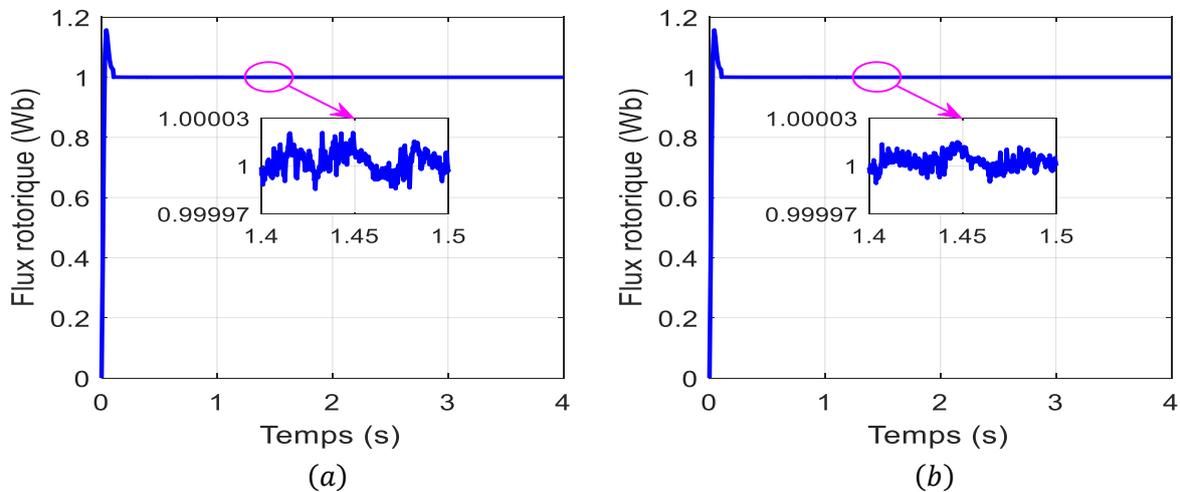


Figure 3.44 Flux rotorique développé par les deux machines à basse vitesse, (a) MASDE, (b) DOEWIM

La figure 3.40 présente la trajectoire de la vitesse rotorique et sa référence pendant tous les modes de fonctionnement pour les deux topologies. Il existe une symétrie complète entre cette figure et la figure 3.35 qui donne le profil de vitesse rotorique avec des valeurs faibles lorsque la MASDE et la DOEWIM sont alimentées par des convertisseurs matriciels indirects à deux niveaux, ce qui indique les performances très acceptables de la réponse en vitesse pour les deux topologies dans le cas où le processus d'alimentation des deux machines est effectué sur la base de convertisseurs matriciels indirects à trois niveaux. L'avantage de la structure DOEWIM est évident en constatant les zooms répertoriés dans la figure 3.40, qui montrent que la valeur d'erreur entre la vitesse rotorique et sa référence diminue avec la nouvelle structure par rapport à la conventionnelle.

La figure 3.41 montre que le couple électromagnétique apporte une réponse très convaincante à l'application des charges et au changement de sens de rotation sans perturber la vitesse rotorique dans les deux topologies. L'effet positif de l'ouverture des enroulements statoriques se traduit par des fluctuations de couple extrêmement faibles, ce qui se déduit en observant les zooms impliqués dans la figure 3.41. L'amélioration apparente du couple en termes de faibles fluctuations pour les deux topologies dans la deuxième approche du procédé d'alimentation de la MASDE et la DOEWIM par rapport au premier mode d'alimentation est due à l'utilisation de convertisseurs matriciels indirects à trois niveaux.

En observant les figures 3.42 (a) et 3.42 (b), qui donnent l'allure des courants statoriques de la première étoile pour les deux topologies à travers tous les modes de fonctionnement proposés pour la basse vitesse, il s'avère que la forme de ces courants dans les deux états d'alimentation des deux machines est presque la même, les variations dans les amplitudes des courants de phase résultant de l'application d'un couple de charge ou du changement de sens de rotation sont évidentes. Les zooms des courants lors des modes de fonctionnement avec ou sans charge pour la MASDE et la DOEWIM sont respectivement donnés par les figures 3.43 (a) et 3.43 (b) mettent en évidence la douceur apparente des courants triphasés avec la DOEWIM au détriment de MASDE. La forme d'onde sinusoïdale des courants statoriques, qui est presque dépourvue d'harmoniques pour les deux structures dans le deuxième cas de l'alimentation des deux machines, est principalement due au remplacement des convertisseurs matriciels à deux niveaux par des convertisseurs à trois niveaux.

Le flux rotorique donné sur les figures 3.44 (a) et 3.44 (b) pour la MASDE et la DOEWIM ne semble pas être affecté par les variations de couple de charge, ce qui confirme que le découplage entre le flux et le couple est parfaitement réalisé selon l'approche de commande par mode glissant même en fonctionnement à basse vitesse. Semblables au premier cas de l'alimentation des deux machines, les zooms de flux introduits dans les figures 3.44 (a) et 3.44 (b) pour le deuxième cas de l'alimentation démontrent clairement la supériorité de la topologie à enroulement ouvert sur la topologie conventionnelle en termes de capacité à réduire les harmoniques du flux rotorique.

3.8 Conclusion

Ce chapitre résume la théorie de la commande par mode glissant, met en évidence les principales caractéristiques de cette stratégie de commande et discute de la conception de l'algorithme de commande avec ses différentes phases. Dans un premier temps, cette approche

de commande associée à diverses techniques de modulation vectorielle a été appliquée à la MASDE alimentée par des convertisseurs matriciels (direct, indirect et indirect à trois niveaux). Ces différentes techniques de modulation ont été appliquées comme suit :

- Application de la DSVM au convertisseur matriciel direct.
- Application de l'ISVM au convertisseur matriciel direct.
- Application de la SVM au convertisseur matriciel indirect.
- Application de la SVM au convertisseur matriciel indirect à trois niveaux.

En consacrant la discussion aux modulations vectorielles appliquées dans ce chapitre, l'analyse des résultats de la simulation a montré les points suivants :

- Les différentes topologies de modulation sont capables de fournir une tension de sortie sinusoïdale avec de faibles perturbations.
- Le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire est possible dans les différentes topologies de modulation.
- Les deux modulations, directe et indirecte, appliquées au convertisseur matriciel direct, sont très similaires en ce qui concerne la réduction des harmoniques en sortie, mais avec l'avantage de la modulation indirecte en termes de facilité de mise en œuvre par rapport à son homologue direct.
- La topologie à trois niveaux offre les meilleures performances en termes de THD amélioré et c'est l'un des avantages des convertisseurs multiniveaux.
- Le convertisseur matriciel direct et le convertisseur matriciel indirect donnent presque les mêmes résultats (l'IMC n'est que l'implémentation physique du modèle indirect du MC).

Dans la deuxième partie de ce chapitre, la commande par mode glissant est appliquée à la DOEWIM alimentée par deux nouvelles structures du convertisseur matriciel (convertisseur matriciel avec deux étages de sortie) à deux et trois niveaux. La technique de modulation vectorielle découplée a été utilisée pour garantir le contrôle des convertisseurs matriciels à double sortie. Les résultats de la simulation ont montré la haute qualité des tensions de sortie en termes d'harmoniques faibles et de THD réduit avec une supériorité remarquable pour la topologie à trois niveaux.

Concernant la commande par mode glissant appliquée à la MASDE puis la DOEWIM afin d'assurer le contrôle de trois variables représentées par le courant statorique, le flux rotorique et la vitesse de rotation, les résultats de simulation obtenus pour les deux machines prouvent que l'approche de commande proposée offre des performances dynamiques et statiques élevées

et une robustesse contre les perturbations internes et externes, mais avec une supériorité nette et notable de la topologie à enroulement ouvert par rapport à la topologie traditionnelle en termes de réduction des harmoniques et des ondulations de flux et de couple et de minimisation de la valeur du THD pour les courants et les tensions.

L'objectif principal de ce chapitre est de mettre en évidence les principaux avantages de la topologie DOEWIM par rapport à la topologie conventionnelle, notamment dans les applications industrielles nécessitant des machines de forte puissance où l'apparition des ondulations de flux rotorique, des harmoniques de couple électromagnétique et la valeur de tension de mode commun accrue peut entraîner des problèmes drastiques au fil du temps, tels qu'une diminution de la durée de vie de certaines pièces mécaniques du processus industriel, en particulier le long des roulements et des arbres. D'autre part, l'utilisation de la topologie DOEWIM permet de réduire considérablement la teneur en harmoniques dans les courants statoriques, ce qui signifie qu'une meilleure qualité de l'énergie peut être obtenue et un facteur de puissance amélioré, évitant ainsi le vieillissement des équipements et réduisant les coûts de consommation d'énergie dans les installations industrielles lorsque la DOEWIM est utilisée avec la technique de commande adéquate comme la SMC combinée avec la SVM.

On peut conclure que l'application de la commande par mode glissant basée sur la FOC et combinée avec la SVM à la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts alimenté par des convertisseurs matriciels offre des performances dynamiques améliorées contre le couple de charge et la variation de vitesse rotorique, ce qui fait de ce type de machine une solution prometteuse pour les applications industrielles à haute puissance nécessitant plus de fiabilité.

La commande par mode glissant a largement prouvé son efficacité pour l'entraînement des moteurs électriques. L'avantage que procure une telle commande est sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle. Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients dont le plus important est l'apparition du phénomène de chattering provoqué par la partie discontinue de la commande qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs, le système est soumis à chaque instant à une commande élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré et ceci n'est pas souhaitable.

Afin d'éliminer le phénomène de chattering pour mieux améliorer les performances de l'approche de commande précédente, d'autres techniques de contrôle plus modernes sont appelées qui feront l'objet du quatrième chapitre.

Chapitre 4

Commande par mode glissant de
second ordre et commande
backstepping de la DOEWIM

4.1 Introduction

Les techniques de commande par mode glissant ont attiré l'attention de différents groupes de recherche, grâce aux caractéristiques attractives qu'elles possèdent, telles que : la convergence en temps fini, la robustesse aux incertitudes de modélisation et aux perturbations externes. Cependant, l'un des inconvénients de ces techniques est le phénomène indésirable appelé chattering, qui se produit en raison de la fréquence de commutation élevée dans la commande, endommageant les dispositifs d'actionnement soumis à des sollicitations de fonctionnement intenses.

Pour cela, de nouvelles techniques sont apparues pour résoudre ce problème. L'idée principale est de changer la dynamique dans un petit voisinage de la surface de discontinuité en appelant des fonctions linéaires lisses afin d'éviter la véritable discontinuité et en même temps de préserver les principales propriétés de l'ensemble du système, mais la précision et la robustesse pour le mode glissant dépendant de cette idée sont partiellement perdues [WIL 02].

Récemment, des modes glissants d'ordre supérieur ont été développés. Ceux-ci généralisent l'idée de base du mode glissant, agissant sur les dérivées temporelles d'ordre supérieur de l'écart du système par rapport aux contraintes imposées par l'influence de l'écart de la dérivée première comme cela se produit dans les modes glissants standard. Préserver les principaux avantages de l'approche originale, tout en éliminant complètement l'effet de chattering et en offrant également une plus grande précision dans les performances. Certaines commandes d'ordre supérieur ont été décrites dans la littérature, comme l'algorithme de super-twisting, qui est considéré parmi les plus importants de ces commandes en raison de ses nombreux avantages [LEV 03].

Au cours des dernières années, et avec les progrès technologiques dans le domaine de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique, plusieurs théories de commande non linéaire du moteur à induction ont été proposées et sont devenues la norme industrielle pour les applications de moyenne et haute performance. Ils ont été formulés et développés pour remplacer les stratégies de commande classiques telles que la commande scalaire et la commande vectorielle qui peuvent garantir des performances limitées. Dans plusieurs applications industrielles, il est indispensable d'utiliser des commandes plus évoluées, cohérentes avec les performances envisagées, mais plus complexes. Parmi les stratégies appliquées à la commande des moteurs à induction qui garantissent des performances élevées, on trouve la commande backstepping [BAC 07]. Depuis les dernières décennies, la commande

backstepping est devenue la stratégie de commande la plus connue pour une large gamme de classes de systèmes non linéaires [BAY 07]. Cette stratégie offre la capacité d'assurer la stabilisation globale du système et offre une meilleure performance à la fois en régime permanent et en fonctionnement transitoire, même avec des incertitudes du système et des perturbations de charge [FAR 84]. De plus, cette technique utilise essentiellement la fonction de Lyapunov pour la conception de la loi de commande.

Le nom backstepping vient du fait qu'il s'agit d'une méthode de conception récursive qui recule vers les entrées de commande en commençant par les équations différentielles qui en sont séparées par le plus grand nombre d'intégrateurs [KRS 95]. La procédure de conception est en quelque sorte très similaire à la linéarisation par rétroaction et à l'inversion dynamique non linéaire. Cependant, au lieu de transformer d'abord directement le système en forme d'accompagnement, une rétroaction stabilisatrice est construite pour chaque sous-système en considérant une combinaison d'états apparaissant une étape d'intégrateur plus tard comme une entrée de commande virtuelle. Ce processus est répété jusqu'à ce qu'une loi de commande stabilisatrice pour les entrées de commande réelles puisse être définie.

L'objectif de ce chapitre est d'introduire successivement les concepts de base des techniques de commande par mode glissant d'ordre supérieur et de commande backstepping. Ces méthodologies sont respectivement appliquées à la DOEWIM en présence de perturbations externes afin de vérifier les propriétés de robustesse de ces commandes d'une part et de prouver leur efficacité à éliminer le phénomène de chattering d'autre part. La supériorité et l'efficacité des techniques de commande proposées sont confirmées avec succès à l'aide de simulations MATLAB/Simulink dans différentes conditions de fonctionnement.

4.2 Formulation du problème

Dans les applications réelles, il n'est pas raisonnable de supposer que le signal de commande peut commuter à une fréquence infinie. En raison de la présence d'inertie dans les actionneurs et les capteurs ainsi que des effets indésirables du bruit environnant et des perturbations externes, le signal de commande commute en fait à une fréquence très élevée quoique finie. La fréquence d'oscillation du signal de commande s'avère non seulement finie mais aussi presque imprévisible. Sa principale conséquence est que le mode glissant a lieu dans un petit voisinage du collecteur glissant dont la largeur est inversement proportionnelle à la fréquence de commutation de commande [SAN 12].

L'effet de la fréquence de commutation finie de la commande est désigné dans la littérature sous le nom de chattering [LEE 07]. Fondamentalement, les composantes à haute fréquence de la commande se propagent à travers le système, excitant ainsi la dynamique rapide non modélisée qui conduit à des oscillations indésirables et cela affecte négativement la sortie du système. Ce phénomène dégrade les performances du système ou peut même conduire à une instabilité. Le chattering et l'activité de commande élevée sont les inconvénients majeurs de l'approche par mode glissant dans la réalisation pratique des schémas de commande dans cette approche. Des recherches actives se poursuivent pour réaliser une action de contrôle continu qui peut surmonter ces inconvénients et assurer la robustesse contre les incertitudes et les perturbations et en même temps atteindre le même objectif de contrôle de l'approche par mode glissant standard [BAR 00].

Le problème inhérent du chattering dans la commande par mode glissant conventionnel entraîne des répercussions négatives sur le système électromécanique, car il excite une dynamique non modélisée qui rend le système instable. Diverses approches ont été proposées pour éviter les phénomènes de chattering indésirables. L'une des solutions possibles est la solution de la couche limite où la fonction de saturation est utilisée pour approximer le terme de la fonction *sign* dans la surface de glissement [MUH 12]. Avec l'avancement de cette approche, de nombreux types de fonctions de saturation ont été introduits, comme la fonction de classe C^1 qui a été utilisée dans le troisième chapitre de cette thèse. L'idée de base derrière cette approche est le remplacement de la fonction de commutation discontinue par une fonction continue dépendant de l'épaisseur de la couche limite. De ce fait, les trajectoires du système sont restreintes à un petit voisinage de la surface de glissement. Le principal inconvénient de l'utilisation de cette technique est que le comportement du système peut ne pas être identifié dans le petit voisinage de la couche limite et il n'est pas garanti que les trajectoires du système dans le même voisinage convergeront vers zéro. De plus, dans cette technique, le glissement idéal ne se produit plus.

La première partie de ce chapitre présente une commande par mode glissant généralisée dite HOSMC. La commande par mode glissant d'ordre supérieur supprime non seulement certaines des limitations fondamentales de l'approche traditionnelle, mais fournit également une précision de suivi améliorée sous un mouvement de glissement.

4.3 Commande par mode glissant d'ordre supérieur

La technique de la HOSMC a généralisé l'idée de base du mode glissant en incorporant des dérivées d'ordre supérieur de la variable glissante. L'inclusion de dérivées d'ordre supérieur, tout en conservant la même robustesse et les mêmes performances que celles du mode glissant conventionnel, a conduit à une réduction de l'effet de chattering indésirable inhérent à la technique du mode glissant [LEV 87]. Le mode glissant d'ordre n est défini par les égalités $S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{n-1} = 0$. L'ordre de glissement est déterminé à partir du nombre de dérivées continues de la variable de glissement au voisinage du mode glissant. Au fur et à mesure que l'ordre de glissement augmente, la dimension de la surface de glissement diminue, ce qui entraîne une réduction du chattering au voisinage de la surface de glissement.

Les contrôleurs par mode glissant de second ordre sont les plus largement utilisés en pratique parmi les HOSMC en raison de leur simplicité et de leur faible demande d'informations.

4.4 Commande par mode glissant de second ordre

L'algorithme de commande par mode glissant de second ordre appartient à l'algorithme de commande par mode glissant d'ordre supérieur. Le but est de concevoir la loi de commande de sorte que la variable de mode glissant et sa dérivée première puissent converger en temps fini, comme le montre la figure 4.1.

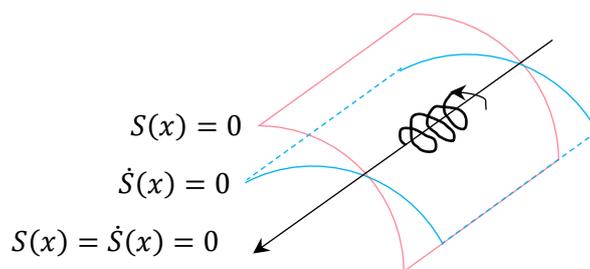


Figure 4.1 Trajectoire glissante de second ordre

Dans la méthodologie des modes glissants de second ordre, l'action de commande affecte directement le signe et l'amplitude de \ddot{S} , et une logique de commutation appropriée, qui peut être basée à la fois sur S et \dot{S} ou sur S et sur le signe de \dot{S} , garantit la convergence en temps fini de l'état à la variété glissante $S = \dot{S} = 0$.

Considérons un système dynamique avec une seule entrée de la formule suivante : $\dot{x} = [a][x] + [b][u]$ (le même système adopté avec le mode glissant de premier ordre).

Comme $S = 0$ est la surface de glissement choisie, l'objectif de commande est d'imposer un mode glissant de deuxième ordre sur la surface de glissement, ce qui signifie que S et sa dérivée première sont maintenus à zéro dans un temps fini selon l'expression ci-dessous :

$$\dot{S}(t, x) = S(t, x) = 0 \quad (4.1)$$

Avec : $S = S(t, x)$.

Selon le degré relatif du système, deux cas différents doivent être considérés, à savoir :

- Le premier cas (A) : degré relatif $r = 1$, donc : $\frac{\partial}{\partial u} \dot{S} \neq 0$
- Le deuxième cas (B) : degré relatif $r = 2$, donc : $\frac{\partial}{\partial u} \dot{S} = 0$ et $\frac{\partial}{\partial u} \ddot{S} \neq 0$

Cas (A) : Dans ce cas, le problème de commande peut être résolu en s'appuyant sur la commande par mode glissant de premier ordre (voir le troisième chapitre), néanmoins la commande par mode glissant de second ordre peut également être utilisée afin d'éviter le chattering. À cette fin, $u(t)$ est considéré comme une sortie d'un système dynamique de premier ordre et la dérivée temporelle de la commande réelle $\dot{u}(t)$ est considérée comme une variable de commande auxiliaire [BAR 01].

Une commande discontinue \dot{u} oriente la variable glissante S vers zéro, en gardant $S = 0$ en mode glissant de second ordre, de sorte que la commande réelle u est continue et que le chattering est évité [LEV 93].

Les première et deuxième dérivées temporelles de la variable glissante sont données respectivement par :

$$\dot{S}(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x)(a(t, x) + b(t, x)u(t)) \quad (4.2)$$

$$\ddot{S}(t, x) = \rho_A(t, x, u) + \chi_A(t, x)\dot{u}(t) \quad (4.3)$$

Les expressions de ρ_A et χ_A sont respectivement données par les deux équations suivantes :

$$\rho_A(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u)(a(t, x) + b(t, x)u(t)) \quad (4.4)$$

$$\chi_A(t, x) = \frac{\partial}{\partial x} S(t, x)b(t, x) \quad (4.5)$$

L'entrée de commande u est comprise comme une perturbation inconnue affectant le terme de dérive $\rho_A(t, x, u)$. La dérivée de commande \dot{u} est utilisée comme variable de commande auxiliaire à concevoir pour satisfaire l'objectif de commande de pilotage de S et \dot{S} vers zéro. On note que la dérivée temporelle de contrôle \dot{u} affecte la dynamique \ddot{S} .

Cas (B) : La commande affecte directement la dynamique de \ddot{S} plutôt que de \dot{S} , donc :

$$\dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) a(t, x) \quad (4.6)$$

$$\ddot{S} = \rho_B(t, x, u) + \chi_B(t, x) u(t) \quad (4.7)$$

Les deux équations ci-dessous présentent respectivement les formules de ρ_B et χ_B :

$$\rho_B(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) a(t, x) \quad (4.8)$$

$$\chi_B(t, x) = \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) b(t, x) \quad (4.9)$$

Il faut supposer que :

$$\chi_B(t, x) \neq 0 \quad (4.10)$$

Ce qui signifie que la variable glissante, entendue comme une sortie du système, doit avoir un degré relatif uniforme de deux. Dans ce cas, la commande réelle u est discontinue.

Les deux cas (A) et (B) peuvent être traités dans un traitement unifié, car la structure du système à stabiliser est exactement la même, donc un système incertain de second ordre avec une dépendance affine sur le signal de commande pertinent (la dérivée de commande \dot{u} dans le cas (A), la commande réelle u dans le cas (B)).

Pour cette raison, il sera adressé et résolu le problème de stabilisation du système :

$$\begin{cases} y_1(t) = S(t, x) \\ \dot{y}_1(t) = y_2(t) \\ \dot{y}_2(t) = \rho(\cdot) + \chi(t, x) v(t) \end{cases} \quad (4.11)$$

Avec : y_1, y_2 : la variable glissante réelle et sa dérivée, respectivement. (y_2 n'est pas disponible pour la mesure) ; ρ, χ : des termes incertains ; $v(t)$: l'entrée du système où sa dérivée par rapport au temps suivant le degré relatif.

Tableau 4.1 : Différentes structures du système modélisé \ddot{S}

| Cas (A) | Cas (B) |
|-------------------------------|----------------------------|
| $\rho(\cdot) = \rho(x, u, t)$ | $\rho(\cdot) = \rho(x, t)$ |
| $v(t) = \dot{u}(t)$ | $v(t) = u(t)$ |

Les termes $\rho(t)$, $\chi(t)$ et $v(t)$, ils ont un sens et une structure différents dans les cas (A) et (B) comme indiqué dans le tableau 4.1.

Dans le cas (A), appelé cas anti-chattering, l'approche par mode glissant de second ordre atteint l'objectif de commande au moyen d'une entrée de commande continue. En fait, le signal de commande discontinu réel $v(t)$ est la dérivée de l'entrée réelle $u(t)$, qui, obtenue en intégrant la dérivée discontinue, s'avère être continue. La commande par modes glissants de premier ordre conduit aux lois de commande discontinues dans ce cas.

Dans le cas (B), où le degré relatif est deux, la commande réelle $u(t)$ est discontinue. Notez que la méthodologie traditionnelle de commande par mode glissant de premier ordre, si elle n'est pas correctement couplée aux observateurs d'état, ne résout pas ce problème.

Le problème de stabilisation est résolu sous l'hypothèse que \dot{S} n'est pas disponible pour les mesures. Ce fait, combiné à la présence d'incertitudes de modèle, rend le problème difficile à résoudre. L'existence d'une solution est évidemment liée de manière critique aux hypothèses pertinentes sur la dynamique incertaine.

Le développement historique des algorithmes SOSMC [BAR 01] commence à envisager l'hypothèse de bornité globale pour les incertitudes, par cela dans certains voisins de la surface de glissement (pas nécessairement petit) les termes incertains sont bornés par des constantes positives connues selon :

$$|\rho(\cdot)| \leq \gamma \quad (4.12)$$

$$0 < G_1 \leq \chi(t, x) \leq G_2 \quad (4.13)$$

En fonction du degré relatif r entre la variable glissante et l'entrée de commande réelle, $v(t)$ peut représenter soit la commande réelle, soit sa dérivée, et par conséquent, le terme dérive incertain ρ peut également dépendre de deux ensembles de variables différents.

Pour concevoir le mode glissant de second ordre, un certain nombre d'algorithmes sont disponibles dans la littérature, dont les plus courants sont : Twisting Algorithm (TA), Sub-Optimal Algorithm (SOA), Drift Algorithm (DA) et Super-Twisting Algorithm (STA), [MUH 12]. Où ces algorithmes sont discutés un par un. L'algorithme STA est généralement considéré comme l'un des meilleurs algorithmes pour atteindre les résultats souhaités, et il sera donc étudié plus en détail dans cette thèse.

4.4.1 Algorithme de twisting

L'algorithme de twisting est historiquement le premier contrôleur de mode glissant de second ordre connu (Levantosky, 1985). Cet algorithme présente une torsion autour de l'origine du plan de phase (SOS) comme le montre la figure 4.2. Cela signifie que les trajectoires effectuent des

rotations autour de l'origine tout en convergeant en temps fini vers l'origine du plan de phase. La valeur absolue des intersections de la trajectoire avec les axes ainsi que les temps de rotation décroissent en progression géométrique. La valeur de la dérivée de commande commute à chaque croisement d'axe, ce qui nécessite la disponibilité du signe de la dérivée temporelle du variable glissante y_2 .

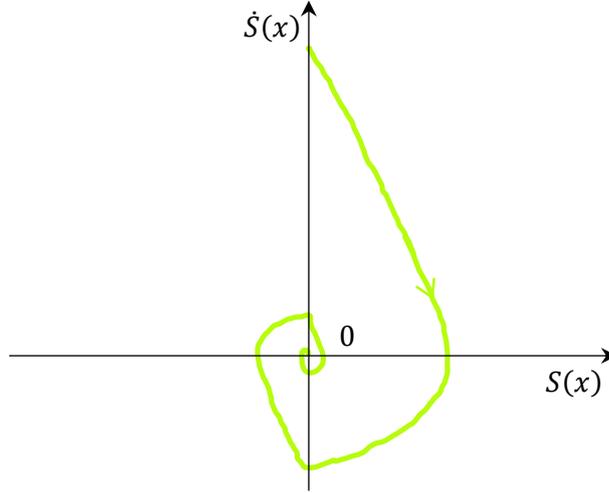


Figure 4.2 Trajectoire de l'algorithme de twisting dans le plan de phase

En considérant les coordonnées locales $y_1 = S$ et $y_2 = \dot{S}$, le problème de SOSMC est le même que le problème de stabilisation en temps fini pour les systèmes incertains de second ordre ayant un degré relatif égal à un [MUH 12].

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \rho(t, x) + \chi(t, x)\dot{u} \end{cases} \quad (4.14)$$

Les conditions suivantes doivent être considérées :

$$\gamma > 0, |\rho| \leq \gamma, 0 < \Gamma_m \leq \chi \leq \Gamma_M \quad (4.15)$$

La loi de commande est définie comme [MUH 12] :

$$\dot{u}(t) = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -V_m \text{sign}(y_1) & \text{si } y_1 y_2 \leq 0, |u| \leq 1 \\ -V_M \text{sign}(y_1) & \text{si } y_1 y_2 > 0, |u| \leq 1 \end{cases} \quad (4.16)$$

Les conditions suffisantes correspondantes pour la convergence en temps fini sont :

$$\begin{cases} V_M > V_m \\ V_m > 4\Gamma_M/s_0 \\ V_m > \gamma/\Gamma_M \\ \Gamma_m V_M - \gamma > \Gamma_M V_m + \gamma \end{cases} \quad (4.17)$$

Avec : V_m, V_M : des constantes positives propres telles que : $V_M > V_m$, donc V_M/V_m est suffisamment grand.

Les expressions mathématiques du contrôleur données par l'équation (4.16) peuvent être utilisées pour les systèmes de degré relatif égal à un, tandis que pour les systèmes de degré relatif égal à deux, le contrôleur suivant peut être adopté :

$$u(t) = \begin{cases} -V_m \text{sign}(y_1) & \text{si } y_1 y_2 \leq 0 \\ -V_M \text{sign}(y_1) & \text{si } y_1 y_2 > 0 \end{cases} \quad (4.18)$$

4.4.2 Algorithme de sub-optimal

L'algorithme de commande dite sub-optimal a été proposé pour la première fois par [BAR 97]. Le nom de cet algorithme de commande met en évidence le fait que sa logique de commutation est dérivée de la philosophie de commande optimale en temps pour un système à double intégrateur [MUH 12]. Les trajectoires de cet algorithme sont restreintes aux arcs paraboliques bornés qui contiennent l'origine. La trajectoire de l'état possède deux comportements, torsion et saut, comme le montre la figure 4.3.

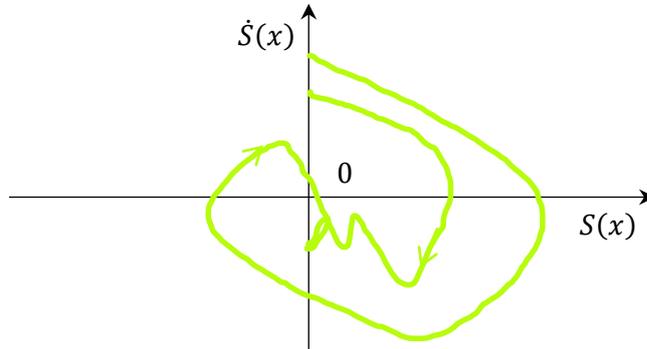


Figure 4.3 Trajectoire de l'algorithme de sub-optimal dans le plan de phase

En considérant le degré relatif deux, le système auxiliaire peut être défini comme :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \rho(t, x) + \chi(t, x)\dot{u} \end{cases} \quad (4.19)$$

La stratégie de commande est la suivante :

$$\begin{cases} v(t) = -\alpha_{so}(t)V_M \text{sign}\left(y_1(t) - \frac{1}{2}y_{1M}\right) \\ \alpha_{so}(t) = \begin{cases} \alpha^* & \text{si } \left(y_1(t) - \frac{1}{2}y_{1M}\right)(y_{1M} - y_1(t)) > 0 \\ 1 & \text{si } \left(y_1(t) - \frac{1}{2}y_{1M}\right)(y_{1M} - y_1(t)) \leq 0 \end{cases} \end{cases} \quad (4.20)$$

Où : y_{1M} : la valeur singulière finale de la fonction y_1 .

Les conditions suffisantes correspondantes pour la convergence en temps fini sont les suivantes [MUH 12] :

$$\begin{cases} \alpha^* \in]0,1[\cap \left[0, \frac{3\Gamma_m}{\Gamma_M}\right] \\ V_M > \max\left(\frac{\gamma}{\alpha^*\Gamma_m}, \frac{4\gamma}{3\Gamma_m - \alpha^*\Gamma_M}\right) \end{cases} \quad (4.21)$$

4.4.3 Algorithme de drift

L'algorithme de drift [JOH 02], [KHA 03] est différent des autres algorithmes de glissement de second ordre en ce sens que le signe de s est constant jusqu'à ce qu'un certain voisinage de l'origine soit atteint. Ceci élimine le dépassement pour S . Un point très important concernant l'algorithme de dérive est qu'il cesse de remplir sa fonction si le retard de commutation est nul et que le glissement devient idéal. Ainsi, l'algorithme de drift n'a qu'une véritable interprétation glissante. Les trajectoires de phase de cet algorithme sur une variété à deux glissements sont caractérisées par des boucles ayant le signe constant de la variable glissante y_1 comme indiqué dans la figure 4.4.

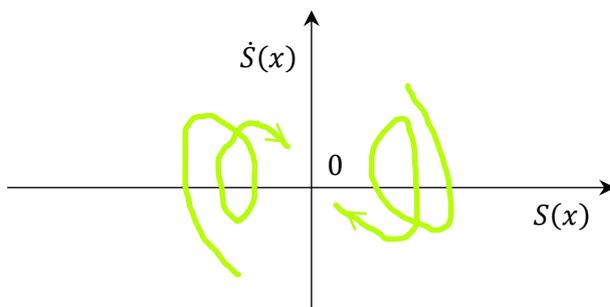


Figure 4.4 Trajectoire de l'algorithme de drift dans le plan de phase

L'algorithme de contrôle pour le cas du degré relatif 1 est défini comme suit [PER 02].

$$\dot{u}(t) = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -V_m \text{sign}(\Delta y_{1i}) & \text{si } y_1 \Delta y_{1i} \leq 0, |u| \leq 1 \\ -V_M \text{sign}(\Delta y_{1i}) & \text{si } y_1 \Delta y_{1i} > 0, |u| \leq 1 \end{cases} \quad (4.22)$$

Avec : $\Delta y_{1i} = y_1(t_i) - y_1(t_i - \tau)$, $t \in [t_i - \tau, t_{i+1}]$, tel que : τ : Constante positive.

Pour le degré relatif deux, la loi de commande est modifiée comme indiqué ci-dessous :

$$\dot{u} = \begin{cases} -V_m \text{sign}(\Delta y_{1i}) & \text{si } y_1 \Delta y_{1i} \leq 0 \\ -V_M \text{sign}(\Delta y_{1i}) & \text{si } y_1 \Delta y_{1i} > 0 \end{cases} \quad (4.23)$$

4.4.4 Algorithme de super-twisting

L'algorithme de super-twisting a été utilisé pour les systèmes ayant un degré relatif égale à un dans le but de réduire le chattering. Puisqu'un contrôleur à mode glissant d'ordre n nécessite

les informations sur $S, \dot{S}, \ddot{S} \dots S^{n-1}$ afin de conserver $S = 0$, la connaissance des valeurs des dérivées d'ordre supérieur de la variable glissante semblait donc être une exigence contraignante. Cependant, cette restriction apparente pourrait être évitée par l'utilisation de cet algorithme qui ne nécessite pas cette information supplémentaire. L'algorithme garantit que les trajectoires du système se tordent autour de l'origine dans le portrait de phase, comme illustré à la figure 4.5. Un autre avantage de cet algorithme est qu'il n'est pas sensible au temps d'échantillonnage, ce qui en fait l'algorithme de commande par modes glissants de second ordre le plus puissant [MUH 12].

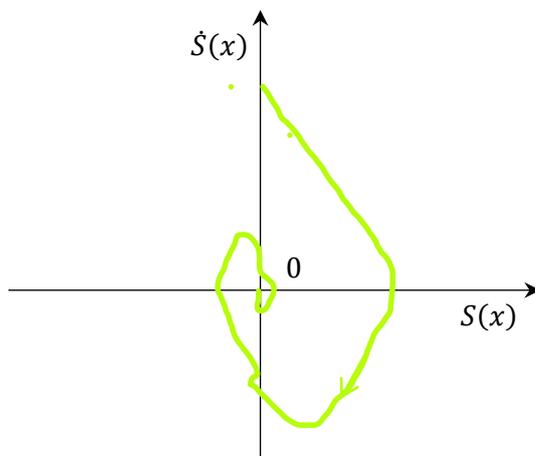


Figure 4.5 Trajectoire de l'algorithme de super-twisting dans le plan de phase

Le STA a été appliqué et implémenté avec succès sur diverses applications d'ingénierie et non d'ingénierie. Dans [KAV 06], le STA a été incorporé afin d'obtenir une commande robuste et sans chattering pour le patient diabétique afin de réguler le niveau de concentration de glucose dans le sang. Les résultats de la simulation ont montré de bonnes performances contre les perturbations des repas et en font un candidat approprié pour la conception de pompes à insuline. Dans [DER 10] l'algorithme STA a été adopté pour le suivi d'altitude d'un hélicoptère à quatre rotors. Les résultats de la simulation ont montré que le schéma proposé fonctionnait bien pour la stabilisation, la robustesse et le suivi, en plus de la réduction du chattering. Dans [QAI 09], un contrôleur basé sur le STA a été conçu en utilisant le modèle dynamique proposé de réacteur de recherche nucléaire pour les problèmes de suivi. Les résultats expérimentaux ont montré que le schéma de commande était robuste contre différents niveaux de perturbation et incertitudes en plus de la réduction du chattering. Dans [RAS 05], un STA a été appliqué à un moteur à induction pour obtenir une commande sans chattering et découplé de la vitesse et du flux du moteur en incorporant des estimateurs de la résistance statorique, de la vitesse rotorique et du couple résistant. Le STA a également été trouvé dans [GAL 10] pour la suppression du chattering dans le problème de régulation de sortie du même système. L'algorithme proposé a

amélioré la précision ainsi que la réponse dynamique du système. Dans [CHA 10], les performances de STA ont été testées avec un autre algorithme, appelé algorithme de twisting sur un entraînement à courant continu sous des paramètres et des conditions de charge incertaines. Il a été affirmé que le STA est le mieux adapté aux expériences réelles soumises à certaines conditions. L'observateur par mode glissant basé sur le STA a également été étudié dans [EZZ 10] pour la commande de vitesse sans capteur d'un moteur synchrone à magnat permanent. Les résultats de la simulation ont montré que le schéma proposé se comportait bien à basse vitesse et était robuste.

L'algorithme de super-twisting avait l'avantage sur les autres algorithmes en ce qu'il n'exigeait pas les dérivées temporelles de la variable glissante. La loi de commande utilisée dans cet algorithme était composée de deux termes. Le premier terme u_a était défini en termes de dérivée temporelle discontinue alors que le second terme u_b était une fonction continue de variable glissante [KHA 03].

$$u = u_a + u_b \quad (4.24)$$

La dérivée première de u_a et l'expression de u_b sont respectivement les suivantes :

$$\dot{u}_a = \begin{cases} -u & \text{lorsque } |u| > 1 \\ -K \text{sign}(S) & \text{lorsque } |u| \leq 1 \end{cases} \quad (4.25)$$

$$u_b = \begin{cases} -\lambda_p |\varrho|^\xi \text{sign}(S) & \text{lorsque } |S| > \varrho \\ -\lambda_p |S|^\xi \text{sign}(S) & \text{lorsque } |S| \leq \varrho \end{cases} \quad (4.26)$$

L'algorithme de super-twisting a convergé en temps fini et les conditions suffisantes correspondantes étaient :

$$\begin{cases} K > \frac{\varsigma}{\Gamma_m} \\ \lambda_p^2 \geq \frac{4\gamma}{\Gamma_m^2} \frac{\Gamma_M(K+\gamma)}{\Gamma_m(K-\gamma)} \\ 0 < \xi \leq \frac{1}{2} \end{cases} \quad (4.27)$$

Avec : $K, \lambda_p, \varrho, \varsigma, \Gamma_M, \Gamma_m$: des constantes positives.

Lorsque le système contrôlé dépend linéairement de u , la loi de commande peut être simplifiée comme suit :

$$\begin{cases} u = -\lambda_p |S|^\xi \text{sign}(S) + u_a \\ \dot{u}_a = -K \text{sign}(S) \end{cases} \quad (4.28)$$

Pour $\xi = 1$, cet algorithme converge vers l'origine de manière exponentielle.

4.4.5 Application de la STSMC à la DOEWIM

Le modèle utilisé pour dériver le système d'équations d'états adopté dans la synthèse des lois de commande de second ordre est le même que celui appliqué dans la commande par mode glissant de premier ordre qui a été obtenue après le découplage par la commande vectorielle, où toutes les grandeurs électriques sont exprimées dans le référentiel lié au champ tournant (d, q) , et les variables d'état sont les courants statoriques, le flux rotorique et la vitesse mécanique.

La loi de commande pour un mode glissant réel de second ordre est donnée par l'expression suivante [HAD 20] :

$$u = u_{eq} + u_{st} \quad (4.29)$$

Comme dans le mode glissant de premier ordre, la STSMC est utilisée afin d'assurer la commande de la vitesse rotorique ω_r , du flux magnétique φ_r et des composantes des courants statoriques $i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}$. L'application de la commande requise à la DOEWIM est basée sur les lois du mode glissant, avec lesquelles les formules suivantes peuvent être écrites.

$$\begin{cases} i_{qs} = i_{qs}^* = i_{qseq} + i_{qsst} \\ i_{ds} = i_{ds}^* = i_{dseq} + i_{dsst} \\ V_{ds1} = V_{ds1}^* = V_{ds1eq} + V_{ds1st} \\ V_{qs1} = V_{qs1}^* = V_{qs1eq} + V_{qs1st} \\ V_{ds2} = V_{ds2}^* = V_{ds2eq} + V_{ds2st} \\ V_{qs2} = V_{qs2}^* = V_{qs2eq} + V_{qs2st} \end{cases} \quad (4.30)$$

Les commandes équivalentes au mode glissant de second ordre sont les mêmes que celles définies dans le mode glissant conventionnel. Les expressions de ces commandes équivalentes ont été précédemment données par les premières équations de chaque sous-système du système (3.66) introduit au troisième chapitre de cette thèse.

Comme mentionné précédemment, la loi de commande utilisée dans l'algorithme super-twisting se compose de deux termes. Le premier est défini par sa dérivée temporelle discontinue, tandis que le second est une fonction continue de la variable de glissement.

$$u_{st} = u_a + u_b \quad (4.31)$$

La formule de la première dérivée de u_a et la formule de u_b sont données par le système ci-dessous :

$$\begin{cases} \dot{u}_a = -\sigma_{st} \text{sign}(S) \\ u_b = -\beta_{st} |S|^{\alpha_{st}} \text{sign}(S) \end{cases} \quad (4.32)$$

Où : $\sigma_{st}, \beta_{st}, \alpha_{st}$: des constantes positives, avec $0 < \alpha_{st} < \frac{1}{2}$.

Afin d'assurer la convergence des surfaces glissantes vers zéro dans un temps fini, les gains de la commande proposée peuvent être choisis comme suit [BEN 11].

$$\begin{cases} \sigma_{st} > \frac{\delta_{st}}{\mathcal{L}_{min}} \\ \beta_{st}^2 = \frac{4\delta_{st}}{\mathcal{L}_{min}^2} \frac{\mathcal{L}_{max}}{\mathcal{L}_{min}} \frac{\delta_{st} + \sigma_{st}}{\sigma_{st} - \delta_{st}} \end{cases} \quad (4.33)$$

Avec : $\mathcal{L}_{min}, \mathcal{L}_{max}, \delta_{st}$: des constantes positives.

Sur la base de l'équation (4.31) et du système d'équations (4.32), les commandes discontinues liées au contrôle de la vitesse, du flux et des composantes des courants peuvent être écrites respectivement selon le système ci-dessous :

$$\begin{cases} i_{qsst} = -\beta_{\omega_r} |S(\omega_r)|^{\alpha_{st}} \text{sign}(S(\omega_r)) - \int \sigma_{\omega_r} \text{sign}(S(\omega_r)) \\ i_{dsst} = -\beta_{\varphi_r} |S(\varphi_r)|^{\alpha_{st}} \text{sign}(S(\varphi_r)) - \int \sigma_{\varphi_r} \text{sign}(S(\varphi_r)) \\ V_{ds_1st} = -\beta_{i_{ds_1}} |S(i_{ds_1})|^{\alpha_{st}} \text{sign}(S(i_{ds_1})) - \int \sigma_{i_{ds_1}} \text{sign}(S(i_{ds_1})) \\ V_{qs_1st} = -\beta_{i_{qs_1}} |S(i_{qs_1})|^{\alpha_{st}} \text{sign}(S(i_{qs_1})) - \int \sigma_{i_{qs_1}} \text{sign}(S(i_{qs_1})) \\ V_{ds_2st} = -\beta_{i_{ds_2}} |S(i_{ds_2})|^{\alpha_{st}} \text{sign}(S(i_{ds_2})) - \int \sigma_{i_{ds_2}} \text{sign}(S(i_{ds_2})) \\ V_{qs_2st} = -\beta_{i_{qs_2}} |S(i_{qs_2})|^{\alpha_{st}} \text{sign}(S(i_{qs_2})) - \int \sigma_{i_{qs_2}} \text{sign}(S(i_{qs_2})) \end{cases} \quad (4.34)$$

Afin d'obtenir une robustesse plus élevée et une convergence rapide, la fonction *sign* dans le système (4.34) est remplacée par la fonction hyperbolique *tangh* [HOR 16]. Ainsi, les commandes discrètes sont réécrites selon les formules suivantes :

$$\begin{cases} i_{qsst} = -\beta_{\omega_r} |S(\omega_r)|^{\alpha_{st}} \text{tangh}(S(\omega_r)) - \int \sigma_{\omega_r} \text{tangh}(S(\omega_r)) \\ i_{dsst} = -\beta_{\varphi_r} |S(\varphi_r)|^{\alpha_{st}} \text{tangh}(S(\varphi_r)) - \int \sigma_{\varphi_r} \text{tangh}(S(\varphi_r)) \\ V_{ds_1st} = -\beta_{i_{ds_1}} |S(i_{ds_1})|^{\alpha_{st}} \text{tangh}(S(i_{ds_1})) - \int \sigma_{i_{ds_1}} \text{tangh}(S(i_{ds_1})) \\ V_{qs_1st} = -\beta_{i_{qs_1}} |S(i_{qs_1})|^{\alpha_{st}} \text{tangh}(S(i_{qs_1})) - \int \sigma_{i_{qs_1}} \text{tangh}(S(i_{qs_1})) \\ V_{ds_2st} = -\beta_{i_{ds_2}} |S(i_{ds_2})|^{\alpha_{st}} \text{tangh}(S(i_{ds_2})) - \int \sigma_{i_{ds_2}} \text{tangh}(S(i_{ds_2})) \\ V_{qs_2st} = -\beta_{i_{qs_2}} |S(i_{qs_2})|^{\alpha_{st}} \text{tangh}(S(i_{qs_2})) - \int \sigma_{i_{qs_2}} \text{tangh}(S(i_{qs_2})) \end{cases} \quad (4.35)$$

En se référant à l'expression (4.29) qui combine les commandes équivalentes et discontinues afin de former les grandeurs de référence pour les composantes des courants et tensions statoriques, on déduit le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l}
\dot{l}_{qs}^* = \frac{J}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \varphi_r^*} \left(\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right) - \beta_{\omega_r} |S(\omega_r)|^{\alpha_{st}} \tanh(S(\omega_r)) - \int \sigma_{\omega_r} \tanh(S(\omega_r)) \\
\dot{l}_{ds}^* = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left(\dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r \right) - \beta_{\varphi_r} |S(\varphi_r)|^{\alpha_{st}} \tanh(S(\varphi_r)) - \int \sigma_{\varphi_r} \tanh(S(\varphi_r)) \\
V_{ds_1}^* = L_{s_1} \dot{l}_{ds_1}^* + R_{s_1} l_{ds_1} - \omega_s^* (L_{s_1} l_{qs_1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) - \beta_{l_{ds_1}} |S(l_{ds_1})|^{\alpha_{st}} \tanh(S(l_{ds_1})) - \int \sigma_{l_{ds_1}} \tanh(S(l_{ds_1})) \\
V_{qs_1}^* = L_{s_1} \dot{l}_{qs_1}^* + R_{s_1} l_{qs_1} + \omega_s^* (L_{s_1} l_{ds_1} + \varphi_r^*) - \beta_{l_{qs_1}} |S(l_{qs_1})|^{\alpha_{st}} \tanh(S(l_{qs_1})) - \int \sigma_{l_{qs_1}} \tanh(S(l_{qs_1})) \\
V_{ds_2}^* = L_{s_2} \dot{l}_{ds_2}^* + R_{s_2} l_{ds_2} - \omega_s^* (L_{s_2} l_{qs_2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) - \beta_{l_{ds_2}} |S(l_{ds_2})|^{\alpha_{st}} \tanh(S(l_{ds_2})) - \int \sigma_{l_{ds_2}} \tanh(S(l_{ds_2})) \\
V_{qs_2}^* = L_{s_2} \dot{l}_{qs_2}^* + R_{s_2} l_{qs_2} + \omega_s^* (L_{s_2} l_{ds_2} + \varphi_r^*) - \beta_{l_{qs_2}} |S(l_{qs_2})|^{\alpha_{st}} \tanh(S(l_{qs_2})) - \int \sigma_{l_{qs_2}} \tanh(S(l_{qs_2}))
\end{array} \right. \quad (4.36)$$

Enfin, les expressions de commande équivalentes et discontinues liées à la STSMC appliquée à la DOEWIM sont données sous la forme d'un système unique comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l}
\ddot{S}(\omega_r) = 0 \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l}
l_{qseq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \varphi_r^*} \left(\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right) \\
l_{qsst} = -\beta_{\omega_r} |S(\omega_r)|^{\alpha_{st}} \tanh(S(\omega_r)) - \int \sigma_{\omega_r} \tanh(S(\omega_r))
\end{array} \right. \\
\ddot{S}(\varphi_r) = 0 \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l}
l_{dseq} = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left(\dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r \right) \\
l_{dsst} = -\beta_{\varphi_r} |S(\varphi_r)|^{\alpha_{st}} \tanh(S(\varphi_r)) - \int \sigma_{\varphi_r} \tanh(S(\varphi_r))
\end{array} \right. \\
\ddot{S}(l_{ds_1}) = 0 \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l}
V_{ds_1eq} = L_{s_1} \dot{l}_{ds_1}^* + R_{s_1} l_{ds_1} - \omega_s^* (L_{s_1} l_{qs_1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\
V_{ds_1st} = -\beta_{l_{ds_1}} |S(l_{ds_1})|^{\alpha_{st}} \tanh(S(l_{ds_1})) - \int \sigma_{l_{ds_1}} \tanh(S(l_{ds_1}))
\end{array} \right. \\
\ddot{S}(l_{qs_1}) = 0 \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l}
V_{qs_1eq} = L_{s_1} \dot{l}_{qs_1}^* + R_{s_1} l_{qs_1} + \omega_s^* (L_{s_1} l_{ds_1} + \varphi_r^*) \\
V_{qs_1st} = -\beta_{l_{qs_1}} |S(l_{qs_1})|^{\alpha_{st}} \tanh(S(l_{qs_1})) - \int \sigma_{l_{qs_1}} \tanh(S(l_{qs_1}))
\end{array} \right. \\
\ddot{S}(l_{ds_2}) = 0 \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l}
V_{ds_2eq} = L_{s_2} \dot{l}_{ds_2}^* + R_{s_2} l_{ds_2} - \omega_s^* (L_{s_2} l_{qs_2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\
V_{ds_2st} = -\beta_{l_{ds_2}} |S(l_{ds_2})|^{\alpha_{st}} \tanh(S(l_{ds_2})) - \int \sigma_{l_{ds_2}} \tanh(S(l_{ds_2}))
\end{array} \right. \\
\ddot{S}(l_{qs_2}) = 0 \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l}
V_{qs_2eq} = L_{s_2} \dot{l}_{qs_2}^* + R_{s_2} l_{qs_2} + \omega_s^* (L_{s_2} l_{ds_2} + \varphi_r^*) \\
V_{qs_2st} = -\beta_{l_{qs_2}} |S(l_{qs_2})|^{\alpha_{st}} \tanh(S(l_{qs_2})) - \int \sigma_{l_{qs_2}} \tanh(S(l_{qs_2}))
\end{array} \right.
\end{array} \right. \quad (4.37)$$

Le réglage en cascade de la vitesse de rotation et du flux rotorique en utilisant la commande de mode glissant de second ordre basé sur le contrôle vectoriel indirect par orientation du flux rotorique pour la DOEWIM est présenté dans la figure 4.6. Le schéma de commande proposé utilise six contrôleurs super-twisting, quatre pour les courants statoriques, un pour le flux rotorique et le dernier pour la vitesse de rotation. Ce schéma général de commande peut aussi bien s'appliquer à la DOEWIM alimentée par deux convertisseurs matriciels à double sortie à trois niveaux comme dans le cas d'une alimentation par deux convertisseurs matriciels à double sortie à deux niveaux.

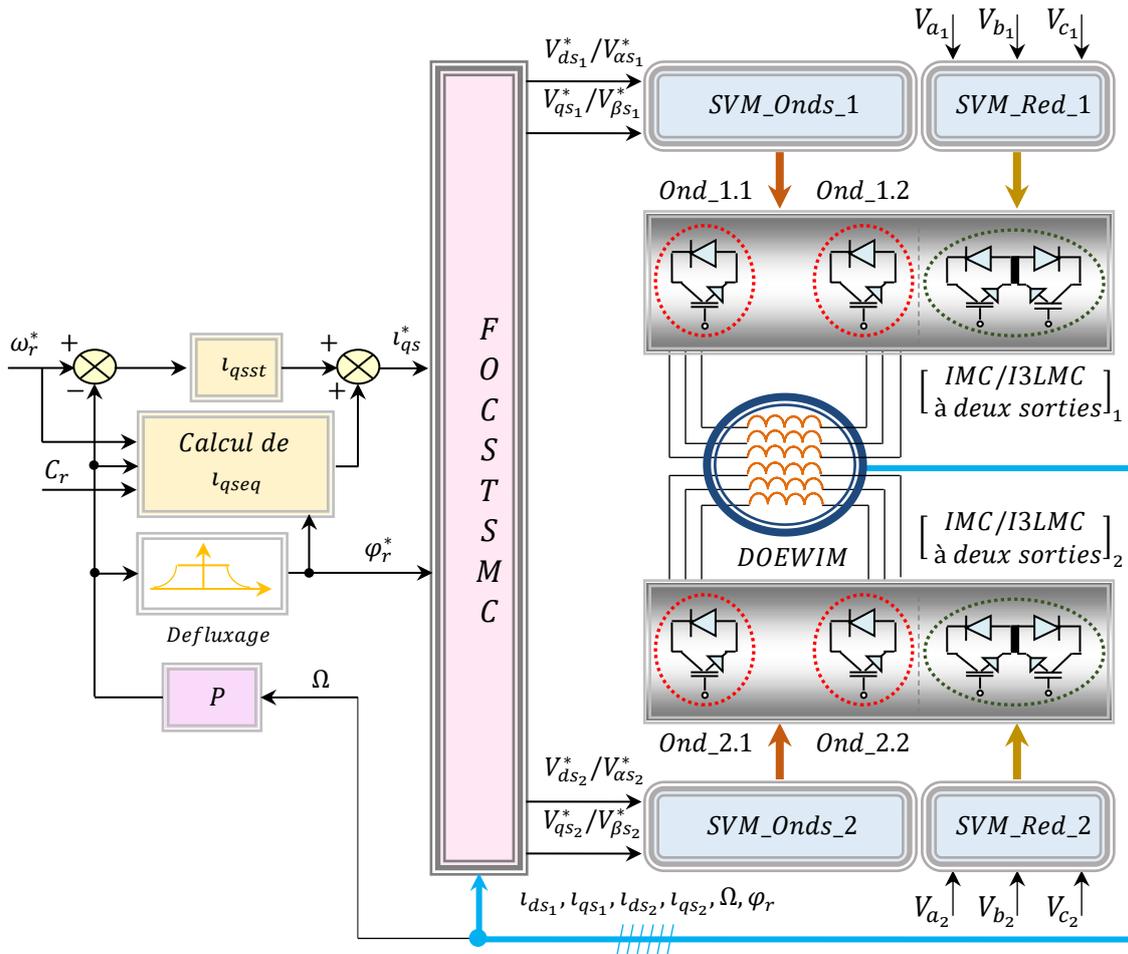


Figure 4.6 Schéma générale de la STSMC appliquée à la DOEWIM

4.4.6 Résultats de simulation de la STSMC appliquée à la DOEWIM

Dans le but d'évaluer les performances et de tester la robustesse de la STSMC appliquée à la DOEWIM d'une part et afin de montrer l'amélioration apportée par le contrôleur de second ordre par rapport au contrôleur de premier ordre d'autre part, différents tests de simulation sont effectués dans les mêmes conditions de fonctionnement à vitesse nominale présentées précédemment au chapitre trois.

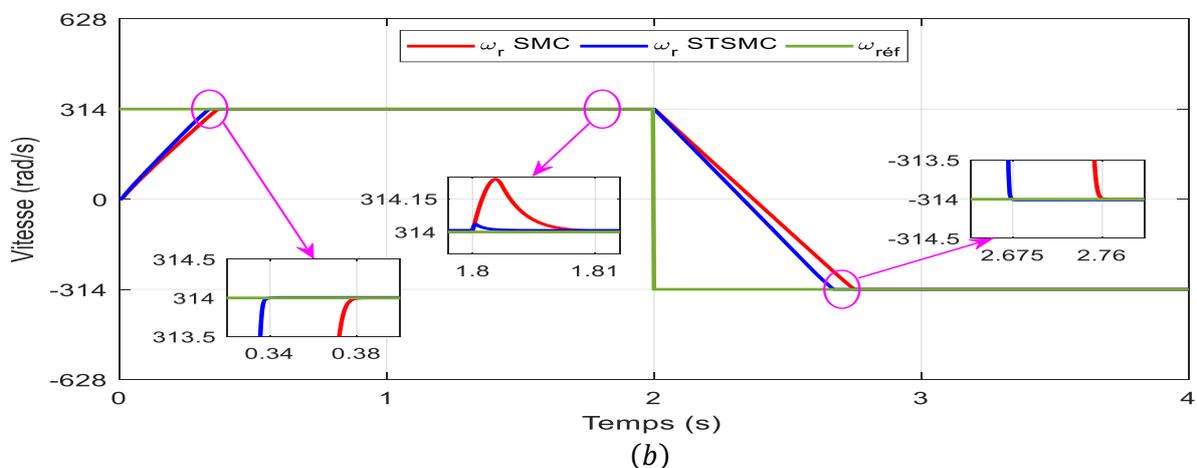
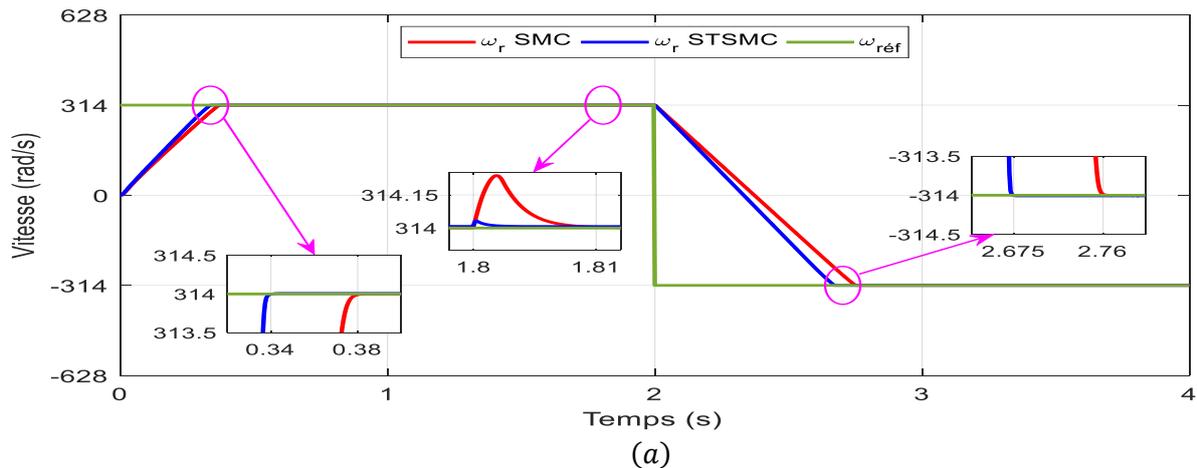
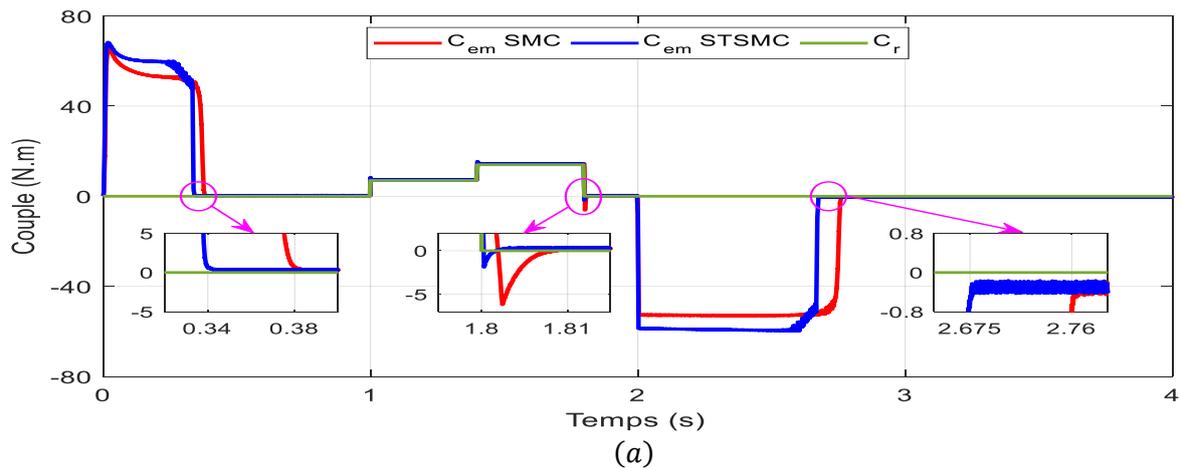


Figure 4.7 Vitesse rotorique de la DOEWIM pour les commandes SMC et STSMC, (a) avec IMC à double sortie, (b) avec I3LMC à double sortie



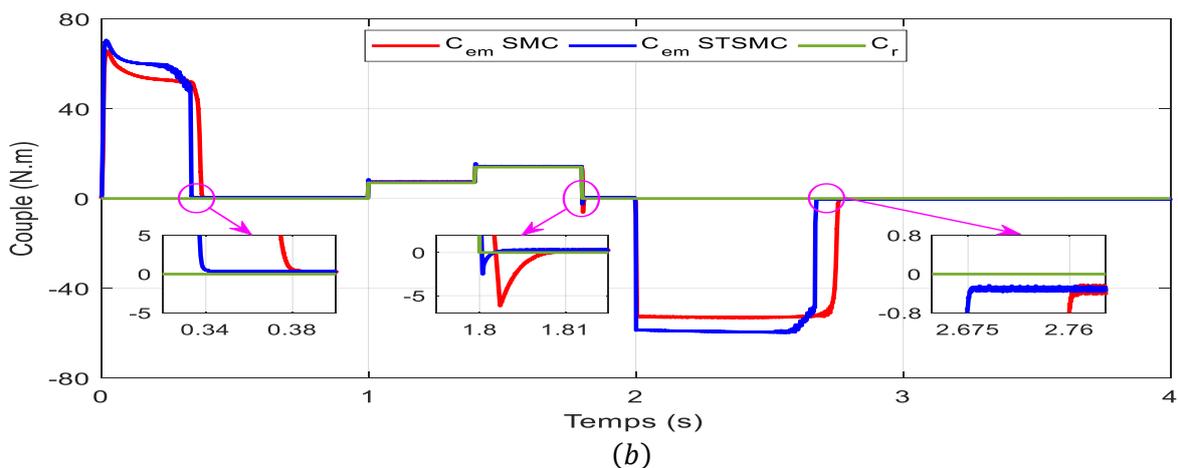


Figure 4.8 Couple électromagnétique développé par la DOEWIM pour les commandes SMC et STSMC, (a) avec IMC à double sortie, (b) avec I3LMC à double sortie

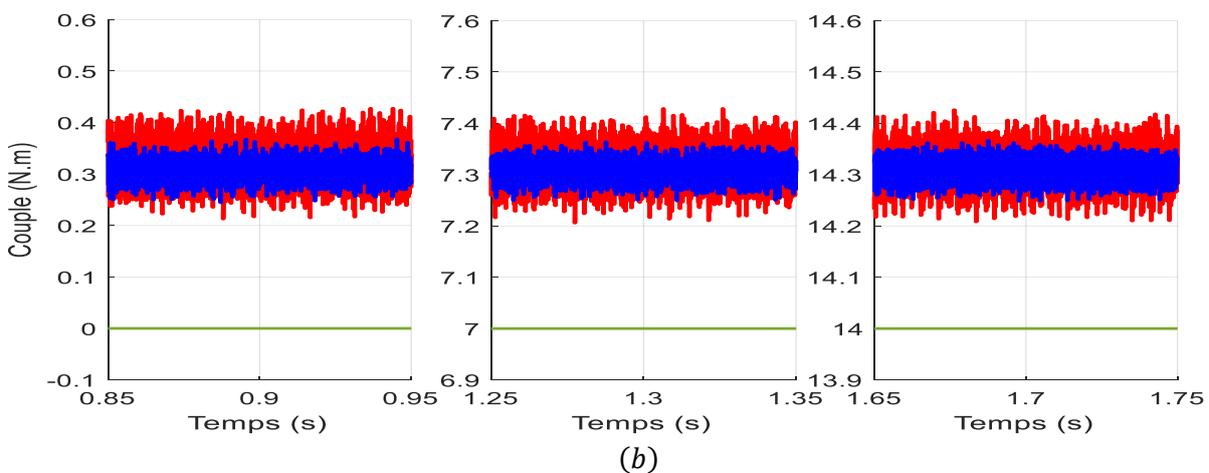
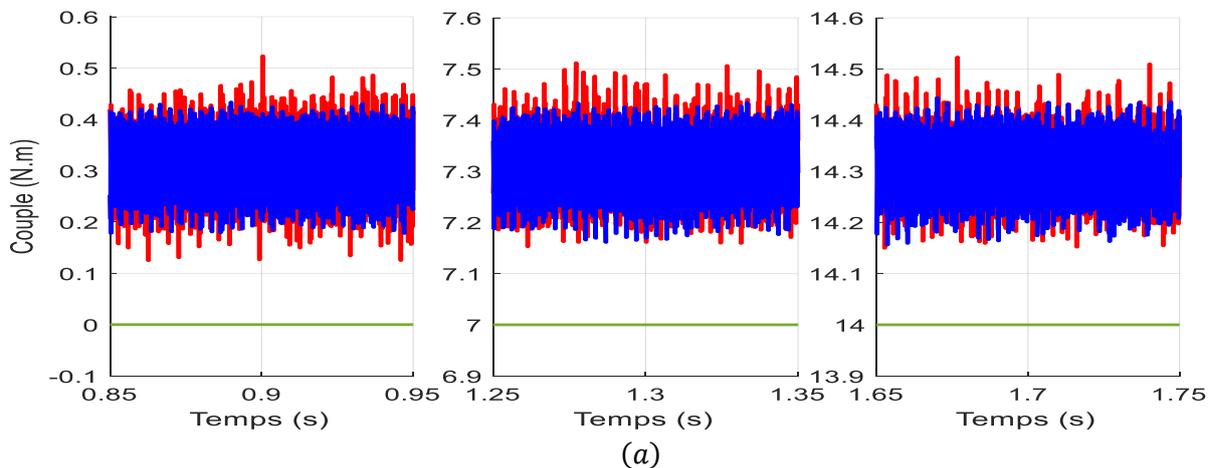


Figure 4.9 Zoom du couple électromagnétique développé par la DOEWIM pour les commandes SMC et STSMC, (a) avec IMC à double sortie, (b) avec I3LMC à double sortie

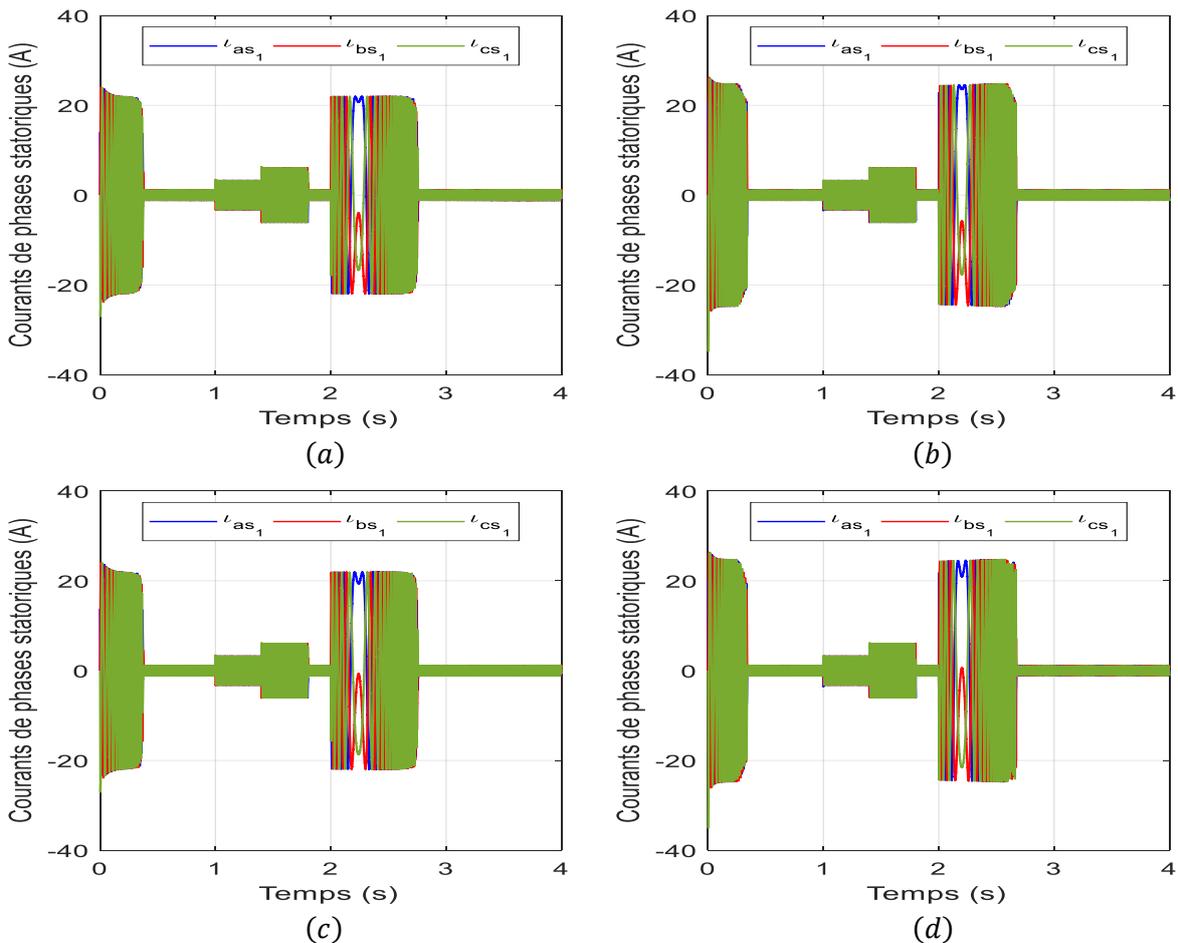
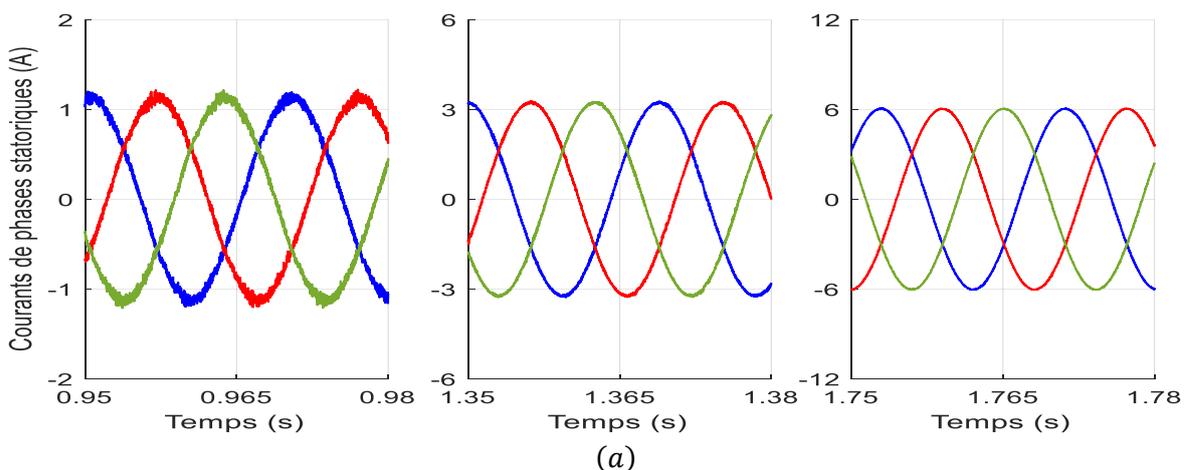


Figure 4.10 Courants statoriques de phase de la DOEWIM, (a) SMC avec IMC à double sortie, (b) STSMC avec IMC à double sortie, (c) SMC avec I3LMC à double sortie, (d) STSMC avec I3LMC à double sortie



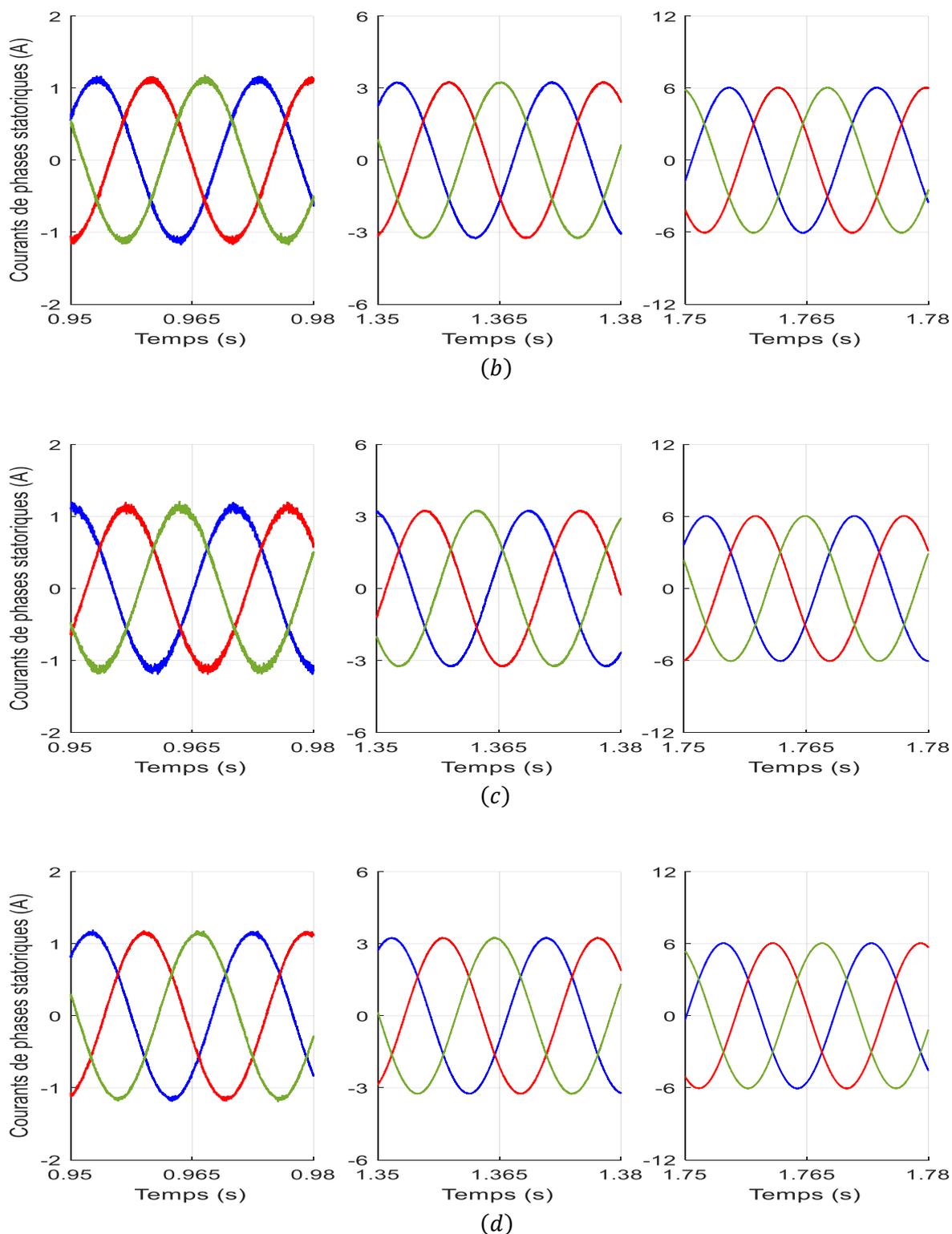


Figure 4.11 Zoom des courants statoriques de phase de la DOEWIM, (a) SMC avec IMC à double sortie, (b) STSMC avec IMC à double sortie, (c) SMC avec I3LMC à double sortie, (d) STSMC avec I3LMC à double sortie

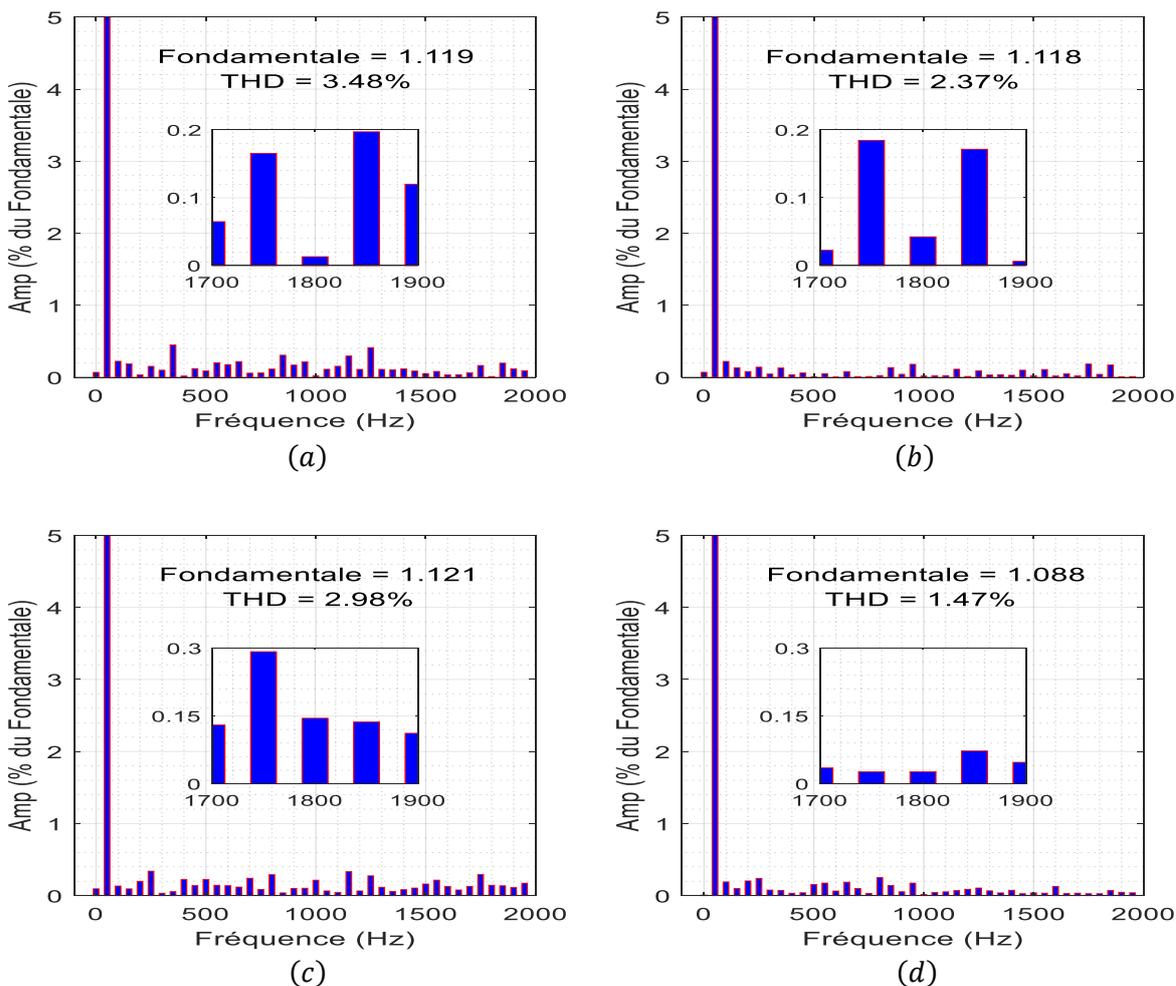
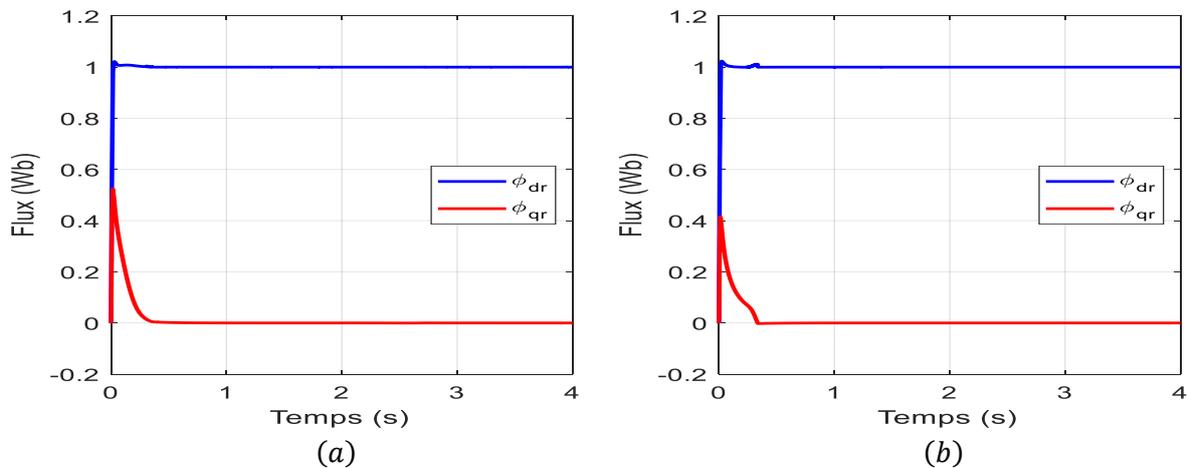


Figure 4.12 Spectre d'harmoniques des courants statoriques de phase de la DOEWIM, (a) SMC avec IMC à double sortie, (b) STSMC avec IMC à double sortie, (c) SMC avec I3LMC à double sortie, (d) STSMC avec I3LMC à double sortie



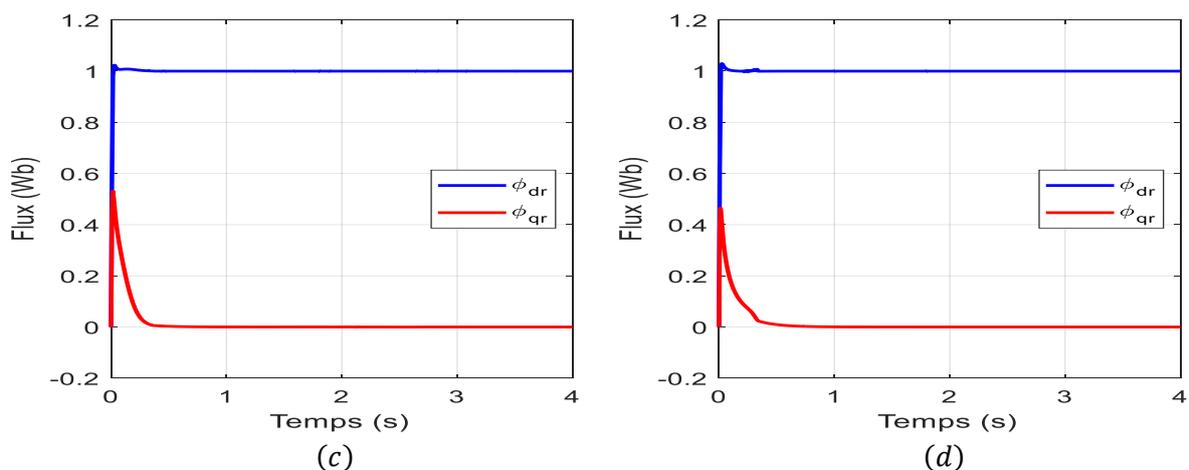


Figure 4.13 Composantes de flux rotorique de la DOEWIM, (a) SMC avec IMC à double sortie, (b) STSMC avec IMC à double sortie, (c) SMC avec I3LMC à double sortie, (d) STSMC avec I3LMC à double sortie

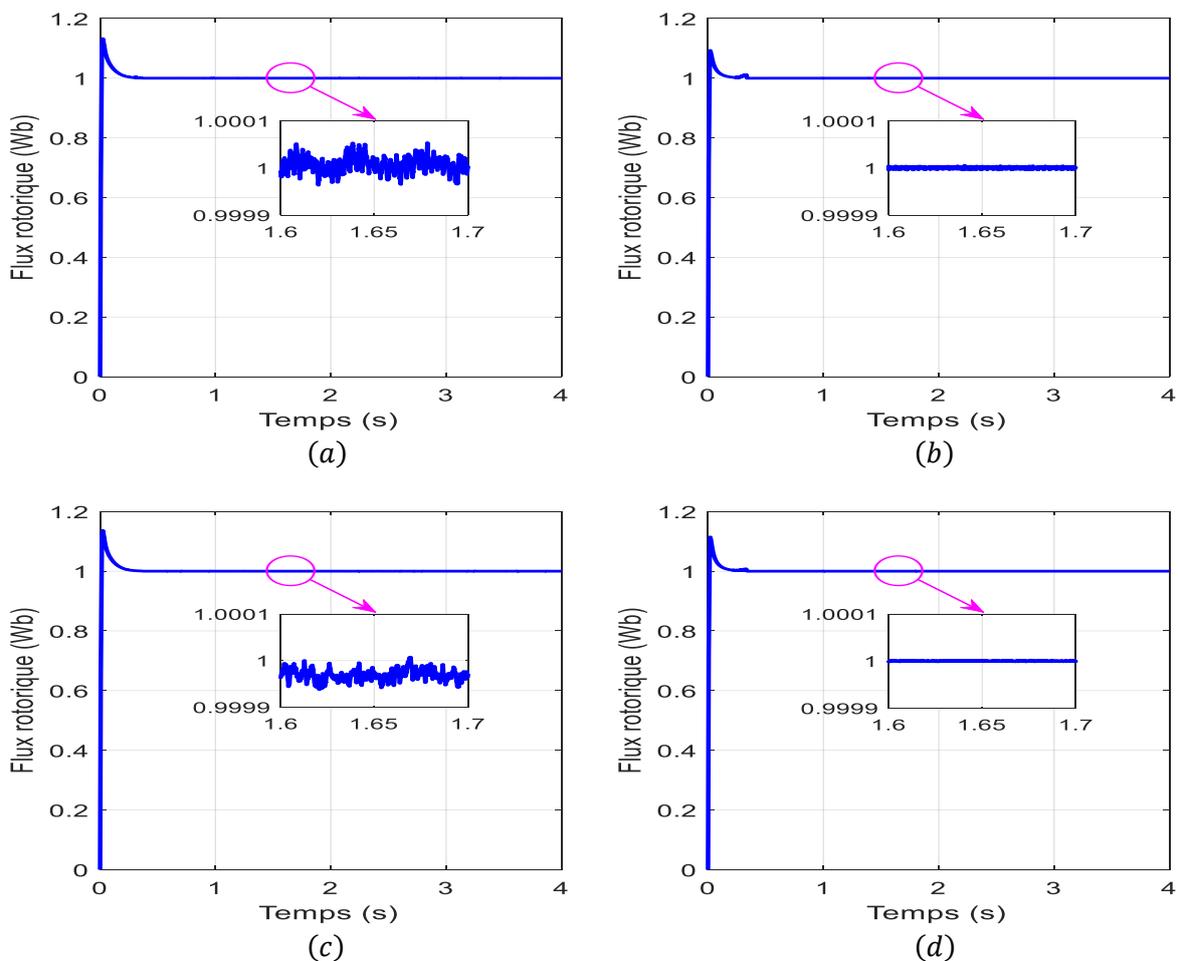


Figure 4.14 Flux rotorique de la DOEWIM, (a) SMC avec IMC à double sortie, (b) STSMC avec IMC à double sortie, (c) SMC avec I3LMC à double sortie, (d) STSMC avec I3LMC à double sortie

D'après les figures 4.7 (a) et 4.7 (b) qui montrent l'allure de la vitesse rotorique au vu de sa réponse à la vitesse de référence, on note que pendant le régime transitoire, la vitesse rotorique augmente de manière linéaire largement similaire au cas pratique, puis se stabilise à sa valeur de référence suggérée sans aucun dépassement dans les deux commandes proposées, avec une préférence en terme de temps de réponse obtenu selon le contrôleur de second ordre (0.34 s) par rapport au contrôleur de premier ordre (0.38 s). La réponse de la vitesse rotorique montre un rejet total des perturbations externes, et l'application du couple résistant n'affecte pas la qualité de son suivi de sa référence. Le passage de la vitesse rotorique de 314 rad/s à -314 rad/s selon la commande par mode glissant de second ordre se fait également sous la forme d'une fonction linéaire avec un temps plus court (2.675 s) par rapport à la période enregistrée selon la précédente commande (2.76 s). On peut donc dire que la réponse de la vitesse est très satisfaisante dans tous les intervalles de fonctionnement, parfaite et présente de bonnes performances vis-à-vis des perturbations externes et du changement de sens de rotation avec une nette préférence pour la commande d'ordre supérieur en raison de sa capacité à réduire le temps de réponse dans les deux sens de rotation. Il convient de noter que ces interprétations de la réponse en vitesse rotorique sont quasiment les mêmes pour les deux cas d'alimentation de la DOEWIM, que ce soit avec des convertisseurs matriciels indirects à double sortie à deux ou à trois niveaux.

Le couple électromagnétique des approches de commande par mode glissant du premier et du second ordre avec des convertisseurs matriciels indirects à deux et à trois niveaux est donné selon les figures 4.8 (a), 4.8 (b). Après l'apparition du pic en régime transitoire, le couple électromagnétique se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi puis répond aux applications de charge ainsi qu'à l'inversion de vitesse sans retard selon les deux commandes. Mais cette réponse se fait avec moins de dépassement selon la commande par mode glissant de second ordre. Les zooms de couple illustrés aux figures 4.9 (a) et 4.9 (b) montrent que la commande super-twisting a apporté des améliorations remarquables en obtenant une réduction très importante des ondulations de couple par rapport à la commande par mode glissant de premier ordre. Cela confirme que la technique de commande de second ordre par super-twisting a obtenu un succès significatif et important dans l'élimination complète du phénomène de chattering, que ce soit avec des convertisseurs matriciels indirects à double sortie à deux ou à trois niveaux.

La réponse des courants triphasés de la première étoile de DOEWIM est donnée par les figures 4.10 (a), 4.10 (b), 4.10 (c) et 4.10 (d). Les amplitudes de ces courants durant tous les

modes de fonctionnement répondent aux différentes perturbations imposées en commençant par l'application des couples résistants et en terminant par l'inversion de sens de rotation. Dans les deux approches de commande par mode glissant, cette réponse est très satisfaisante et reflète bien le comportement dynamique de la machine avec différents modes de fonctionnement proposés. La forme d'onde des courants statoriques est clairement indiquée à travers les zooms présentés selon les figures 4.11 (a), 4.11 (b), 4.11 (c) et 4.11 (d). La forme sinusoïdale distingue ces courants dans les deux commandes avec une nette supériorité de la technique de super-twisting, qui a montré une grande efficacité dans le rejet des harmoniques des courants, en particulier avec les convertisseurs matriciels indirects à double sortie à trois niveaux. Ces interprétations sont confirmées par les spectres d'harmonique des courants statoriques indiqués dans les figures 4.12 (a), 4.12 (b), 4.12 (c) et 4.12 (d), qui montrent que la commande par mode glissant de second ordre a considérablement réduit la valeur de THD, atteignant 1.47 % avec le convertisseur matriciel à trois niveaux et 2.37 % avec le convertisseur matriciel à deux niveaux. En revanche, ces valeurs avec la commande par mode glissant de premier ordre s'élevaient respectivement à 2.98 % et 3.48 %.

Les composantes de flux rotorique selon les axes (d, q) sont représentées sur les figures 4.13 (a), 4.13 (b), 4.13 (c) et 4.13 (d). Ces deux composantes φ_{dr} et φ_{qr} atteignent très rapidement leurs valeurs de 1 Wb et 0 Wb respectivement sans être affectées par les perturbations répertoriées le long du régime établi soulignant ainsi le découplage parfait entre le flux et le couple fourni par les deux approches de commande proposées. En notant les figures 4.14 (a), 4.14 (b), 4.14 (c) et 4.14 (d), qui représentent le flux rotorique, on peut dire que les deux commandes donnent des réponses très satisfaisantes qui se caractérisent par des régimes transitoires de courte durée et que les impacts du couple résistant et l'inversion du sens de rotation n'ont aucune influence sur le flux. Cependant, la commande par mode glissant de second ordre avec les deux structures de convertisseur matriciel indirect à double sortie, que ce soit à deux ou à trois niveaux, a montré une efficacité élevée et significative dans le rejet des harmoniques de flux comme démontré par les zooms indiqués dans les figures 4.14 (a), 4.14 (b), 4.14 (c) et 4.14 (d).

4.5 Commande backstepping

L'objectif principal des chercheurs et des spécialistes de la théorie de la commande a toujours été de trouver les approches et les méthodes de commande les plus efficaces pour fournir les meilleures propriétés de stabilité souhaitées. Au cours des dernières décennies, plusieurs techniques de commande ont été déployées pour la stabilisation, la régulation et la commande de systèmes dynamiques linéaires et non linéaires. Pour les systèmes autonomes linéaires, il est facile de trouver une fonction de Lyapunov de commande pour les problèmes de stabilité et d'optimisation. Cependant, trouver une fonction de Lyapunov de commande appropriée est un problème difficile pour les systèmes de commande non linéaires. La méthode de commande backstepping est une procédure de conception récursive qui lie le choix d'une fonction de contrôle de Lyapunov à la conception d'un contrôleur à rétroaction et garantit la stabilité asymptotique globale des systèmes à rétroaction stricte. L'approche de commande backstepping est un outil pratique pour surmonter les limites de l'approche de linéarisation de rétroaction dans la littérature de commande, en plus, c'est une technique efficace et robuste pour les systèmes de contrôle avec incertitudes.

4.5.1 Conception de la commande backstepping

Le concept de contrôleur backstepping a été développé au début des années 1990 à partir des idées de Tsiniias [TSI 89], Byrnes et Isidori [BYR 89], Sontag et Sussmann [SON 89], Kokotovic et Sussmann [KOK 89], et Saberi, Kokotovic et Sussmann [SAB 90]. Les principales contributions de ces chercheurs qui étudiaient la théorie de la commande de rétroaction non linéaire ont été résumées et formalisées par Kokotovic en 1992 [KOK 92]. Trois ans plus tard, un livre traitant de la théorie complète des systèmes non linéaires incertains a été publié par le même auteur avec Kstic et Kanellakopoulos [KRS 95], dans lequel ce livre comprenait un traitement complet de l'approche du backstepping même avec adaptation.

Le nom backstepping dérive de la nature récursive du contrôleur, le processus de conception commence à partir de la fonction scalaire interne et "recule" vers l'entrée de commande externe en passant par une séquence d'intégrations. Chacune de ces équations différentielles non linéaires régissant le système est considérée comme un sous-système à commander [KIM 03]. Le contrôleur backstepping est conçu pour que l'entrée de commande externe commande en cascade tous les sous-systèmes, pas à pas, du sous-système externe au sous-système interne. Chaque sous-système est stabilisé autour de l'origine par une entrée de commande virtuelle qui est l'état de l'équation différentielle dans l'ordre supérieur. Cette technique nécessite que les

équations décrivant la dynamique du système puissent prendre une certaine structure, appelée forme de rétroaction stricte ou, plus généralement, forme de rétroaction pure [KRS 95].

4.5.2 Principe de la stratégie backstepping

La méthodologie de conception de contrôleurs par backstepping fournit un outil efficace de conception de contrôleurs pour une large classe de systèmes non linéaires. Krstic, Kanellakopoulos et Kokotovic [DAN 14] ont systématiquement développé cette approche, de la considération du modèle exact à l'inclusion des non-linéarités bornées incertaines et des incertitudes paramétrées. L'idée de base derrière le backstepping est de décomposer un problème de conception sur le système complet en une séquence de sous-problèmes sur des systèmes d'ordre inférieur, et d'utiliser de manière récursive certains états comme (commandes virtuelles) pour obtenir les lois de commande intermédiaires avec la fonction de commande de Lyapunov (Control Lyapunov Function, CLF). Partir d'un système d'ordre inférieur et gérer l'interaction après l'augmentation de nouvelles dynamiques facilite la conception du contrôleur. Les avantages de la commande backstepping incluent la garantie de stabilité globale ou régionale, l'accent mis sur la robustesse et les performances transitoires calculables.

Toute approche de commande backstepping peut être subdivisée en trois parties [SON 10] :

- La définition des erreurs de suivi Z , et la réécriture d'équation de l'état actuel en fonction de Z .
- La détermination d'une CLF avec l'augmentation d'un terme quadratique qui pénalise les erreurs de suivi de Z .
- La sélection d'une loi de commande stabilisatrice telle que la dérivée temporelle de la CLF augmentée soit définie négative.

La commande backstepping dépend uniquement de l'étude des différentes variations du système, suivie d'une recherche sur la fonction équivalente le long de la trajectoire du système en estimant les usages et l'observation, par conséquent la stabilité est obtenue dans l'ensemble du système. Pour rapprocher la vision et fournir plus de détails, le système de second ordre défini par les équations différentielles suivantes est adopté [KEN 15] :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f(x_1) + x \\ \dot{x}_2 = u \\ f(0) = 0 \end{cases} \quad (4.38)$$

Avec : $[x_1 \ x_2]^T$: le vecteur d'état ; u : le vecteur de commande ; $x_1 = 0, x_2 = 0$: les points d'équilibre du système.

Afin d'illustrer la procédure récursive de commande backstepping et d'étudier la stabilité de ce système, nous considérons que la sortie du système souhaite suivre le signal de référence, par la suite nous recherchons le signe défini de la fonction $V_l(x)$, l'implémentation de ce système se fait en deux étapes [BAR 12] :

4.5.2.1 Première étape d'implémentation du système de second ordre

La forme quadratique de la première fonction de Lyapunov V_{l_1} du système (4.38) est construite, selon l'expression ci-dessous :

$$V_{l_1} = \frac{1}{2} e_1 \quad (4.39)$$

Par la formule suivante, l'erreur e_1 s'exprime :

$$e_1 = x_1^* - x_1 \quad (4.40)$$

Où : x_1^* : la sortie d'une trajectoire souhaitée.

La stabilité du système proposé (4.38) nécessite d'assurer la négativité de la fonction de Lyapunov V_{l_1} qui conduit à la convergence de l'erreur vers zéro. On dérive donc la fonction de Lyapunov, qui est exprimée par l'équation (4.39) comme suit :

$$\dot{V}_{l_1} = \dot{e}_1 e_1 \quad (4.41)$$

La dérivée de l'équation (4.40) est la suivante :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1^* - \dot{x}_1 = \dot{x}_1^* - f(x) - x_2 \quad (4.42)$$

En remplaçant l'équation (4.42) dans l'équation (4.41), une nouvelle formule pour la dérivée de la fonction de Lyapunov est obtenue, comme indiqué dans l'expression ci-dessous :

$$\dot{V}_{l_1} = \dot{e}_1 e_1 = e_1 (\dot{x}_1^* - \dot{x}_1) = e_1 (\dot{x}_1^* - f(x) - x_2) \quad (4.43)$$

Afin de garantir la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov V_{l_1} (4.43) on définit pour cela une conception positive constante G_1 telle que :

$$\begin{cases} \dot{V}_{l_1} = e_1 (-G_1 e_1 + G_1 e_1 + \dot{x}_1^* - f(x) - x_2) \\ \dot{V}_{l_1} = -G_1 e_1^2 + e_1 (G_1 e_1 + \dot{x}_1^* - f(x) - x_2) \end{cases} \quad (4.44)$$

La commande virtuelle est définie selon l'équation (4.45) afin d'obtenir la stabilité du système.

$$x_{g_2} = G_1 e_1 + \dot{x}_1^* - f(x_1) \quad (4.45)$$

Avec : x_{g_2} la valeur de x_2 .

La dérivée de la commande virtuelle est donnée par :

$$\dot{x}_{g_2} = G_1 \dot{e}_1 + \ddot{x}_1^* - \dot{f}(x_1) \quad (4.46)$$

Ainsi, la fonction de Lyapunov devient selon l'expression suivante :

$$\dot{V}_{l_1} = -G_1 e_1^2 + e_1 (\dot{x}_{g_2} - \dot{x}_2) \quad (4.47)$$

Cela implique que :

$$\dot{V}_{l_1} = -G_1 e_1^2 \leq 0 \quad (4.48)$$

4.5.2.2 Deuxième étape d'implémentation du système de second ordre

Désormais, la nouvelle variable de référence souhaitée sera la commande virtuelle précédente, il s'agit d'une nouvelle erreur e_2 définie par l'équation suivante :

$$e_2 = \dot{x}_2^* - \dot{x}_2 = G_1 \dot{e}_1 + \ddot{x}_1^* - \dot{f}(x_1) - \dot{x}_2 = G_1 \dot{e}_1 + \dot{e}_1 e_1 \quad (4.49)$$

La dérivée de la nouvelle erreur est :

$$\dot{e}_2 = \ddot{x}_2^* - \ddot{x}_2 = G_1 \ddot{e}_1 + \ddot{x}_1^* - \ddot{f}(x_1) - \dot{x}_2 \quad (4.50)$$

Ce qui suit est considéré :

$$\begin{cases} \dot{x}_2 = u \\ \dot{x}_2^* = x_{g_2} \end{cases} \quad (4.51)$$

En substituant les formules de \dot{x}_2 et \dot{x}_2^* données par le système (4.51) dans l'équation (4.50), on obtient :

$$\dot{e}_2 = G_1 \ddot{e}_1 + \ddot{x}_1^* - \ddot{f}(x_1) - u \quad (4.52)$$

Compte tenu de la dérivée de l'erreur donnée dans l'expression (4.50), la fonction de Lyapunov V_{l_2} s'écrit :

$$V_{l_2} = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (4.53)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov V_2 est déterminée par :

$$\begin{aligned}
\dot{V}_{l_2} &= e_1 \dot{e}_1 + e_1 \dot{e}_1 = e_1(e_2 - G_1 e_1) + e_2(G_1 \dot{e}_1 + \ddot{x}_1^* - \dot{f}(x_1) - u) \\
&= e_1(e_2 - G_1 e_1) + e_2(G_1(e_2 - G_1 e_1) + \ddot{x}_1^* - \dot{f}(x_1) - u) \\
&= -G_1 e_1^2 + e_2(e_1 + G_1 e_2 - G_1^2 e_1 + \ddot{x}_1^* - \dot{f}(x_1) - u)
\end{aligned} \tag{4.54}$$

Pour assurer la négativité de la fonction de Lyapunov (4.53), il faut que l'expression entre parenthèses dans l'équation (4.54) soit égale à $G_2 e_2$ avec $G_2 > 0$, dans ce cas la commande u devient :

$$\begin{aligned}
u &= G_2 e_2 + e_1 + G_1 e_2 - G_1^2 e_1 + \ddot{x}_1^* - \dot{f}(x_1) \\
u &= e_2(G_1 + G_2) + e_1(1 - G_1^2) + \ddot{x}_1^* - \dot{f}(x_1)
\end{aligned} \tag{4.55}$$

Étant donné que $G_2 > 0$ est une conception constante, la dérivée de la fonction de Lyapunov est garantie négative :

$$\dot{V}_{l_2} = -G_1 e_1^2 - G_1 e_2^2 \leq 0 \tag{4.56}$$

La dérivée de la nouvelle fonction de Lyapunov V_2 donnée par l'équation (4.54) permet la convergence de l'erreur vers zéro. L'avantage global de la commande backstepping est sa flexibilité, avec une bonne sélection des gains G_1 et G_2 , une stabilité asymptotique à l'original est obtenue ainsi qu'un bon suivi de la valeur de référence par la sortie du système.

4.5.3 Synthèse de la commande backstepping de la DOEWIM

La commande backstepping de la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts est présentée basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique, cette approche de commande est développée dans le but d'atteindre la vitesse requise dans les meilleures conditions et d'obtenir un bon suivi du flux imposé dans la présence de perturbations internes représentées par des incertitudes des paramètres, et de perturbations externes qui sont essentiellement des variations de couple résistant, où les contrôleurs PI utilisés dans la commande vectorielle conventionnelle pour la régulation de vitesse et des courants sont remplacés dans cette technique de commande par des contrôleurs de backstepping, le problème de commande est de choisir $i_{ds_1}^*$, $i_{qs_1}^*$, $i_{ds_2}^*$ et $i_{qs_2}^*$ de manière à forcer la vitesse mécanique et le flux rotorique à suivre leurs signaux de référence souhaités ω_r^* et φ_r^* la deuxième étape est consacrée à la conception des boucles des courants en trouvant les commandes $v_{ds_1}^*$, $v_{qs_1}^*$, $v_{ds_2}^*$ et $v_{qs_2}^*$ de sorte que le courant statorique du référentiel (d, q) converge rapidement vers les références souhaitées $i_{ds_1}^*$, $i_{qs_1}^*$, $i_{ds_2}^*$ et $i_{qs_2}^*$ respectivement. La procédure de conception par backstepping afin d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro et d'assurer la stabilité et l'équilibre du système comprend les deux étapes suivantes :

4.5.3.1 Boucle de vitesse de rotation et de flux rotorique (première étape)

La première étape consiste à définir les erreurs et la dynamique des variables à contrôler telles que la vitesse de rotation et le flux rotorique, où la dynamique des variables est présentée par leurs dérivées correspondantes. Ces erreurs correspondent respectivement à l'erreur entre la vitesse de rotation réelle et la vitesse de référence ω_r^* et à l'erreur entre le flux rotorique réel et le flux de référence φ_r^* , qui s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} Z(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \\ Z(\varphi_r) = \varphi_r^* - \varphi_r \end{cases} \quad (4.57)$$

Alors, leurs dérivées sont :

$$\begin{cases} \dot{Z}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \\ \dot{Z}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* - \dot{\varphi}_r \end{cases} \quad (4.58)$$

Les expressions des dérivées de la vitesse de rotation et du flux rotorique tirées du système d'équations (3.64) sont données respectivement par le système ci-dessous :

$$\begin{cases} \dot{\omega}_r = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} (\iota_{qs1} + \iota_{qs2}) \varphi_r^* - \frac{K_f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \\ \dot{\varphi}_r = -\frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (\iota_{ds1} + \iota_{ds2}) \end{cases} \quad (4.59)$$

En substituant respectivement le système d'équations (4.59) dans le système (4.58), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \dot{Z}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} (\iota_{qs1} + \iota_{qs2}) \varphi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \\ \dot{Z}(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (\iota_{ds1} + \iota_{ds2}) \end{cases} \quad (4.60)$$

L'objectif principal de la commande requise est d'assurer la stabilité des boucles de commande de la vitesse de rotation réelle et du flux rotorique. Les entrées virtuelles présentant les courants statoriques de référence obtenues à l'aide de la commande des fonctions de Lyapunov sont utilisées pour répondre à cette exigence. La première fonction de Lyapunov choisie est définie comme suit :

$$V_{l_1} = \frac{1}{2} (Z^2(\omega_r) + Z^2(\varphi_r)) \quad (4.61)$$

La première fonction de Lyapunov V_{l_1} est définie positive, dont sa dérivée est donnée par la formule suivante :

$$\dot{V}_{l_1} = Z(\omega_r) \dot{Z}(\omega_r) + Z(\varphi_r) \dot{Z}(\varphi_r) \quad (4.62)$$

En remplaçant le système d'équations (4.60) dans l'équation (4.62), on peut réécrire la dérivée de la fonction de Lyapunov selon l'expression ci-dessous :

$$\begin{aligned}\dot{V}_{l_1} &= Z(\omega_r) \left(\dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} (\iota_{qs_1} + \iota_{qs_2}) \varphi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right) \\ \dot{V}_{l_1} &= +Z(\varphi_r) \left(\dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (\iota_{ds_1} + \iota_{ds_2}) \right)\end{aligned}\quad (4.63)$$

Pour répondre à l'exigence des conditions de stabilité de Lyapunov, on prend :

$$\begin{cases} \dot{Z}(\omega_r) = -G_{\omega_r} Z(\omega_r) \\ \dot{Z}(\varphi_r) = -G_{\varphi_r} Z(\varphi_r) \end{cases}\quad (4.64)$$

Avec : $G_{\omega_r}, G_{\varphi_r}$: des gains positifs

Pour obtenir la stabilité asymptotique des deux boucles de commande, la condition de Lyapunov $\dot{V}_{l_1} < 0$ doit être satisfaite, ce qui signifie que la condition suivante doit être remplie :

$$\dot{V}_{l_1} = -G_{\omega_r} Z(\omega_r) - G_{\varphi_r} Z(\varphi_r) < 0 \quad (4.65)$$

Donc : $\dot{V}_{l_1} < 0$ est vérifiée $\forall G_{\omega_r} > 0$ et $G_{\varphi_r} > 0$

En faisant correspondre les systèmes (4.64) et (4.59), on obtient un nouveau système donné comme suit :

$$\begin{cases} -G_{\omega_r} Z(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} (\iota_{qs_1} + \iota_{qs_2}) \varphi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \\ -G_{\varphi_r} Z(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (\iota_{ds_1} + \iota_{ds_2}) \end{cases}\quad (4.66)$$

On considère les courants statoriques de référence ι_{ds}^* et ι_{qs}^* comme des entrées de commande virtuelles pour le premier sous-système, qui permettent de générer les fonctions stabilisatrices en utilisant la condition de stabilité de la théorie de Lyapunov, où leurs équations sont données respectivement par le système suivant :

$$\begin{cases} \iota_{ds_1} + \iota_{ds_2} = \iota_{ds_1}^* + \iota_{ds_2}^* = \iota_{ds}^* \\ \iota_{qs_1} + \iota_{qs_2} = \iota_{qs_1}^* + \iota_{qs_2}^* = \iota_{qs}^* \end{cases}\quad (4.67)$$

En substituant les expressions de ι_{ds}^* et ι_{qs}^* données par le système (4.67) dans le système (4.66), on obtient :

$$\begin{cases} -G_{\omega_r} Z(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} i_{qs}^* \varphi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r \\ -G_{\varphi_r} Z(\varphi_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} i_{ds}^* \end{cases} \quad (4.68)$$

En arrangeant les équations du système (4.68), on arrive finalement à déterminer les formules des éléments de commande virtuelle comme suit :

$$\begin{cases} i_{qs}^* = \frac{J(L_m + L_r)}{P^2 L_m \varphi_r^*} \left(\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r + G_{\omega_r} Z(\omega_r) \right) \\ i_{ds}^* = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left(\dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + G_{\varphi_r} Z(\varphi_r) \right) \end{cases} \quad (4.69)$$

4.5.3.2 Boucle des courants statoriques (deuxième étape)

Pour cette étape, la loi de commande $v_{ds_1}^*$, $v_{qs_1}^*$, $v_{ds_2}^*$ et $v_{qs_2}^*$ de l'ensemble du système est déterminée pour forcer les courants résultant de la première étape à atteindre leurs références souhaitées $i_{ds_1}^*$, $i_{qs_1}^*$, $i_{ds_2}^*$ et $i_{qs_2}^*$ respectivement. Les quatre nouvelles erreurs des composantes des courants statoriques sont définies comme suit :

$$\begin{cases} Z(i_{ds_1}) = i_{ds_1}^* - i_{ds_1} \\ Z(i_{qs_1}) = i_{qs_1}^* - i_{qs_1} \\ Z(i_{ds_2}) = i_{ds_2}^* - i_{ds_2} \\ Z(i_{qs_2}) = i_{qs_2}^* - i_{qs_2} \end{cases} \quad (4.70)$$

Ses dérivées sont déterminées selon les formules suivantes :

$$\begin{cases} \dot{Z}(i_{ds_1}) = \dot{i}_{ds_1}^* - \dot{i}_{ds_1} \\ \dot{Z}(i_{qs_1}) = \dot{i}_{qs_1}^* - \dot{i}_{qs_1} \\ \dot{Z}(i_{ds_2}) = \dot{i}_{ds_2}^* - \dot{i}_{ds_2} \\ \dot{Z}(i_{qs_2}) = \dot{i}_{qs_2}^* - \dot{i}_{qs_2} \end{cases} \quad (4.71)$$

En substituant les expressions des dérivées des courants statoriques données par les quatre premières équations du modèle d'état (3.64) dans le système (4.71), on arrive à :

$$\begin{cases} \dot{Z}(\iota_{ds1}) = i_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}}(-R_{s1}\iota_{ds1} + \omega_s^*(L_{s1}\iota_{qs1} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) + V_{ds1}) \\ \dot{Z}(\iota_{qs1}) = i_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}}(-R_{s1}\iota_{qs1} - \omega_s^*(L_{s1}\iota_{ds1} + \varphi_r^*) + V_{qs1}) \\ \dot{Z}(\iota_{ds2}) = i_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s2}}(-R_{s2}\iota_{ds2} + \omega_s^*(L_{s2}\iota_{qs2} + \tau_r\varphi_r^*\omega_{gl}^*) + V_{ds2}) \\ \dot{Z}(\iota_{qs2}) = i_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s2}}(-R_{s2}\iota_{qs2} - \omega_s^*(L_{s2}\iota_{ds2} + \varphi_r^*) + V_{qs2}) \end{cases} \quad (4.72)$$

Pour l'étude de stabilité, la nouvelle fonction de Lyapunov V_{l_2} est définie en prenant en compte les trois erreurs qui sont l'erreur de vitesse de rotation, l'erreur de flux rotorique et l'erreur de courants statoriques. Cette fonction s'exprime par :

$$V_{l_2} = \frac{1}{2} \left(Z^2(\omega_r) + Z^2(\varphi_r) + Z^2(\iota_{ds1}) + Z^2(\iota_{qs1}) + Z^2(\iota_{ds2}) + Z^2(\iota_{qs2}) \right) \quad (4.73)$$

Ainsi, la dérivée de V_{l_2} est obtenue :

$$\begin{aligned} \dot{V}_{l_2} = & Z(\omega_r)\dot{Z}(\omega_r) + Z(\varphi_r)\dot{Z}(\varphi_r) + Z(\iota_{ds1})\dot{Z}(\iota_{ds1}) \\ & + Z(\iota_{qs1})\dot{Z}(\iota_{qs1}) + Z(\iota_{ds2})\dot{Z}(\iota_{ds2}) + Z(\iota_{qs2})\dot{Z}(\iota_{qs2}) \end{aligned} \quad (4.74)$$

Tout comme la première étape, répondre aux exigences des conditions de stabilité de Lyapunov nécessite de prendre ce qui suit :

$$\begin{cases} \dot{Z}(\iota_{ds1}) = -G_{\iota_{ds1}} Z(\iota_{ds1}) \\ \dot{Z}(\iota_{qs1}) = -G_{\iota_{qs1}} Z(\iota_{qs1}) \\ \dot{Z}(\iota_{ds2}) = -G_{\iota_{ds2}} Z(\iota_{ds2}) \\ \dot{Z}(\iota_{qs2}) = -G_{\iota_{qs2}} Z(\iota_{qs2}) \end{cases} \quad (4.75)$$

Avec : $G_{\iota_{ds1}}$, $G_{\iota_{qs1}}$, $G_{\iota_{ds2}}$ et $G_{\iota_{qs2}}$: des gains positifs.

Pour obtenir une dérivée négative du V_{l_2} , les conditions suivantes doivent être satisfaites :

$$\begin{aligned} \dot{V}_{l_2} = & -G_{\omega_r} Z^2(\omega_r) - G_{\varphi_r} Z^2(\varphi_r) - G_{\iota_{ds1}} Z^2(\iota_{ds1}) \\ & - G_{\iota_{qs1}} Z^2(\iota_{qs1}) - G_{\iota_{ds2}} Z^2(\iota_{ds2}) - G_{\iota_{qs2}} Z^2(\iota_{qs2}) \end{aligned} \quad (4.76)$$

La conception de la loi de commande repose sur la définition des expressions des tensions statoriques de référence qui sont obtenues en faisant correspondre entre les deux systèmes (4.72) et (4.75). Ces expressions sont données comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = L_{s1} i_{ds1}^* + R_{s1} l_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} l_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + G_{l_{ds1}} Z(l_{ds1}) \\ V_{qs1}^* = L_{s1} i_{qs1}^* + R_{s1} l_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} l_{ds1} + \varphi_r^*) + G_{l_{qs1}} Z(l_{qs1}) \\ V_{ds2}^* = L_{s2} i_{ds2}^* + R_{s2} l_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} l_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + G_{l_{ds2}} Z(l_{ds2}) \\ V_{qs2}^* = L_{s2} i_{qs2}^* + R_{s2} l_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} l_{ds2} + \varphi_r^*) + G_{l_{qs2}} Z(l_{qs2}) \end{cases} \quad (4.77)$$

Enfin, toutes les formules des composantes des courants et tensions statoriques de référence élaborées par l'application de la commande backstepping à la DOEWIM sont écrites sous la forme d'un système d'équations comme suit :

$$\begin{cases} i_{qs}^* = \frac{J(L_m + L_r)}{P^2 L_m \varphi_r^*} \left(\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{P}{J} C_r + G_{\omega_r} Z(\omega_r) \right) \\ i_{ds}^* = \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \left(\dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + G_{\varphi_r} Z(\varphi_r) \right) \\ V_{ds1}^* = L_{s1} i_{ds1}^* + R_{s1} l_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} l_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + G_{l_{ds1}} Z(l_{ds1}) \\ V_{qs1}^* = L_{s1} i_{qs1}^* + R_{s1} l_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} l_{ds1} + \varphi_r^*) + G_{l_{qs1}} Z(l_{qs1}) \\ V_{ds2}^* = L_{s2} i_{ds2}^* + R_{s2} l_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} l_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) + G_{l_{ds2}} Z(l_{ds2}) \\ V_{qs2}^* = L_{s2} i_{qs2}^* + R_{s2} l_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} l_{ds2} + \varphi_r^*) + G_{l_{qs2}} Z(l_{qs2}) \end{cases} \quad (4.78)$$

Les gains G_{ω_r} , G_{φ_r} , $G_{l_{ds1}}$, $G_{l_{qs1}}$, $G_{l_{ds2}}$ et $G_{l_{qs2}}$ ont été choisis pour atteindre l'exigence améliorée de la commande backstepping proposée telle qu'une dynamique moins turbulente des courants statoriques, du flux rotorique et de la vitesse de rotation. Une sélection correcte et précise de ces paramètres améliorera la dynamique de la boucle fermée et garantira donc la stabilité du système commandé [KIR 16]. En effet, les grandeurs de ces paramètres utilisées dans cette approche de commande, ont été choisies sur la base des meilleures valeurs, qui ont été obtenues à travers plusieurs expériences de simulation, où le principal critère de sélection était de s'adapter à la meilleure exigence dynamique des courants statoriques, du flux rotorique et de la vitesse de rotation.

4.5.3.3 Structure générale du schéma de commande

La structure générale du schéma de commande non linéaire par backstepping basé sur l'orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts est illustrée à la figure 4.15. L'estimateur de l'amplitude instantanée du vecteur de flux rotorique et de son angle instantané doit être utilisé dans cette méthode. Le modèle de flux rotorique basé sur les courants statoriques et la vitesse angulaire mesurés est utilisé dans le bloc de calcul. Dans la structure de commande backstepping, six boucles de commande ont été

appliquées, qui sont la boucle de commande pour la vitesse de rotation ω_r , la boucle de commande pour l'amplitude du vecteur de flux rotorique φ_r et quatre boucles de commande pour les composantes des courants statoriques i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} et i_{qs2} . Le contrôleur backstepping de la vitesse de rotation détermine la composante de référence du courant statorique i_{qs1} , qui est responsable de la commande du couple électromagnétique. Le contrôleur backstepping de l'amplitude du vecteur de flux rotorique détermine la composante de référence du courant statorique i_{ds1} , qui est responsable de la commande du flux rotorique. Les valeurs de référence des composantes des courants statoriques i_{ds1}^* et i_{qs1}^* sont comparées aux valeurs transformées des courants de phase statoriques mesurés i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} et i_{qs2} et les signaux d'erreur sont transmis aux contrôleurs des courants. Les signaux de sortie des régulateurs des composantes des courants statoriques i_{ds1}^* , i_{qs1}^* , i_{ds2}^* et i_{qs2}^* sont les valeurs de référence des composantes des tensions statoriques v_{ds1}^* , v_{qs1}^* , v_{ds2}^* et v_{qs2}^* . Ces valeurs de référence sont ensuite transformées dans le système de coordonnées (α, β) et sont envoyées aux modulateurs découplés SVM-Onds-1 et SVM-Onds-2, qui déterminent les états de commutation des deux convertisseurs matriciels indirects à double sortie.

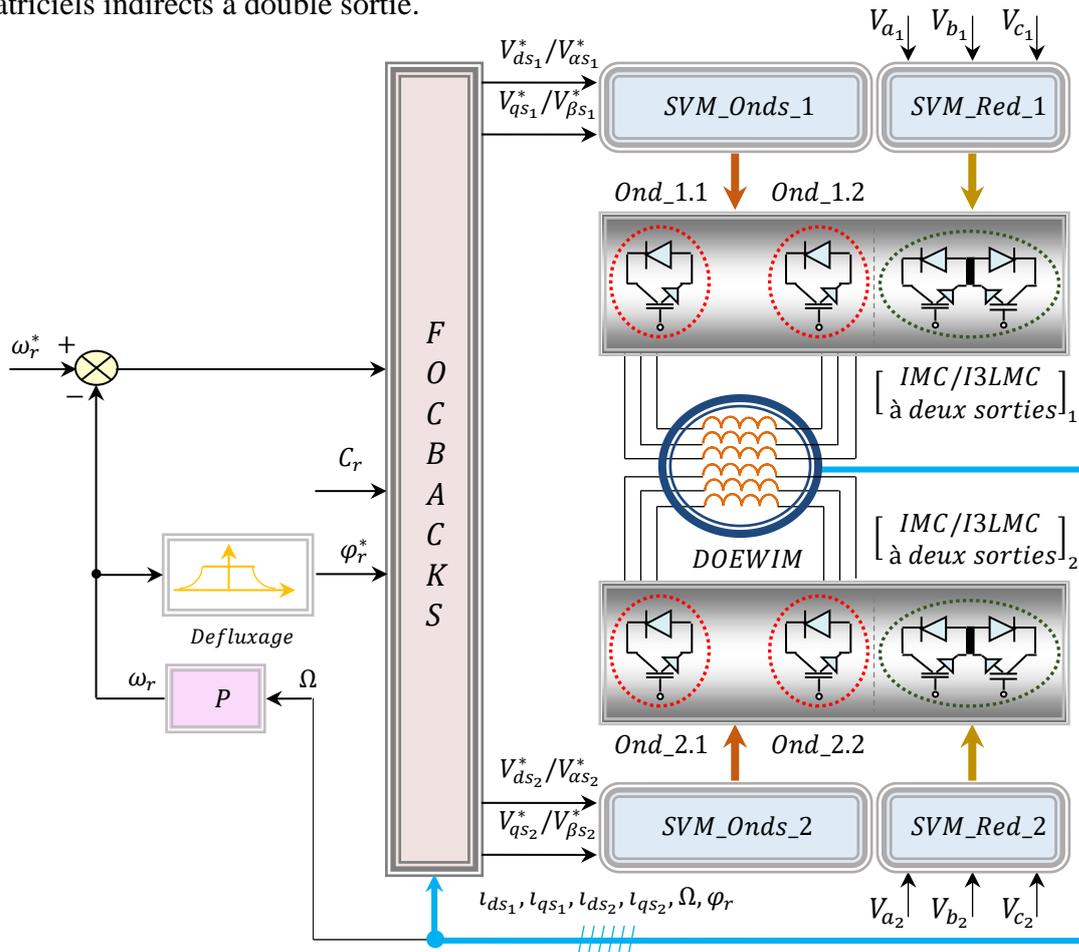


Figure 4.15 Schéma générale de la commande backstepping appliquée à la DOEWIM

4.5.4 Résultats de simulation de la commande backstepping

Afin d'analyser les performances et d'évaluer les avantages de la commande backstepping appliquée à la DOEWIM alimentée par deux convertisseurs matriciels indirects à double sortie à deux niveaux puis à trois niveaux, des simulations numériques sont réalisées dans des conditions de fonctionnement à vitesse nominale similaires à celles suivies avec les commandes précédentes tout en conservant les mêmes paramètres de la machine.

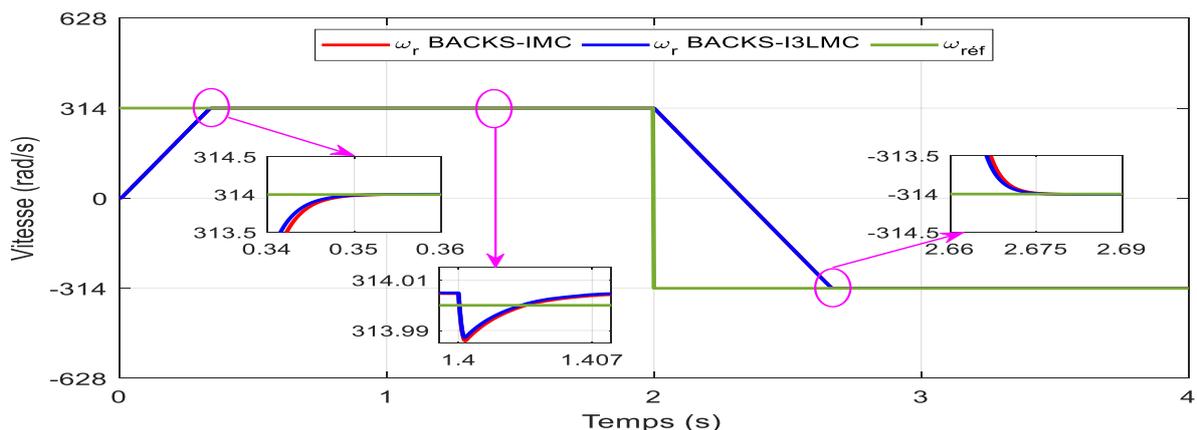


Figure 4.16 Vitesse rotorique de la DOEWIM pour ses deux cas d'alimentation

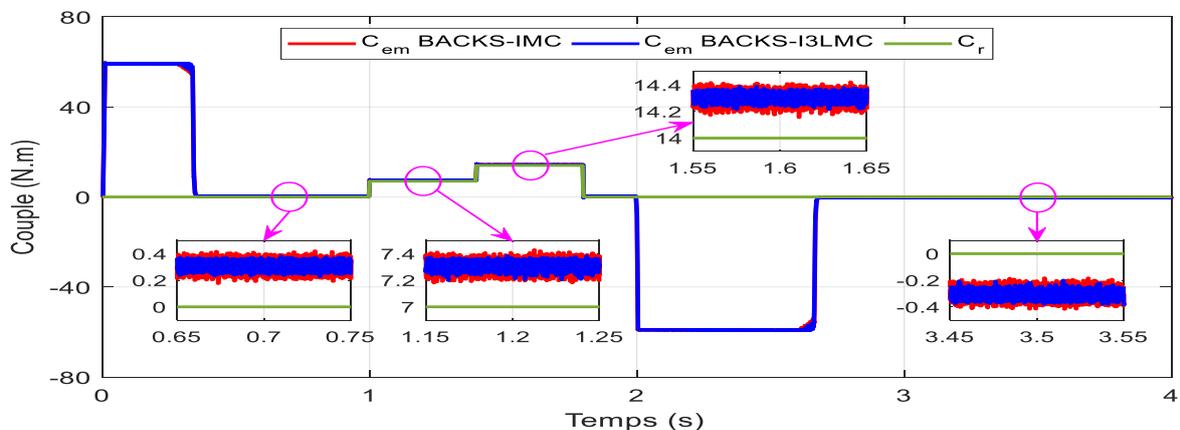


Figure 4.17 Couple électromagnétique développé par la DOEWIM pour ses deux cas d'alimentation

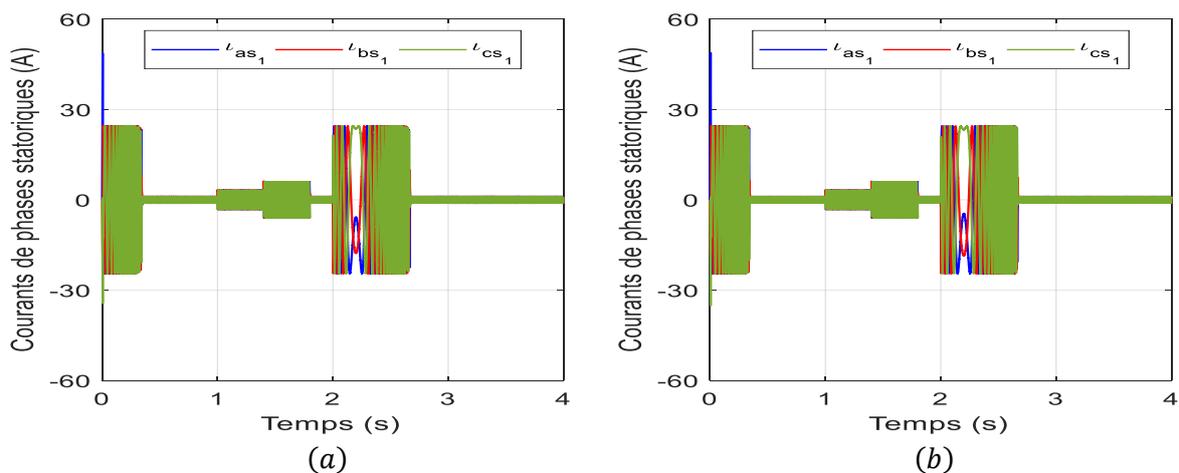


Figure 4.18 Courants statoriques de phase pour les deux cas d'alimentation, (a) avec IMC à double sortie, (b) avec I3LMC à double sortie

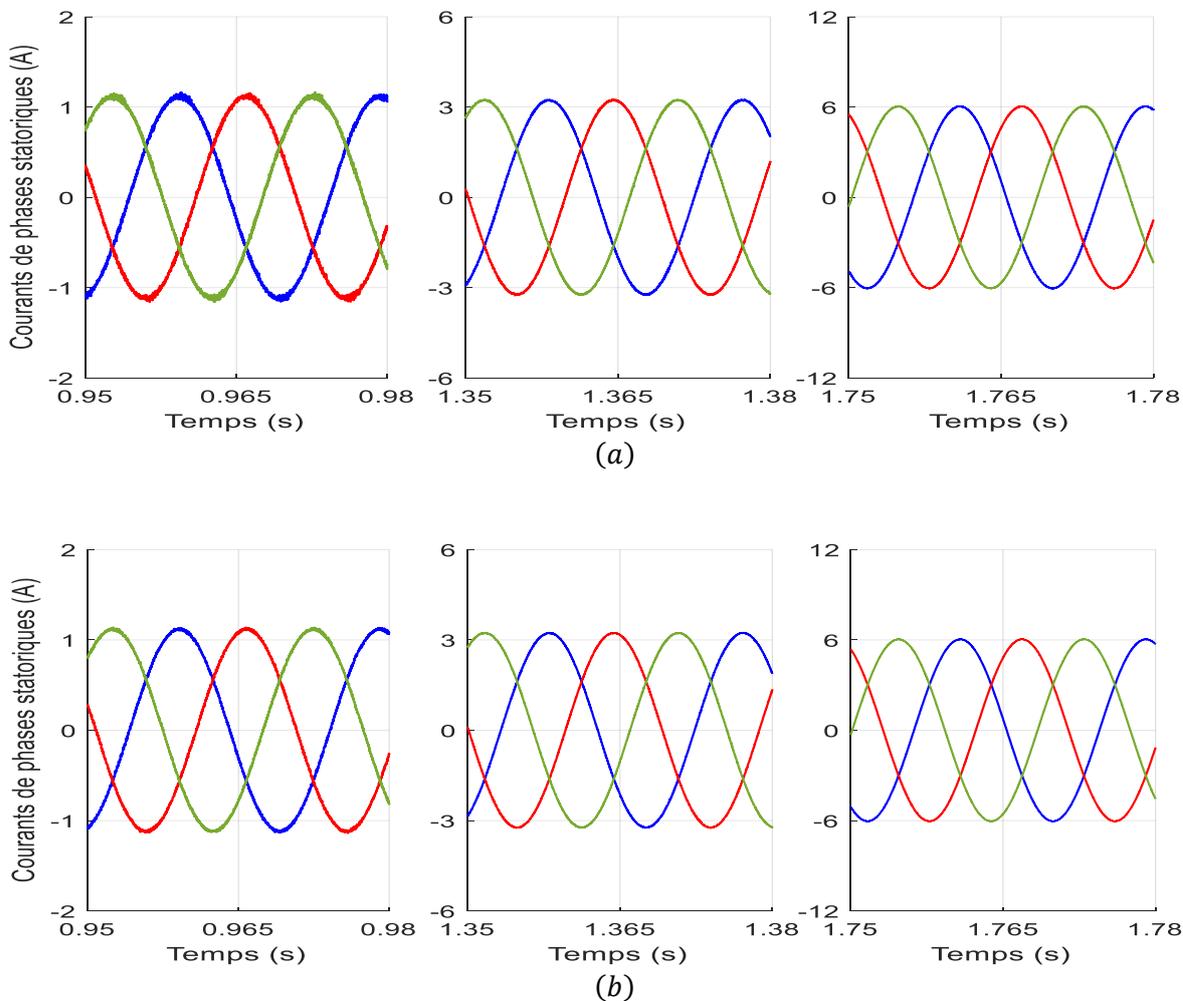


Figure 4.19 Zoom des courants statoriques de phase pour les deux cas d'alimentation, (a) avec IMC à double sortie, (b) avec I3LMC à double sortie

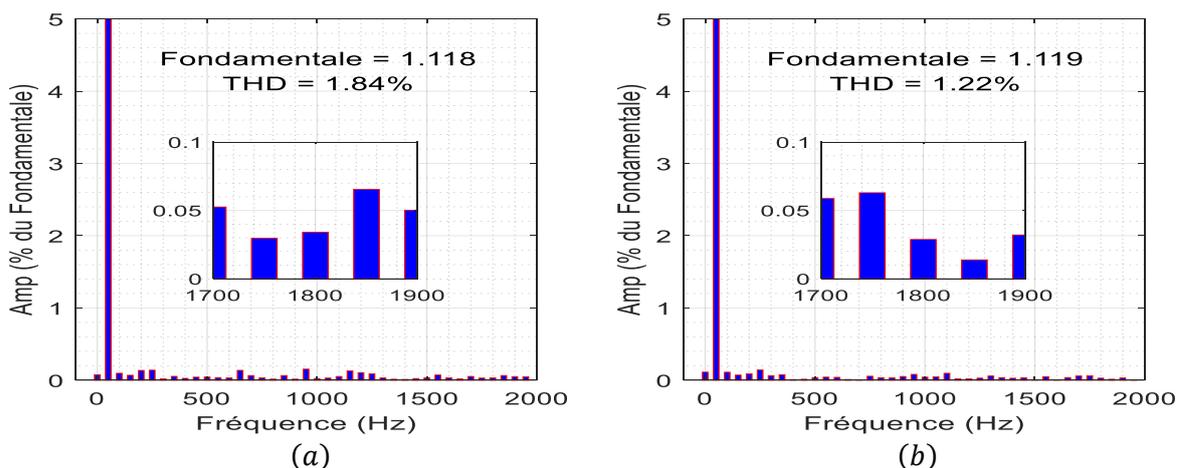


Figure 4.20 Spectre d'harmoniques des courants statoriques de phase pour les deux cas d'alimentation, (a) avec IMC à double sortie, (b) avec I3LMC à double sortie

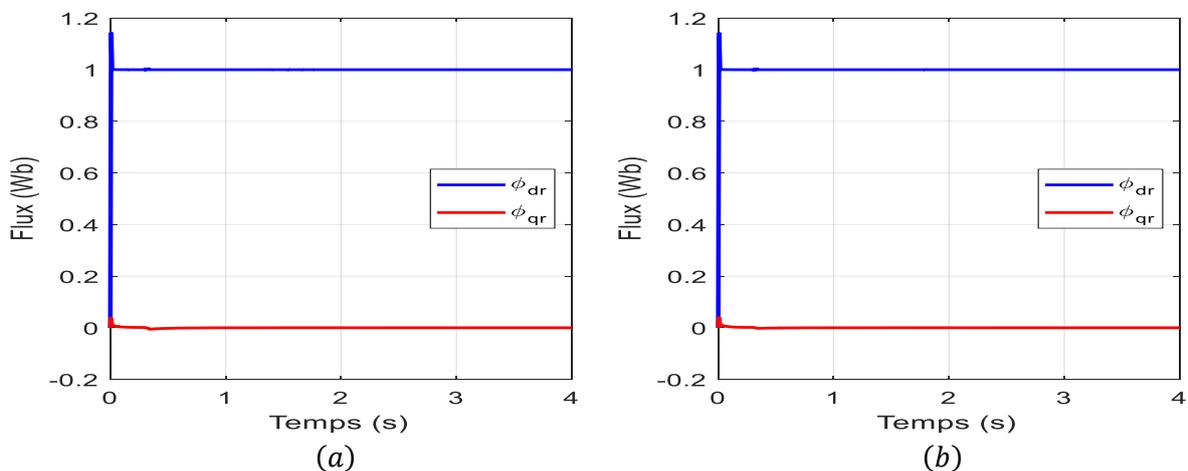


Figure 4.21 Composantes du flux rotorique de la DOEWIM pour les deux cas d'alimentation, (a) avec IMC à double sortie, (b) avec I3LMC à double sortie

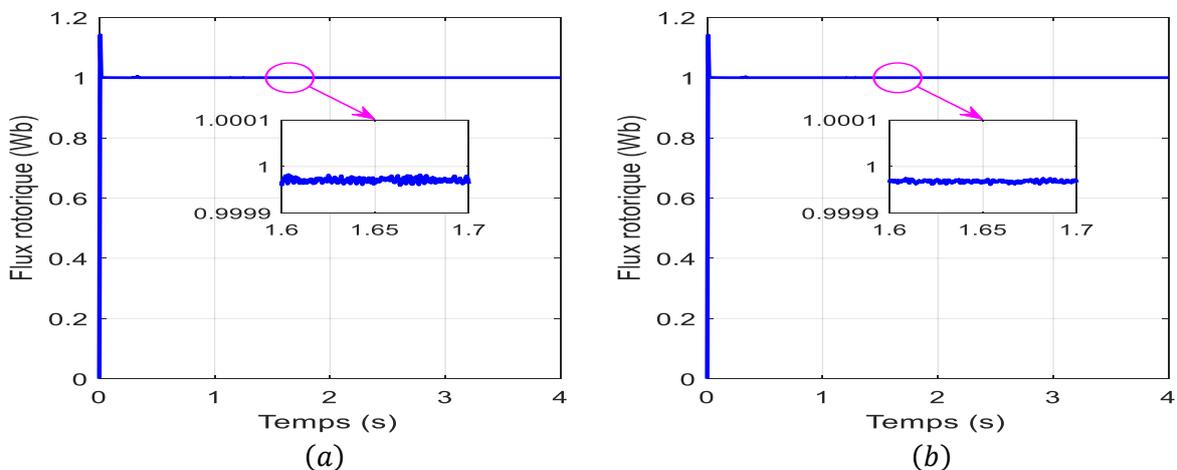


Figure 4.22 Flux rotorique de la DOEWIM pour les deux cas d'alimentation, (a) avec IMC à double sortie, (b) avec I3LMC à double sortie

La figure 4.16 montre la vitesse rotorique et sa référence pour la commande backstepping appliquée à la DOEWIM alimentée par des convertisseurs matriciels à double sortie à deux et à trois niveaux. On note que les deux passages de 0 rad/s à 314 rad/s puis de 314 rad/s à -314 rad/s sont effectués par la vitesse rotorique de manière linéaire sans aucun dépassement tout à fait identique au cas pratique. Dans le régime permanent, la vitesse rotorique suit parfaitement la vitesse de référence sans montrer une vraie influence pour différentes applications de charge, de plus l'erreur représentant la différence entre les deux vitesses est très faible avec la supériorité évidente du cas d'alimentation basé sur des convertisseurs matriciels indirects à double sortie à trois niveaux par rapport aux convertisseurs à deux niveaux en termes de réduction de l'erreur. Dans l'ensemble, la réponse de la vitesse rotorique est très satisfaisante à tous les stades de fonctionnement, ce qui indique la robustesse et la précision de l'approche de commande proposée.

La figure 4.17 donne le couple électromagnétique développé par la machine étudiée avec ses deux cas d'alimentation. Le couple électromagnétique présente une dynamique élevée caractérisée par des fluctuations minimales, notamment avec les convertisseurs matriciels indirects à double sortie à trois niveaux, comme le confirment les fenêtres de zoom répertoriées à la figure 4.17. La largeur de la bande de fluctuations de couple apparaît très faible, ce qui confirme l'existence de la technique SVM d'une part et met en évidence la précision de la commande proposée d'autre part. La réponse du couple à l'application de charges et à l'inversion de sens de rotation s'effectue avec une grande précision et sans aucun dépassement grâce à la grande robustesse de la commande backstepping.

Les courants statoriques de phase de la première étoile de DOEWIM sont illustrés aux figures 4.18 (a) et 4.18 (b). Au démarrage, les courants sont inégaux en raison de l'induction du circuit, puis à l'état d'équilibre l'amplitude de ces courants est constante, ensuite, lorsque la charge est introduite ou le sens de rotation est inversé, les amplitudes des courants augmentent, ce qui suggère une forte performance de la commande backstepping. Une forme d'onde sinusoïdale équilibrée est obtenue avec une teneur en harmonique réduite en raison de l'application de la technique SVM, en particulier avec l'utilisation de convertisseurs matriciels indirects à double sortie à trois niveaux, comme le montrent clairement les zones de zoom illustrées sur les figures 4.19 (a) et 4.19 (b). Les figures 4.20 (a) et 4.20 (b) donnent les valeurs THD des courants statoriques selon la commande backstepping. On peut dire que ces valeurs sont excellentes et sont considérées comme les meilleures parmi toutes les valeurs THD

précédentes, leurs valeurs étaient respectivement de 1.84 % et 1.22 % pour les convertisseurs matriciels indirects à double sortie à deux niveaux et leurs homologues à trois niveaux.

Les composantes du flux rotorique direct et quadratique pour la machine asynchrone à double enroulements statorique ouverts alimentée par des convertisseurs matriciels indirects à double sortie à deux niveaux puis à trois niveaux sont représentées par les figures 4.21 (a) et 4.21 (b). On constate que les deux composantes φ_{dr} et φ_{qr} passent un régime transitoire de très courte durée puis atteignent une stabilité parfaite successivement aux valeurs 1 Wb et 0 Wb en régime établi, ce qui prouve que le découplage complet entre le couple et le flux est maintenu par la commande backstepping. À travers les figures 4.22 (a) et 4.22 (b), qui donnent la réponse du flux rotorique, il est clair que le flux atteint très rapidement sa valeur de référence de 1 Wb sans aucun dépassement et sans aucune influence par l'introduction de couple de charge ou l'inversion de sens de rotation. Cette réponse confirme la grande robustesse de l'approche de commande proposée. Les zooms répertoriés dans les figures 4.22 (a) et 4.22 (b) montrent que la teneur en harmonique est considérablement réduite avec les convertisseurs matriciels indirects à double sortie à trois niveaux par rapport à ceux à deux niveaux.

4.6 Conclusion

Le travail présenté dans la première partie de ce chapitre a révélé la synthèse de la HOSMC à fréquence de commutation constante basée sur la technique SVM, pour la régulation du courant statorique, du flux rotorique et de la vitesse de rotation de la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts alimentée par des convertisseurs matriciels à deux sorties (deux et trois niveaux).

La stratégie conçue vise à définir la section de commande attrayante de la stratégie SMC classique et à améliorer les caractéristiques de cette dernière en minimisant les ondulations de courant, de couple, et de flux. Les résultats obtenus ont démontré l'efficacité de l'approche HOSMC basée sur le STA, même en présence d'une trajectoire de référence variable dans le temps et de changements dans la charge appliquée. Les ondulations de courant, de couple et de flux sont considérablement réduites et le temps de réponse est amélioré. De plus, la robustesse et la stabilité de la commande sont assurées. Les résultats de la simulation ont également montré que le schéma de commande FOC basé sur le STA présente une grande robustesse des critères d'incertitude et d'inadéquation ainsi qu'une atténuation des phénomènes de chattering par rapport à la commande par mode glissant traditionnelle. La stratégie super-twisting conçue est

une bonne solution pour éliminer les problèmes de la commande par mode glissant de premier ordre et assurer une haute qualité du courant statorique avec un faible THD.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée au développement d'un contrôleur de backstepping non linéaire basé sur la théorie de Lyapunov afin de rendre le système asymptotiquement stable et l'erreur converge vers zéro. Cette approche de commande est combinée à la technique SVM pour garantir que les mêmes variables sont régulées pour la même machine qui a été contrôlée dans la première partie de ce chapitre en utilisant une stratégie de mode glissant de second ordre.

Généralement, le système d'entraînement à basse vitesse présente un problème de stabilité lorsqu'une commande vectorielle est utilisée. La commande backstepping proposée offre de meilleures performances à basse vitesse. Les résultats de la simulation montrent des performances élevées lors de l'utilisation d'un contrôleur de backstepping telles qu'une stabilité de commande élevée pour une large plage de vitesse, une ondulation de couple acceptable et également une excellente dynamique qui est confirmée par le temps de réponse rapide. De plus, cette technique de commande présente une grande robustesse contre les perturbations externes. Elle permet d'avoir une réponse rapide sans dépassement, un temps d'établissement en réponse en vitesse minimisé et un découplage complet entre le flux et le couple.

Enfin, on peut conclure que les deux techniques de commande (mode glissant de second ordre et backstepping) proposées dans ce chapitre permettent d'obtenir des performances élevées et des courants statoriques de haute qualité notamment lors de l'utilisation du convertisseur matriciel à trois niveaux. Lorsque le courant est amélioré, la durée de vie des dispositifs est prolongée pendant une période plus longue, réduisant ainsi le coût d'achat des appareils. De plus, le coût de l'entretien périodique de l'équipement est réduit.

Chapitre 5

Commande directe non linéaire du
couple de la DOEWIM

5.1 Introduction

Les entraînements de moteurs à induction à hautes performances dynamiques nécessitent une commande précise et indépendante du couple et du flux. La plupart des schémas modernes sont basés sur la méthode de champ orienté ou la commande vectorielle [KRI 91].

La commande vectorielle tente de contrôler le moteur à induction comme un moteur à courant continu à excitation séparée [BLA 72], [DON 94]. La clé du succès de cette stratégie est la connaissance correcte de la position du flux rotorique qui est estimée dans le schéma de commande vectorielle indirecte [YON 97]. Le flux rotorique étant estimé à partir de la constante de temps rotorique, qui varie avec la température et le niveau de saturation de la machine, dans le cas où les valeurs réelles de la constante de temps rotorique ne sont pas disponibles, le rotor, le comportement dynamique et le régime permanent sont considérablement affectés en modifiant les paramètres de la machine. Par conséquent, de nombreux algorithmes et schémas ont été développés pour estimer les paramètres de la machine en ligne [HOL 91], [STE 94], [AKI 95], [ATK 96], [NOG 97]. Cependant, ces estimateurs en ligne ajoutent considérablement à la complexité et au coût du système, les rendant prohibitifs dans de nombreux cas.

D'autre part, avec le succès remporté par la commande vectorielle dans le domaine des entraînements à hautes performances, de nouvelles études de Takahashi, Noguchi [TAK 86] et Depenbrock [DEP 88] sont apparues, qui s'écartent et s'éloignent de l'idée de transformation de coordonnées et l'analogie entre la commande vectorielle et la commande du moteur à courant continu par suggérant la technique DTC afin d'obtenir une réponse dynamique rapide et bonne du couple électromagnétique et du flux statorique [KAZ 95].

La signification des techniques de commande directe est liée à celles dont la stratégie de contrôle s'effectue sans l'intervention d'un étage de modulation de largeur d'impulsion ou d'une autre forme de modulation, fournissant des signaux de commande qui sont appliqués directement au convertisseur de puissance, ce qui rend le système global extrêmement simple. De plus, ces stratégies de commande, dans lesquelles le flux et le couple sont estimés à partir d'une seule grandeur électrique associée au stator (la résistance statorique), réduisent les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques. Tout cela fait de la commande directe du couple une excellente alternative à la commande vectorielle.

Malgré les nombreux avantages que procure la commande directe du couple dans le domaine de l'entraînement des moteurs à induction, cet algorithme présente aussi quelques lacunes telles qu'une fréquence de commutation variable, une distorsion de flux et de couple, une difficulté à

commander le couple et le flux à très basse vitesse, un niveau de bruit élevé à basse vitesse et un manque de commande du courant continu. De nombreux travaux ont été soumis afin de se débarrasser des problèmes de DTC conventionnelle, certains de ces travaux ont utilisé la technique PWM. Dans [PON 98], la technique SVM a été ajoutée au schéma DTC. Les résultats obtenus prouvent que la DTC-SVM par rapport à la logique de commutation de la DTC, offre une résolution de commande plus élevée et contribue à améliorer le comportement du variateur. Les variateurs avec la SVM affichent d'excellentes performances en termes de faible ondulation de couple et de fonctionnement silencieux. La fréquence de commutation est constante et le schéma de commutation peut être encore optimisé sans augmenter la complexité du système de commande [TAK 98].

Bien que le schéma de commande de la DTC-SVM soit capable de fournir les performances de suivi de couple et de flux souhaitées, les non-linéarités et la dynamique de couplage d'un moteur à induction compliquent la conception de la commande et rendent difficile la détermination des paramètres du contrôleur dans différentes conditions de fonctionnement. Naturellement, des solutions de commande non linéaires peuvent être utilisées pour résoudre ce problème. Une approche populaire qui a été au centre de l'attention au cours des dernières années est la technique IOFL. Basée sur plusieurs concepts de géométrie différentielle, cette technique peut résoudre un problème non linéaire complexe à l'origine. Contrairement à l'approximation jacobienne, l'approche transforme algébriquement un système non linéaire en, partiellement ou totalement, un système linéaire en utilisant le retour d'état et la transformation d'état. Le processus de conception du contrôleur est considérablement facilité pour le modèle linéarisé et, par conséquent, une conception de commande systématique peut être réalisée.

L'IOFL est une approche non linéaire qui peut améliorer les performances du système en utilisant une transformation inverse afin d'obtenir une loi de commande appropriée pour le système non linéaire d'origine. Cette stratégie a été proposée pour améliorer la technique DTC-SVM pour la machine asynchrone triphasée et de la machine synchrone triphasée à aimants permanents dans divers travaux, en réduisant les ondulations de couple et de flux, ce qui augmente encore la qualité des performances de commande [BEL 11], [AMM 19], [HAO 21]. Dans notre étude, cette technique non linéaire est introduite pour commander les machines multiphasées à enroulements ouverts, représentées par la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts [SEL 21].

Ainsi, ce chapitre est composé de deux parties, la première partie traite la commande DTC-SVM d'une machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts alimenté par des

convertisseurs matriciels à deux niveaux avec deux sorties. La deuxième partie présente une combinaison de DTC-SVM avec des approches de linéarisation en entrée-sortie par retour d'état pour la même machine alimentée par des convertisseurs matriciels avec deux sorties à deux niveaux, puis à trois niveaux. Cette incorporation peut couvrir les inconvénients de la DTC-SVM et permet d'obtenir une commande robuste avec une dynamique rapide dans le cadre stationnaire. Les performances fournies par les deux modèles, conventionnel et non linéaire, sont vérifiées en commentant les résultats de simulation obtenus.

5.2 Commande directe du couple

La commande directe du couple est une stratégie de commande connue pour sa réponse rapide en flux et en couple, ainsi que sa robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres électriques de la machine. Ses origines remontent au milieu des années quatre-vingt grâce aux études novatrices de Takahashi [TAK 86] et Depenbrock [DEP 88], quand il semblait que la standardisation de la technique FOC était en train de s'opérer. Cette stratégie a été largement étudiée dans le cas des variateurs triphasés et a conduit à des dispositifs commerciaux dans les variateurs traditionnels [ABB 15]. Par conséquent, cette technique a été étendue au domaine multiphasé avec ses différents types de machines [HAD 04], où son utilisation a connu un succès retentissant, ce qui l'a amenée à être considérée comme une solution alternative aux méthodes de commande vectorielle avec de grands éloges du fait de sa structure simple, son excellente réponse transitoire et sa bonne robustesse [YUA 16].

5.2.1 Principe de la commande directe du couple

Traditionnellement, le principe de fonctionnement de la DTC repose sur une table de correspondance, calculée hors ligne, permettant de sélectionner l'état du convertisseur le plus approprié qui sera appliqué sur la machine. Cette sélection se fait en tenant compte de la position du vecteur de flux et de deux signaux d'erreur (erreurs de flux statorique et de couple électromagnétique) obtenus à partir de la différence entre les valeurs de référence et celles estimées. Les signaux d'erreur sont généralement traités à l'aide d'une structure basée sur des comparateurs à hystérésis, contrôlant ainsi les variables à l'intérieur de cette bande. Cette stratégie est appelée la DTC basée sur des tables de commutation (Switching Tables Direct Torque Control, ST-DTC). Avec ce qui précède, il est facile d'étendre la DTC classique des entraînements triphasés aux entraînements triphasés doubles. Comme la machine asynchrone double étoile peut être considérée comme deux ensembles de machines triphasées lorsque les points neutres sont isolés [HAT 05]. La technique DTC commande les deux flux statoriques

individuellement où les deux convertisseurs sont commutés de leurs positions respectives. Sur la base de la position des flux statoriques estimés, deux régulateurs d'hystérésis de flux et un régulateur d'hystérésis de couple sont utilisés pour générer les états de commutation selon une table de correspondance.

5.2.2 Caractéristiques de la commande directe du couple

Le système d'entraînement avec la DTC conventionnelle se caractérise par :

- Le vecteur du flux statorique et le couple électromagnétique sont directement obtenus dans les coordonnées stationnaires biphasées du stator sans passer à la coordonnée de rotation. Les informations de position du rotor ne sont pas nécessaires, il est donc facile à mettre en œuvre en tant que commande sans capteur.
- La DTC dépend légèrement des paramètres du moteur. La résistance statorique est le seul paramètre utilisé lors de l'estimation du vecteur de flux statorique, ce qui confère au système une grande robustesse. Prendre le couple du moteur directement comme objet de commande élimine naturellement le couplage entre le flux et le couple électromagnétique contrairement à la commande vectorielle, offrant de bonnes performances dynamiques. Il convient de noter que la réponse dynamique du couple d'un système d'entraînement DTC peut être dix fois plus rapide que tout autre entraînement AC [ABB 11].
- La DTC conventionnelle adopte une mise en œuvre similaire à la commande bang-bang, ce qui entraîne une grande fluctuation du couple électromagnétique et du vecteur de flux, en particulier à basse vitesse. En outre, il présente également d'autres inconvénients, tels que la fréquence de commutation variable et le bruit.

5.2.3 Avantages de la commande directe du couple

La DTC est considérée comme une stratégie de commande alternative à la commande vectorielle, car elle offre de nombreux avantages qui sont résumés dans les points suivants :

- La structure de commande est beaucoup plus simple, elle ne nécessite que trois comparateurs à hystérésis et un régulateur de vitesse de type PI pour assurer le contrôle de la DOEWIM, alors que le champ orienté nécessite six régulateurs PI et un modulateur PWM. Cela donne à la DTC une bande passante beaucoup plus élevée et donc une réponse dynamique plus rapide.
- La DTC n'a besoin que d'un simple modèle de moteur à induction.
- Le comportement de la DTC est robuste à la variation des paramètres (vous n'avez besoin que de la valeur de résistance statorique).

- Avec cette technique, il n'est pas nécessaire d'effectuer une transformation de coordonnées, seules les variables réelles des courants et des tensions dans le référentiel stationnaire sont utilisées.
- La DTC offre une réponse dynamique très élevée, régulant directement à la fois le couple et le flux séparément sur la base d'une table de commutation optimale, où les états de commutation qui répondent aux exigences des consignes de couple et de flux sont choisis sans nécessiter de PWM.
- Le degré de complexité de la DTC par rapport au champ orienté est moyen, et donc tous les algorithmes du système peuvent être appliqués avec des cartes d'acquisition de données économiques, ce qui réduit le coût total de la commande des moteurs à induction.

5.2.4 Contrôle du flux statorique

Afin de déduire le principe de fonctionnement de la DTC, la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts est considérée comme un exemple de cas. Ensuite, l'objectif de commande (régulation du couple et du flux) est réduit au plan (α, β) . L'étude part du modèle d'une telle machine exprimé dans le référentiel stationnaire (α, β) , décrit par le modèle d'état sous forme matricielle (2.59). La variation du flux statorique dans le référentiel (α, β) peut être définie comme suit :

$$\varphi_s(t) = \int_0^{T_e} (V_s - R_s i_s) dt \quad (5.1)$$

Pour un petit temps d'échantillonnage T_s , la chute de tension dans la résistance statorique est ignorée afin d'obtenir une expression plus simple de la variation de flux statorique, permettant d'accéder à la formule donnée par l'équation (5.2). De cette expression, on déduit que la variation du module du vecteur de flux dépend directement du vecteur de tension appliqué pendant chaque période d'échantillonnage T_s .

$$\varphi_s(t) \approx \varphi_{s_0} + \bar{V}_s T_s \quad (5.2)$$

Où : φ_{s_0} : le vecteur de flux à l'instant $t = 0$.

L'équation (5.2) ci-dessus suggère que la pointe du vecteur de liaison du flux statorique φ_s se déplace dans la même direction que le vecteur de tension appliqué \bar{V}_s . La distance parcourue par le vecteur de flux statorique dépend de l'amplitude et de la durée du vecteur de tension appliqué. Par conséquent, l'amplitude de la liaison de flux statorique peut être régulée en appliquant un ensemble de vecteurs de tension. Donc l'application d'un vecteur de tension non

nul conduit inévitablement à un déplacement rectiligne de l'extrémité du vecteur de flux statorique dont la direction est déterminée par le vecteur de tension appliqué.

Le plan des vecteurs de tension peut être divisé en six secteurs ($S_1 - S_6$) ayant chaque vecteur actif exactement au milieu, comme illustré à la figure 5.1. Dans chaque secteur, quatre vecteurs adjacents sont commutés pour minimiser la fréquence de commutation. Selon le sens de rotation du vecteur de flux statorique, deux vecteurs de tension peuvent être sélectionnés pour augmenter ou diminuer l'amplitude de la liaison de flux statorique respectivement. Par exemple, les vecteurs de tension V_2 et V_3 sont sélectionnés pour augmenter et diminuer l'amplitude du flux statorique respectivement lorsque φ_s est dans le premier secteur et tourne dans le sens antihoraire. De même, les vecteurs de tension V_5 et V_6 sont sélectionnés si φ_s tourne dans le sens horaire, afin de garantir que l'amplitude de la liaison de flux statorique est respectivement augmentée ou diminuée.

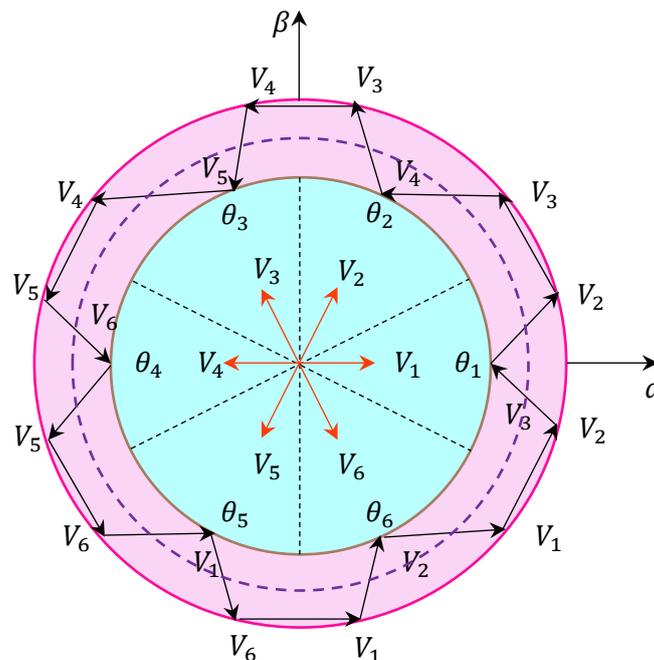


Figure 5.1 Contrôle du vecteur de flux statorique en appliquant des vecteurs de tension appropriés

5.2.5 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction des vecteurs de flux statorique et de flux rotorique comme suit :

$$C_{em} = \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \varphi_s \varphi_r \sin(\vartheta) \quad (5.3)$$

Où : $\vartheta = \theta_{st} - \theta_r$: l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

En utilisant la notation complexe du flux statorique et du flux rotorique, respectivement, on obtient :

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = [\varphi_s, \theta_s] = \varphi_s e^{j\theta_s} \\ \bar{\varphi}_r = [\varphi_r, \theta_r] = \varphi_r e^{j\theta_r} \end{cases} \quad (5.4)$$

En supposant que le flux statorique suit sa référence, l'équation (5.3) peut être réécrite comme suit :

$$C_{em} = \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \varphi_s^* \varphi_r \sin(\vartheta) \quad (5.5)$$

Lorsqu'un vecteur de tension actif et adéquat V_s est appliqué, les positions et les vitesses de rotation des flux statoriques et rotoriques sont modifiées, et donc les expressions des flux statorique et rotorique sont données respectivement selon :

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_s(t + \Delta t) = \varphi_s^* e^{j(\theta_{st} + \Delta\theta_{st})} \\ \bar{\varphi}_r = \bar{\varphi}_r(t + \Delta t) = (\varphi_r + \Delta\varphi_r) e^{j(\theta_r + \Delta\theta_r)} \end{cases} \quad (5.6)$$

Où : $\Delta\theta_{st} = (\omega_s + \Delta\omega_s)dt$; $\Delta\omega_s$: la variation de vitesse du vecteur statorique.

Il convient de noter que la constante de temps du rotor est plus grande que celle du stator, et par conséquent l'évolution du flux rotorique est lente par rapport à celle du flux statorique. Ainsi, peut être contrôlé le couple en faisant varier rapidement l'angle du vecteur de flux statorique, qui à son tour modifie son angle relatif avec le vecteur de flux rotorique, d'où :

$$\Delta\varphi_s \approx 0 \quad \text{et} \quad \Delta\varphi_r \approx 0 \quad (5.7)$$

Cela fait que le couple à l'instant $t + \Delta t$ devient :

$$C_{em} = \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \varphi_s^* \varphi_r \sin(\vartheta + \Delta\vartheta) \quad (5.8)$$

Avec : ϑ : l'angle entre les deux vecteurs de flux statorique et rotorique.

L'expression de la dérivée du couple est donnée par la formule suivante :

$$\left. \frac{dC_{em}}{dt} \right|_{t = t_i(\Delta t = 0)} = \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \varphi_s^* \omega_s \quad (5.9)$$

Selon l'équation (5.8), le couple électromagnétique peut être augmenté ou diminué en fonction de la variation de la valeur de l'angle ϑ . Étant donné que la constante de temps mécanique est beaucoup plus grande que la constante de temps électrique. La variation de ϑ est obtenue en régulant le vecteur de flux statorique qui est déterminé par la séquence des vecteurs

de tension actifs. Pour simplifier l'idée et faciliter la compréhension de la procédure de régulation du couple électromagnétique en augmentant ou en diminuant sa valeur, on considère que le vecteur de tension actif est situé dans le deuxième secteur comme le montre la figure 5.2. Le contrôle du couple électromagnétique est assuré par la commande du sens de rotation du vecteur de flux statorique. Si le couple estimé est inférieur à sa valeur de référence, le vecteur de tension qui maintient le vecteur de flux statorique en rotation dans le même sens est choisi. Cela augmente l'angle ϑ et donc le couple électromagnétique. Une fois que le couple dépasse sa valeur de référence, le vecteur de tension qui fait tourner le vecteur de flux statorique dans le sens opposé est sélectionné à la place. Cela diminue l'angle ϑ et donc le couple électromagnétique.

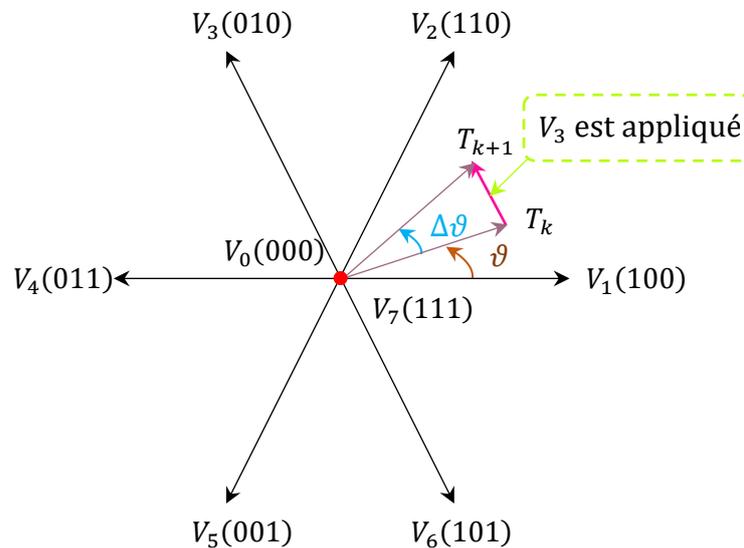


Figure 5.2 Exemple de contrôle du vecteur de couple électromagnétique en appliquant des vecteurs de tension appropriés

5.2.6 Comparateurs à hystérésis

Le schéma générique de la méthode DTC classique comprend deux boucles de commande différentes correspondant aux grandeurs du module de flux statorique et du couple électromagnétique. Les valeurs de référence pour le module de flux statorique et le couple électromagnétique sont comparées aux valeurs estimées, puis les valeurs d'erreur résultantes sont introduites dans un contrôleur d'hystérésis à deux niveaux et à trois niveaux respectivement.

5.2.6.1 Comparateur à hystérésis à deux niveaux

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la régulation du flux statorique, comme illustré à la figure 5.3. Il permet de déposer facilement l'extrémité du vecteur de flux dans une couronne circulaire. Le choix de la largeur de bande d'hystérésis dépend de la fréquence de commutation des interrupteurs du convertisseur. La sortie de ce comparateur est considérée comme une variable booléenne prenant la valeur 1 lorsque l'erreur du flux est positive, ce qui signifie une augmentation du flux, et prend la valeur 0 lorsque cette erreur est négative, ce qui entraîne une diminution de la valeur du flux [TOU 08]. Ainsi, on peut écrire ce qui suit :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta\varphi_s > h_{\varphi_s} & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq h_{\varphi_s} \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq h_{\varphi_s} \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 1 \\ \text{Si } \Delta\varphi_s < -h_{\varphi_s} & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 0 \end{array} \right. \quad (5.10)$$

Ce correcteur n'autorise la rotation du vecteur de flux φ_s que dans une seule orientation.

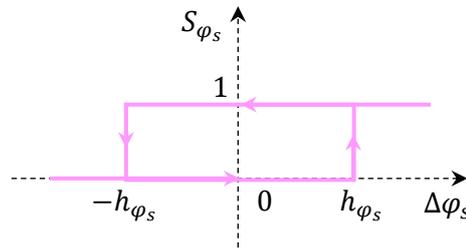


Figure 5.3 Comparateur à hystérésis à deux niveaux

5.2.6.2 Comparateur à hystérésis à trois niveaux

La correction du couple nécessite de s'appuyer sur un comparateur à hystérésis à trois niveaux, représenté sur la figure 5.4. La présence de trois niveaux en sortie de ce comparateur permet de commander le moteur dans les deux sens de rotation [TOU 08]. L'erreur obtenue en comparant le couple de référence C_{em}^* au couple estimé C_{em} après le régulateur d'hystérésis peut cependant prendre trois valeurs différentes (1, 0, -1). La valeur 1 augmente le couple et la valeur -1 le diminue tandis que la valeur 0 maintient ce couple constant à l'intérieur d'une bande hystérésis autour de sa référence [TOU 08]. L'algorithme donné par l'équation ci-dessous réduit la modélisation de ce comparateur.

$$\left\{ \begin{array}{ll}
 \text{Si } \Delta C_{em} > h_{C_{em}} & \Rightarrow S_{C_{em}} = 1 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_{em} \leq h_{C_{em}} \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{C_{em}} = 0 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_{em} \leq h_{C_{em}} \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{C_{em}} = 1 \\
 \text{Si } \Delta C_{em} < -h_{C_{em}} & \Rightarrow S_{C_{em}} = -1 \\
 \text{Si } -h_{C_{em}} \leq \Delta C_{em} \leq 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{C_{em}} = 0 \\
 \text{Si } -h_{C_{em}} \leq \Delta C_{em} \leq h_{C_{em}} \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{C_{em}} = -1
 \end{array} \right. \quad (5.11)$$

L'une des caractéristiques les plus importantes de ce type de comparateur est qu'il donne à la commande la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans ingérence dans la structure de commande.

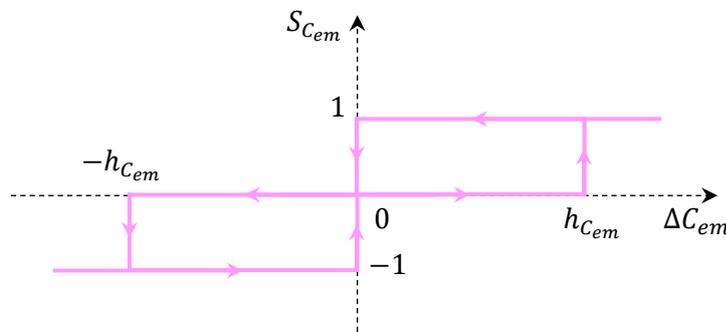


Figure 5.4 Comparateur à hystérésis à trois niveaux

5.2.7 Table de commutation

Sur la base de l'analyse de l'approche de contrôle du couple électromagnétique et du flux statorique, Takahashi a développé la table de commutation illustrée dans le tableau 5.1. Les sorties des comparateurs à hystérésis pour le flux statorique et le couple électromagnétique ainsi que la position du vecteur de flux statorique, sont utilisées comme entrées de cette table. En revanche, la sortie de la table de consultation représente directement l'état de commutation du convertisseur et le vecteur de tension associé qui sera appliqué au moteur pendant une période d'échantillonnage. En général, lors de l'élaboration de la table de commutation, trois points principaux ont été pris en compte :

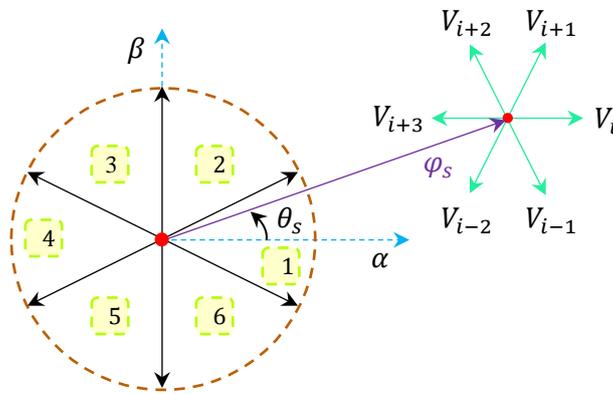
- L'action d'un vecteur ne sera pas le même sur le couple électromagnétique et le flux statorique. En effet cette action dépend de la position du flux au moment de l'application du vecteur de tension.
- L'action d'un même vecteur dépend aussi du sens de rotation de la machine.

- La rapidité de l'augmentation ou de la diminution du flux ou du couple dépend aussi du vecteur de tension appliquée.

Tableau 5.1 Table de commutation de la DTC

| | | Région | | | | | |
|-----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| $\Delta\varphi_s = 1$ | $\Delta C_{em} = +1$ | $\bar{V}_2(1\ 1\ 0)$ | $\bar{V}_3(0\ 1\ 0)$ | $\bar{V}_4(0\ 1\ 1)$ | $\bar{V}_5(0\ 0\ 1)$ | $\bar{V}_6(1\ 0\ 1)$ | $\bar{V}_1(1\ 0\ 0)$ |
| | $\Delta C_{em} = 0$ | $\bar{V}_7(1\ 1\ 1)$ | $\bar{V}_0(0\ 0\ 0)$ | $\bar{V}_7(1\ 1\ 1)$ | $\bar{V}_0(0\ 0\ 0)$ | $\bar{V}_7(1\ 1\ 1)$ | $\bar{V}_0(0\ 0\ 0)$ |
| | $\Delta C_{em} = -1$ | $\bar{V}_6(1\ 0\ 1)$ | $\bar{V}_1(1\ 0\ 0)$ | $\bar{V}_2(1\ 1\ 0)$ | $\bar{V}_3(0\ 1\ 0)$ | $\bar{V}_4(0\ 1\ 1)$ | $\bar{V}_5(0\ 0\ 1)$ |
| $\Delta\varphi_s = 0$ | $\Delta C_{em} = +1$ | $\bar{V}_3(0\ 1\ 0)$ | $\bar{V}_4(0\ 1\ 1)$ | $\bar{V}_5(0\ 0\ 1)$ | $\bar{V}_6(1\ 0\ 1)$ | $\bar{V}_1(1\ 0\ 0)$ | $\bar{V}_2(1\ 1\ 0)$ |
| | $\Delta C_{em} = 0$ | $\bar{V}_0(0\ 0\ 0)$ | $\bar{V}_7(1\ 1\ 1)$ | $\bar{V}_0(0\ 0\ 0)$ | $\bar{V}_7(1\ 1\ 1)$ | $\bar{V}_0(0\ 0\ 0)$ | $\bar{V}_7(1\ 1\ 1)$ |
| | $\Delta C_{em} = -1$ | $\bar{V}_5(0\ 0\ 1)$ | $\bar{V}_6(1\ 0\ 1)$ | $\bar{V}_1(1\ 0\ 0)$ | $\bar{V}_2(1\ 1\ 0)$ | $\bar{V}_3(0\ 1\ 0)$ | $\bar{V}_4(0\ 1\ 1)$ |

Le choix du vecteur de tension ne dépend pas seulement de la sortie des contrôleurs d'hystérésis, mais également de la position du vecteur de flux statorique. Ainsi, la trajectoire circulaire du vecteur de flux statorique sera divisée en six secteurs symétriques [BEN 10] comme le montre la figure 5.5.

Figure 5.5 Sélection du vecteur de tension lorsque le vecteur de flux est situé dans le secteur i

Lorsque le vecteur de flux statorique est situé dans le secteur i , d'après la figure 5.5 on obtient les cas présentés dans le tableau 5.2 [OZT 08]. Pour chaque secteur, les vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont pas considérés, car tous deux peuvent augmenter ou diminuer le couple dans le même secteur selon la position du vecteur de flux sur le premier ou le second secteur [PUJ 00]. Si les vecteurs nuls V_0 et V_7 sont sélectionnés, le flux statorique s'arrêtera de bouger et son amplitude ne changera pas, le couple électromagnétique diminuera, mais d'une très petite valeur qui n'est

pas comparable à la valeur de la diminution qui se produit lors de la sélection des vecteurs de tension actifs [ZHA 16].

Tableau 5.2 Cas possibles en secteur i

| Vecteur sélectionné | φ_s | C_{em} |
|---------------------|-------------|----------|
| V_{i+1} | Augmente | Augmente |
| V_{i-1} | Augmente | Diminue |
| V_{i+2} | Diminue | Augmente |
| V_{i-2} | Diminue | Diminue |

5.2.8 Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

La DTC peut réaliser une commande découplée du module de flux statorique et du couple électromagnétique. Les variables qui doivent être estimées pour fermer les deux boucles de commande existantes sont le module de flux statorique et le couple. Les deux variables sont difficiles et coûteuses à mesurer avec des capteurs et cette option est irréalisable dans l'implémentation commerciale. Ils doivent donc être estimés par d'autres moyens. Cette estimation peut être effectuée en connaissant le modèle du moteur et en mesurant d'autres signaux tels que les courants statoriques, les tensions statoriques, la vitesse rotorique et la position du moteur. Les capteurs de courant et de tension sont peu coûteux et peuvent être facilement intégrés au système d'entraînement. Néanmoins, les capteurs de position et de vitesse sont plus coûteux et difficiles à intégrer au système d'entraînement. Ainsi, une implémentation qui ne l'utilise pas est plus souhaitable [GAR 08].

La plupart des estimateurs utilisés pour la DTC sont basés sur le modèle de tension du moteur, où seuls le courant et la tension sont nécessaires pour calculer le flux statorique et le couple. Ces méthodes sont moins sensibles à la variation des paramètres du moteur et ne nécessitent pas les signaux de vitesse ou de position du moteur. Ces estimateurs sont invoqués pour garantir l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique développés par la DOEWIM en vue de l'application de la commande directe du couple à cette machine en s'appuyant sur son modèle d'état dans un référentiel stationnaire (α, β) donné précédemment par la formule matricielle (2.59) du deuxième chapitre de cette thèse.

5.2.8.1 Estimation du module et du secteur de position du flux statorique

La méthode de base d'estimation du flux statorique en DTC est basée sur l'intégration de la tension statorique du moteur comme suit :

$$\text{Première étoile du stator : } \begin{cases} \bar{\varphi}_{\alpha s_1} = \int_0^t (\bar{V}_{\alpha s_1} - R_{s_1} \bar{i}_{\alpha s_1}) dt \\ \bar{\varphi}_{\beta s_1} = \int_0^t (\bar{V}_{\beta s_1} - R_{s_1} \bar{i}_{\beta s_1}) dt \end{cases} \quad (5.12)$$

$$\text{Deuxième étoile du stator : } \begin{cases} \bar{\varphi}_{\alpha s_2} = \int_0^t (\bar{V}_{\alpha s_2} - R_{s_2} \bar{i}_{\alpha s_2}) dt \\ \bar{\varphi}_{\beta s_2} = \int_0^t (\bar{V}_{\beta s_2} - R_{s_2} \bar{i}_{\beta s_2}) dt \end{cases} \quad (5.13)$$

L'amplitude et l'angle de flux statorique peuvent être respectivement calculés pour les deux étoiles comme suit :

$$\text{Première étoile du stator : } \begin{cases} \varphi_{s_1} = \sqrt{\varphi_{\alpha s_1}^2 + \varphi_{\beta s_1}^2} \\ \theta_{s_1} = \tan^{-1} \left(\frac{\varphi_{\beta s_1}}{\varphi_{\alpha s_1}} \right) \end{cases} \quad (5.14)$$

$$\text{Deuxième étoile du stator : } \begin{cases} \varphi_{s_2} = \sqrt{\varphi_{\alpha s_2}^2 + \varphi_{\beta s_2}^2} \\ \theta_{s_2} = \tan^{-1} \left(\frac{\varphi_{\beta s_2}}{\varphi_{\alpha s_2}} \right) \end{cases} \quad (5.15)$$

L'implémentation de cette méthode commence par mesurer les variables suivantes : l_{as} , l_{bs} , l_{cs} , v_{as} , v_{bs} et v_{cs} . Les composantes α , β du vecteur de courant statorique sont d'abord calculées comme suit :

$$\text{Première étoile du stator : } \begin{cases} l_{\alpha s_1} = \sqrt{\frac{3}{2}} l_{as_1} \\ l_{\beta s_1} = \frac{1}{\sqrt{2}} (l_{as_1} - l_{bs_1}) \end{cases} \quad (5.16)$$

$$\text{Deuxième étoile du stator : } \begin{cases} l_{\alpha s_2} = \sqrt{\frac{3}{2}} l_{as_2} \\ l_{\beta s_2} = \frac{1}{\sqrt{2}} (l_{as_2} - l_{bs_2}) \end{cases} \quad (5.17)$$

Les composantes du vecteur de tension statorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs.

$$\text{Première étoile du stator : } \begin{cases} V_{\alpha s_1} = \sqrt{\frac{3}{2}} E \left(S_{a_1} - \frac{1}{2} (S_{b_1} + S_{c_1}) \right) \\ V_{\beta s_1} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_{b_1} - S_{c_1}) \end{cases} \quad (5.18)$$

$$\text{Deuxième étoile du stator : } \begin{cases} V_{\alpha s_2} = \sqrt{\frac{3}{2}} E \left(S_{a_2} - \frac{1}{2} (S_{b_2} + S_{c_2}) \right) \\ V_{\beta s_2} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_{b_2} - S_{c_2}) \end{cases} \quad (5.19)$$

5.2.8.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique produit de la DOEWIM peut être déterminé à l'aide du produit croisé des grandeurs du stator (le flux statorique et les courants statoriques). La formule de couple est exprimée comme suit :

$$C_{em} = P(\varphi_{\alpha s_1} i_{\beta s_1} + \varphi_{\alpha s_2} i_{\beta s_2} - \varphi_{\beta s_1} i_{\alpha s_1} - \varphi_{\beta s_2} i_{\alpha s_2}) \quad (5.20)$$

5.3 Commande direct du couple avec modulation vectorielle d'espace

La DTC conventionnelle comprend un schéma de commande découplée, une configuration de la structure simple, une commande facile de la machine à induction et une réponse dynamique rapide du couple. Les avantages de ce type de commande proviennent généralement des mesures et des ajustements cohérents qui sont effectués pour optimiser les opérations. Idéalement, tous les ajustements seront effectués presque instantanément. Cela peut augmenter l'efficacité globale du moteur et aider à réduire les pertes d'énergie. De plus, ce type de commande peut réduire la résonance mécanique d'un moteur, augmenter encore l'efficacité et même réduire le bruit audible de la machine à basse vitesse.

Malgré ces multiples avantages, la DTC classique présente de nombreux inconvénients, dont les plus importants sont la fréquence de commutation variable et le niveau élevé d'ondulations. Par conséquent, ils conduisent à des harmoniques élevés de courants, un bruit acoustique et ils dégradent les performances de commande surtout à faible vitesse [ALS 16]. Les ondulations sont affectées proportionnellement par la largeur de la bande d'hystérésis. Cependant, même en choisissant des valeurs de bande d'hystérésis réduites, les ondulations restent importantes en raison de la nature discrète des contrôleurs d'hystérésis. De plus, les très petites valeurs de ces bandes augmentent la fréquence de découpage des convertisseurs [UDD 12].

L'insertion de la modulation vectorielle d'espace dans le schéma de la DTC a également été discutée dans la littérature. La SVM préserve une fréquence de commutation constante qui peut réduire les ondulations de couple/flux élevées et minimiser la distorsion d'harmonique de courant. Par conséquent, une commande efficace du flux statorique et du couple électromagnétique est obtenue.

Dans la DTC-SVM, la table de commutation est remplacée par l'unité SVM pour implémenter les vecteurs de tension de référence de commande. Les schémas DTC-SVM les plus couramment utilisés sont basés sur des contrôleurs PI au lieu des régulateurs à hystérésis pour réguler le flux et le couple. Les sorties de ces régulateurs PI sont les commandes de tension

utile de modifier le système prévu ou de le transformer en une forme équivalente répondant aux exigences de la méthode de commande [KHA 19].

La technique de la linéarisation en entrée-sortie par retour d'état, a été considéré comme une approche réussie pour résoudre de nombreux problèmes de commande en transformant des modèles non linéaires dynamiques en des formes canoniques équivalentes à d'autres qui sont plus simples que les formes originales [ZHE 19], [DEO 19]. La linéarisation exacte par retour d'état connue sous le nom de linéarisation en entrée-sortie par retour d'état est basée sur l'annulation des non-linéarités du système, quelle que soit l'importance de certaines de ces non-linéarités pour la stabilité du système, c'est-à-dire autre que la certaine propriété structurelle requise pour effectuer une telle annulation [KHA 19].

5.4.1 Technique de la linéarisation en entrée-sortie par retour d'état

Lorsqu'un contrôleur est conçu pour un certain système non linéaire, les états sont tous supposés être mesurés et disponibles pour la conception de la loi de commande. Cependant, ce n'est pas toujours le cas dans la pratique, car seule la sortie du système est disponible. La théorie de la linéarisation en entrée-sortie par retour d'état donnée par Isidori [ISI 95] peut être utilisée pour créer une relation entre l'entrée et la sortie du système et concevoir une loi de commande par retour d'état qui annule les non-linéarités du système. L'idée principale d'IOFL est de transformer algébriquement une dynamique de système non linéaire en une dynamique linéaire en annulant sa non-linéarité. Ensuite, la transformation inverse est utilisée dans le but d'obtenir la commande requise du système non linéaire d'origine [ZHA 10]. La linéarisation en entrée-sortie par retour d'état a été suggérée pour améliorer la DTC-SVM dans plusieurs travaux [LAS 17], qui peut garantir un bon découplage du couple électromagnétique et du flux statorique. Ainsi, cette méthode de commande donne la possibilité d'obtenir un très bon comportement à la fois en régime dynamique et en régime permanent [KOW 14].

La linéarisation en entrée-sortie par retour d'état peut être utilisée pour créer une relation entre l'entrée et la sortie du système et concevoir une loi de commande de rétroaction qui annule les non-linéarités du système. Pour expliquer cette approche, on considère un système non linéaire généralisé multi-entrées-multi-sorties (Multi-Input-Multi-Output, MIMO) ayant n états et m entrées/sorties. Ce système s'exprime par la formule suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{j=1}^m g_j u_j \\ y_i = h_i(x) \end{cases} \quad (5.21)$$

Où : $1 \leq i \leq m$, $x \in R^n$: le vecteur d'état ; $u \in R^m$: l'entrée de commande ; y : le vecteur d'état de sortie ; f, g : des champs vectoriels lisses sur R^n ; h : une fonction non linéaire lisse.

5.4.1.1 Dérivées de Lie

Selon le système MIMO décrit dans l'expression (5.21). La différenciation de la sortie y_i par rapport au temps donne :

$$\begin{aligned}\dot{y}_i &= \frac{\partial h_i}{\partial x} \dot{x} \\ &= \frac{\partial h_i}{\partial x} (f(x) + g(x)u) \\ &= L_f h_i(x) + L_g h_i(x)u\end{aligned}\quad (5.22)$$

$$\text{Où : } L_f h_i(x) = \frac{\partial h_i}{\partial x} f(x) ; L_g h_i(x) = \frac{\partial h_i}{\partial x} g(x).$$

La fonction $L_f h_i(x)$ est appelée dérivée de Lie de $h_i(x)$ par rapport à $f(x)$ ou le long de $f(x)$, et correspond à la dérivée de $h_i(x)$ le long des trajectoires du système $\dot{x} = f(x)$. De même, $L_g h_i(x)$ est appelée dérivée de Lie de $h_i(x)$ par rapport à $g(x)$ ou le long de $g(x)$, et correspond à la dérivée de la fonction $h_i(x)$ le long des trajectoires du système $\dot{x} = g(x)$.

En continuant la différenciation de la sortie $y_i = h_i(x)$ du système (5.21) par rapport au temps, les dérivées de la sortie y_i le long des différentes directions possibles des trajectoires de ce système peuvent être calculées.

5.4.1.2 Degré relatif

Pour les systèmes non linéaires, le degré relatif r_i de système (5.21) correspond au nombre de fois que la sortie $y_i = h_i(x)$ doit être différenciée par rapport au temps avant que l'entrée u_j n'apparaisse explicitement dans les équations résultantes. Le degré relatif total de ce système est défini par la somme des degrés relatifs de chaque sortie [AMM 17].

$$r = \sum_{i=1}^m r_i \quad (5.23)$$

La linéarisation d'entrée-sortie du système (5.21) est obtenue par différenciation de chaque sortie y_i . Pour chaque signal de sortie, nous définissons γ_j en tant que plus petit entier tel qu'au moins une des entrées apparaît dans $y_j^{\gamma_j}$:

$$y_j^{\gamma_j} = F_j^{\gamma_j} + \sum_{i=1}^m G_i (F_j^{\gamma_j-1}) u_i \quad (5.24)$$

Il faut considérer au moins que le terme $G_i (F_j^{y_j-1}) u_i \neq 0$.

5.4.1.3 Conception de commande

Après avoir transformé le système (5.21) en sa forme normale d'observabilité. Si $L_g L_f^{n-1} h_i \neq 0$ pour tous les x , vous pouvez imposer le retour (linéarisant) suivant :

$$u_i = \frac{v - L_f^n h_i}{L_g L_f^{n-1} h_i} \quad (5.25)$$

Ensuite, le système (5.21), avec la loi de rétroaction (5.25), peut être réécrit sous forme matricielle suivante :

$$[y_1^{r_1} \dots y_p^{r_p}] = A(x) + E(x)u \quad (5.26)$$

La formule de $A(x)$ est donnée comme suit :

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

L'expression ci-dessous montre la formule de $E(x)$.

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

Où : $E(x)$: la matrice de découplage du système ; V : le vecteur des entrées auxiliaires imposées par le concepteur.

Pour assurer un suivi parfait et un comportement souhaité, les entrées auxiliaires peuvent être définies comme :

$$V_i = y_i^{r_i^*} - k_{0_i} e - k_{1_i} \dot{e} - \dots - k_{r_i} e^{r_i-1} \quad (5.29)$$

Où : e : l'erreur de suivi donnée par $e = y - y^*$; k_{r_i} : un coefficient positif doit être choisi pour garantir la convergence du système.

On note que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage est invisible. La loi de linéarisation est donnée donc sous la forme :

$$u = E^{-1}(x)(-A(x) + V) \quad (5.30)$$

Le diagramme montré à la figure 5.7 décrit la linéarisation par retour d'état, ce qui transforme le système d'origine en un système équivalent découplé linéaire sous la condition que la matrice de découplage est non singulière.

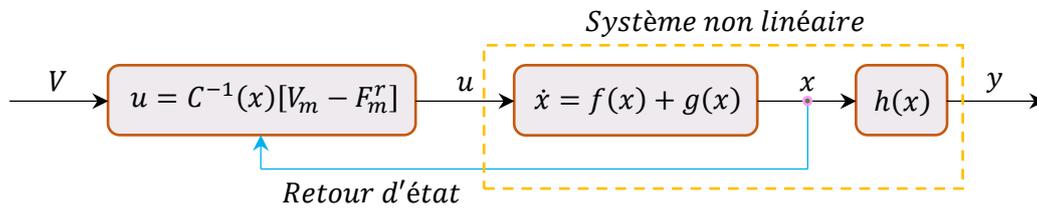


Figure 5.7 Diagramme de la linéarisation par retour d'état

5.5 DTC-SVM et la linéarisation en entrée-sortie par retour d'état

La stratégie de fréquence de commutation constante est proposée pour couvrir les principaux inconvénients de la DTC conventionnelle en remplaçant les contrôleurs d'hystérésis et la table de commutation par deux contrôleurs PI et une unité SVM pour moduler les tensions de référence générées et produire les états de commutation de convertisseur. Cependant, cette modification s'est un peu éloignée des principes de la DTC en raison de la dépendance à un référentiel non stationnaire qui peut augmenter la complexité de l'algorithme de commande en demandant la transformation des coordonnées. De plus, la robustesse et la stabilité du système peuvent être affectées par des variations de paramètres dues à l'utilisation de contrôleurs PI.

Pour résoudre ces problèmes et assurer un découplage parfait, différentes méthodes de commande sont présentées dans ce contexte, telles que les techniques d'intelligence artificielle et la commande adaptative [SAB 14], [AMM 16]. Les techniques de commande non linéaires robustes ont également été largement mentionnées dans le domaine de l'électronique de puissance et des variateurs, comme la commande par mode glissant, la commande backstepping et la linéarisation en entrée-sortie par retour d'état [ZAA 16]. La linéarisation en entrée-sortie par retour d'état est une approche non linéaire qui peut améliorer les performances du système en faisant disparaître l'effet de couplage. Elle convertit un système non linéaire en un système linéaire équivalent afin de le rendre plus simple pour la conception de commande [YAZ 08].

Cette partie présente une combinaison de la DTC-SVM avec des approches de linéarisation en entrée-sortie par retour d'état. Cette incorporation peut couvrir les inconvénients de la DTC-SVM et permet d'obtenir une commande lisse et simple dans le référentiel stationnaire en minimisant les oscillations de couple et de flux statorique et en éliminant complètement la transformation de Concordia. Le modèle découplé de la DOEWIM est présenté en supposant le flux statorique et le couple électromagnétique comme états de commande.

5.5.1 Application de la technique IOFL associée avec la DTC-SVM pour l'entraînement de la DOEWIM (IOFL-DTC-SVM)

Le modèle d'état de la DOEWIM adopté dans l'application de la technique IOFL est écrit comme suit :

5.5.1.1 Equations dynamiques

Les équations dynamiques sont données selon le système (5.31) :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{\alpha s_1} = a_1 l_{\alpha s_1} + a_2 l_{\alpha s_2} + a_8 \varphi_{\alpha r} + (Pa_9 \omega_r) \varphi_{\beta r} + b_1 V_{\alpha s_1} - b_2 V_{\alpha s_2} \\ i_{\beta s_1} = a_1 l_{\beta s_1} + a_2 l_{\beta s_2} - (Pa_9 \omega_r) \varphi_{\alpha r} + a_8 \varphi_{\beta r} + b_1 V_{\beta s_1} - b_2 V_{\beta s_2} \\ i_{\alpha s_2} = a_2 l_{\alpha s_1} + a_1 l_{\alpha s_2} + a_8 \varphi_{\alpha r} + (Pa_9 \omega_r) \varphi_{\beta r} - b_2 V_{\alpha s_1} + b_1 V_{\alpha s_2} \\ i_{\beta s_2} = a_2 l_{\beta s_1} + a_1 l_{\beta s_2} - (Pa_9 \omega_r) \varphi_{\alpha r} + a_8 \varphi_{\beta r} - b_2 V_{\beta s_1} - b_1 V_{\beta s_2} \\ \dot{\varphi}_{\alpha s_1} = V_{\alpha s_1} - R_{s_1} i_{\alpha s_1} \\ \dot{\varphi}_{\beta s_1} = V_{\beta s_1} - R_{s_1} i_{\beta s_1} \\ \dot{\varphi}_{\alpha s_2} = V_{\alpha s_2} - R_{s_2} i_{\alpha s_2} \\ \dot{\varphi}_{\beta s_2} = V_{\beta s_2} - R_{s_2} i_{\beta s_2} \end{array} \right. \quad (5.31)$$

$$\begin{aligned} \text{Avec : } a_1 &= (L_{s_1} + L_m) - \frac{L_m^2}{L_m + L_r} ; & a_2 &= L_m - \frac{L_m^2}{L_m + L_r} ; & a_3 &= \frac{L_m}{L_m + L_r} ; & a_4 &= R_r \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) ; \\ a_5 &= \frac{R_r}{L_m + L_r} ; & a_6 &= -\frac{a_1 R_{s_1}}{(a_1^2 - a_2^2) + \frac{a_3 a_4}{a_1 + a_2}} ; & a_7 &= \frac{a_2 R_{s_2}}{(a_1^2 - a_2^2) - \frac{a_3 a_4}{a_1 + a_2}} ; & a_8 &= \frac{a_3 a_5}{a_1 + a_2} ; & a_9 &= \frac{a_3}{a_1 + a_2} ; \\ b_1 &= \frac{a_1}{a_1^2 - a_2^2} ; & b_2 &= \frac{a_2}{a_1^2 - a_2^2} . \end{aligned}$$

5.5.1.2 Equation du couple électromagnétique

L'expression de couple électromagnétique est la même que celle donnée précédemment par l'équation (5.20).

Le système d'équations est écrit sous la forme suggérée pour l'application de la linéarisation au sens des entrées-sorties comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x} = f(x) + G_1(x) + G_2(x) \\ y = h(x) \end{array} \right. \quad (5.32)$$

Les expressions de $f(x)$, $G_1(x)$ et $G_2(x)$ sont données respectivement par :

$$f(x) = \begin{bmatrix} a_1 l_{\alpha s_1} + a_2 l_{\alpha s_2} + a_8 \varphi_{\alpha r} + (Pa_9 \omega_r) \varphi_{\beta r} \\ a_1 l_{\beta s_1} + a_2 l_{\beta s_2} - (Pa_9 \omega_r) \varphi_{\alpha r} + a_8 \varphi_{\beta r} \\ a_2 l_{\alpha s_1} + a_1 l_{\alpha s_2} + a_8 \varphi_{\alpha r} + (Pa_9 \omega_r) \varphi_{\beta r} \\ a_2 l_{\beta s_1} + a_1 l_{\beta s_2} - (Pa_9 \omega_r) \varphi_{\alpha r} + a_8 \varphi_{\beta r} \\ -R_{s_1} i_{\alpha s_1} \\ -R_{s_1} i_{\beta s_1} \\ -R_{s_2} i_{\alpha s_2} \\ -R_{s_2} i_{\beta s_2} \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

$$G_1(x) = g_1(x) \cdot (V_{\alpha s_1}) + g_2(x) \cdot (V_{\alpha s_2}) + g_3(x) \cdot (V_{\beta s_1}) + g_4(x) \cdot (V_{\beta s_2}) \quad (5.34)$$

$$G_2(x) = g_5(x) \cdot (V_{\alpha s_1}) + g_6(x) \cdot (V_{\alpha s_2}) + g_7(x) \cdot (V_{\beta s_1}) + g_8(x) \cdot (V_{\beta s_2}) \quad (5.35)$$

Les formes matricielles de $g_1(x)$, $g_2(x)$, $g_3(x)$, $g_4(x)$, $g_5(x)$, $g_6(x)$, $g_7(x)$ et $g_8(x)$ sont représentées, respectivement, comme suit :

$$\begin{cases} g_1(x) = [b_1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0]^T \\ g_2(x) = [-b_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0]^T \\ g_3(x) = [0 & -b_2 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0]^T \\ g_4(x) = [0 & b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0]^T \\ g_5(x) = [0 & 0 & b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0]^T \\ g_6(x) = [0 & 0 & -b_2 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0]^T \\ g_7(x) = [0 & 0 & 0 & -b_2 & 0 & 0 & 0 & 0]^T \\ g_8(x) = [0 & 0 & 0 & b_1 & 0 & 0 & 0 & 1]^T \end{cases} \quad (5.36)$$

L'expression matricielle de x est également définie par la formule suivante :

$$[x] = [l_{\alpha s_1} \quad l_{\beta s_1} \quad l_{\alpha s_2} \quad l_{\beta s_2} \quad \varphi_{\alpha s_1} \quad \varphi_{\beta s_1} \quad \varphi_{\alpha s_2} \quad \varphi_{\beta s_2}]^T \quad (5.37)$$

Afin de maintenir une commande de couple découplée rapidement de la DOEWIM, les sorties supposées du système sont le couple électromagnétique et le carré de la magnitude de flux statorique. Ce dernier sert un rôle important dans la performance du moteur et réduit la complexité de la conception de commande [YAZ 08]. Ces sorties sont données selon les expressions répertoriées dans le système suivant :

$$\begin{cases} h_1(x) = T_{em} = P(\varphi_{\alpha s_1} l_{\beta s_1} + \varphi_{\alpha s_2} l_{\beta s_2} - \varphi_{\beta s_1} l_{\alpha s_1} - \varphi_{\beta s_2} l_{\alpha s_2}) \\ h_2(x) = |\varphi_{s_1}|^2 = \varphi_{\alpha s_1}^2 + \varphi_{\beta s_1}^2 \\ h_3(x) = |\varphi_{s_2}|^2 = \varphi_{\alpha s_2}^2 + \varphi_{\beta s_2}^2 \end{cases} \quad (5.38)$$

5.5.1.3 Technique IOFL pour la DOEWIM

Pour simplifier la linéarisation de notre système non linéaire, la dérivée de Lie est introduite pour garantir la différenciation de la variable contrôlée par rapport au temps jusqu'à ce que l'entrée apparaisse [SEL 21].

Le degré relatif au couple est défini comme suit :

- Première étoile du stator :

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) V_{\alpha s_1} + L_{g_2} h_1(x) V_{\alpha s_2} + L_{g_3} h_1(x) V_{\beta s_1} + L_{g_4} h_1(x) V_{\beta s_2} \quad (5.39)$$

- Deuxième étoile du stator :

$$\dot{y}_2 = L_f h_1(x) + L_{g_5} h_1(x) V_{\alpha s_1} + L_{g_6} h_1(x) V_{\alpha s_2} + L_{g_7} h_1(x) V_{\beta s_1} + L_{g_8} h_1(x) V_{\beta s_2} \quad (5.40)$$

Les deux relations qui donnent les flux statoriques pour les deux étoiles de la DOEWIM sont les suivantes :

- Première étoile du stator :

$$\dot{y}_3 = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) V_{\alpha s_1} + L_{g_2} h_2(x) V_{\alpha s_2} + L_{g_3} h_2(x) V_{\beta s_1} + L_{g_4} h_2(x) V_{\beta s_2} \quad (5.41)$$

- Deuxième étoile du stator :

$$\dot{y}_4 = L_f h_3(x) + L_{g_5} h_3(x) V_{\alpha s_1} + L_{g_6} h_3(x) V_{\alpha s_2} + L_{g_7} h_3(x) V_{\beta s_1} + L_{g_8} h_3(x) V_{\beta s_2} \quad (5.42)$$

5.5.1.4 Loi de commande non linéaire pour la DOEWIM

La loi de commande non linéaire définit la relation qui relie l'entrée physique $u(x)$ à la dérivée de sortie $y(x)$ sous la forme d'une matrice donnée par la formule suivante [SEL 21] :

$$[\dot{y}_1 \quad \dot{y}_2 \quad \dot{y}_3 \quad \dot{y}_4]^T = A(x) + E(x)[V_{\alpha s_1} \quad V_{\alpha s_2} \quad V_{\beta s_1} \quad V_{\beta s_2}]^T \quad (5.43)$$

Où :

$$A(x) = [L_f h_1 \quad L_f h_1 \quad L_f h_2 \quad L_f h_3]^T$$

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} h_1 & L_{g_2} h_1 & L_{g_3} h_1 & L_{g_4} h_1 \\ L_{g_5} h_1 & L_{g_6} h_1 & L_{g_7} h_1 & L_{g_8} h_1 \\ 2\varphi_{\alpha s_1} & 0 & 2\varphi_{\beta s_1} & 0 \\ 0 & 2\varphi_{\alpha s_2} & 0 & 2\varphi_{\beta s_2} \end{bmatrix}$$

L'expression qui fournit les entrées du bloc SVM est donnée par la formule ci-dessous :

$$\begin{cases} V_1 = |\dot{\varphi}_{s_1}^*|^2 + k_1 (|\varphi_{s_1}^*|^2 - |\varphi_{s_1}|^2) \\ V_2 = V_4 = \dot{T}_{em}^* + k_2 (\dot{T}_{em}^* - T_{em}) \\ V_3 = |\dot{\varphi}_{s_2}^*|^2 + k_1 (|\varphi_{s_2}^*|^2 - |\varphi_{s_2}|^2) \end{cases} \quad (5.44)$$

Avec : k_1 , k_2 et k_3 : des gains positifs et généralement $k_1 = k_3$.

Les performances de l'IOFL-DTC-SVM sont directement affectées par la sélection de ces gains, car le système se distingue par sa convergence lente et sa faiblesse de robustesse lorsque de petites valeurs sont données aux gains, tandis que le système présente des perturbations importantes et une forte instabilité lorsque ces gains reçoivent des grandes valeurs. Contrairement à tout cela, le choix de valeurs appropriées conduit à une régulation parfaite et excellente.

La détermination des gains k_1 , k_2 et k_3 peut se faire de différentes manières. Nous citons en particulier la méthode par placement de pôles [BEL 11].

La figure 5.8 représente le schéma synoptique d'une commande directe du couple à fréquence de commutation constante obtenue par la stratégie SVM. Cette commande a été associée à une technique non linéaire basée sur la linéarisation en entrée-sortie par retour d'état avant d'être appliquée à la DOEWIM alimentée en deux étapes, la première est réalisée par deux convertisseurs matriciels indirects à double sortie à deux niveaux et le second est basé sur deux convertisseurs matriciels indirects à double sortie à trois niveaux.

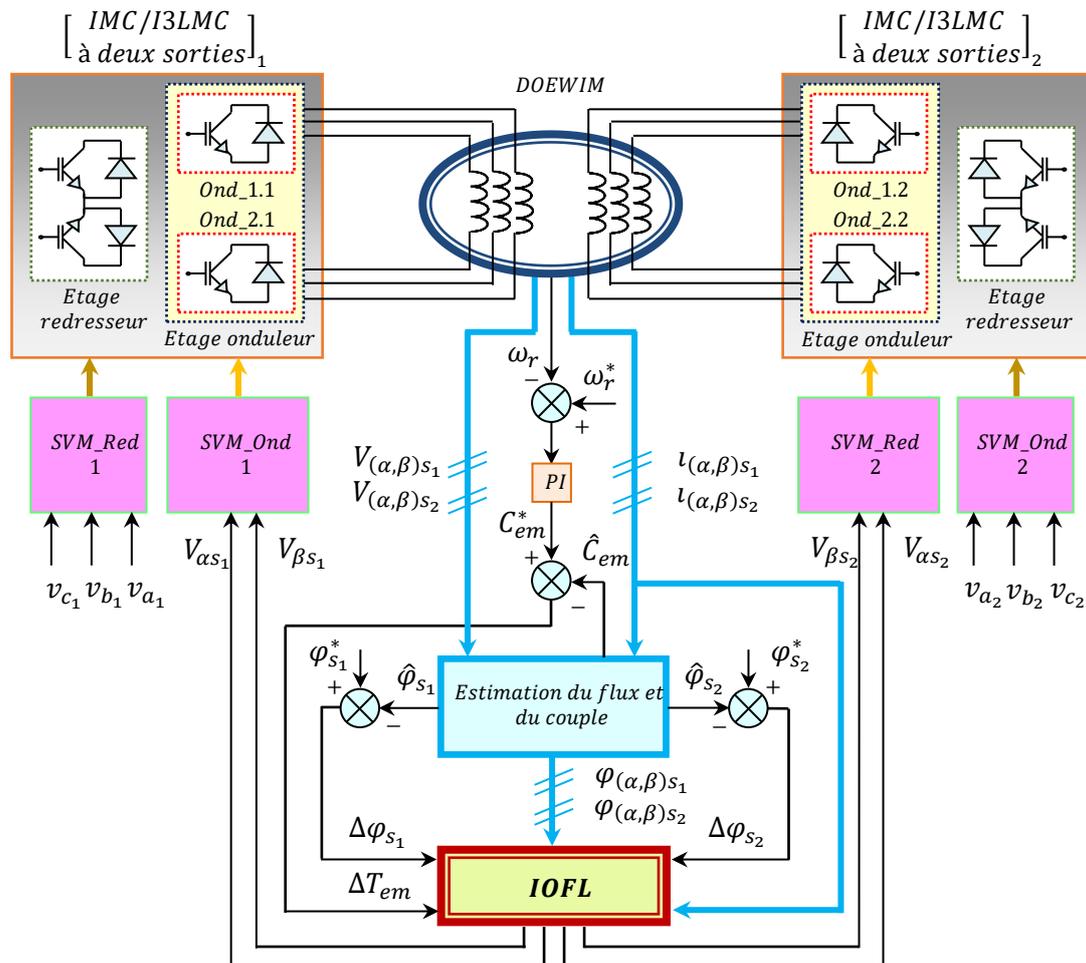


Figure 5.8 Schéma générale de l'IOFL-DTC-SVM appliquée à la DOEWIM

5.6 Résultats de simulation

Dans ce chapitre, des simulations sont effectuées pour valider l'efficacité de la DTC-SVM non linéaire selon la technique de la linéarisation en entrée-sortie par retour d'état par rapport la DTC-SVM conventionnelle. Initialement, les approches de commande linéaires et non linéaires proposées dans ce chapitre sont appliquées à la DOEWIM alimentée par des convertisseurs matriciels à double sortie à deux niveaux, puis l'IOFL-DTC-SVM est appliquée à la même machine, mais avec l'utilisation de convertisseurs matriciels à double sortie à trois niveaux dans le processus d'alimentation. L'analyse du comportement dynamique de certaines variables de commande électriques, électromagnétiques et mécaniques, telles que le courant statorique, le couple électromagnétique, le flux statorique et la vitesse rotorique, permet d'atteindre l'objectif principal de cette section qui est de fournir une comparaison détaillée entre les performances des deux méthodes de contrôle proposées.

Le système de commande est conçu et simulé à l'aide de l'environnement Matlab/Simulink avec des paramètres de contrôleur identiques dans les deux techniques, où ce système est testé dans diverses conditions de fonctionnement à vitesse nominale exactement similaires à celles utilisées selon les commandes proposées dans les chapitres précédents.

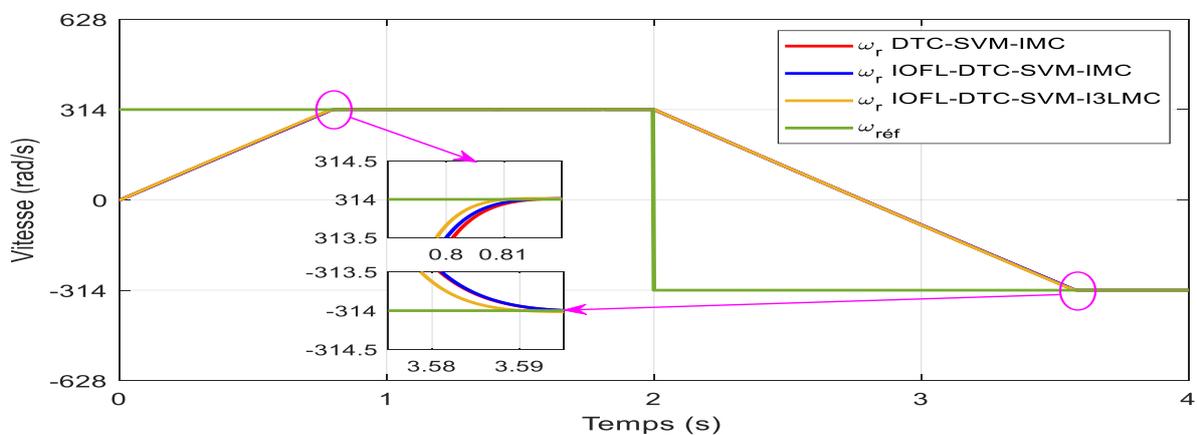


Figure 5.9 Vitesse rotorique de la DOEWIM pour la DTC-SVM-IMC, IOFL-DTC-SVM-IMC et IOFL-DTC-SVM-I3LMC

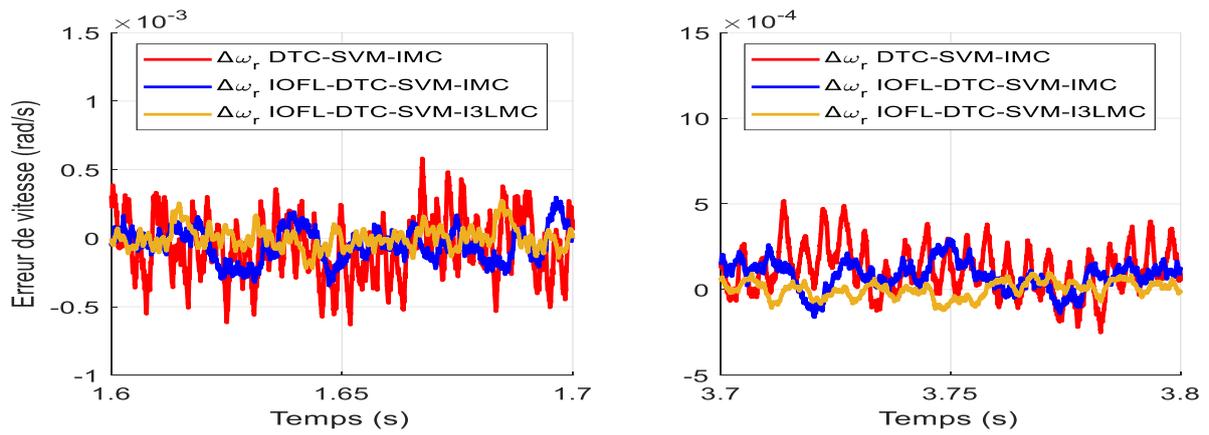


Figure 5.10 Erreur de vitesse rotorique de la DOEWIM pour la DTC-SVM-IMC, IOFL-DTC-SVM-IMC et IOFL-DTC-SVM-I3LMC

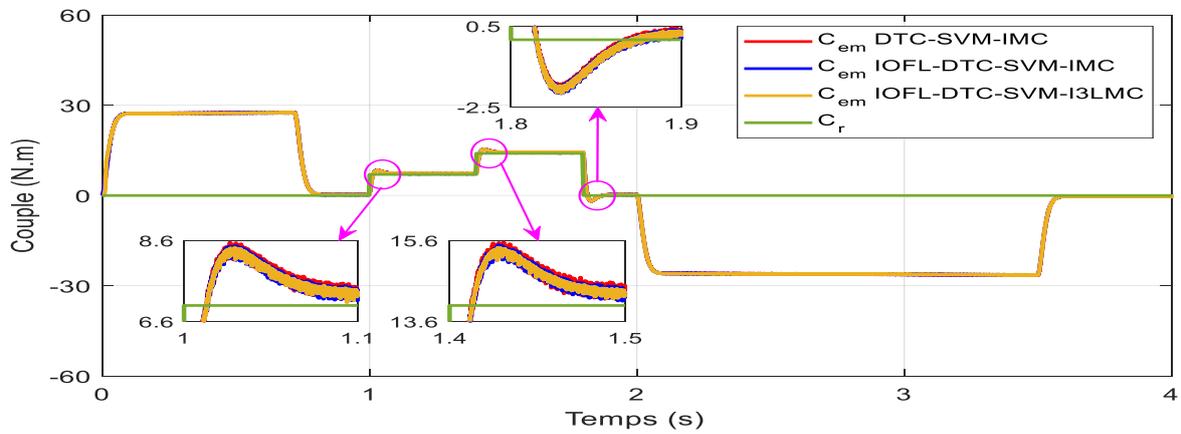


Figure 5.11 Couple électromagnétique développé par la DOEWIM pour la DTC-SVM-IMC, IOFL-DTC-SVM-IMC et IOFL-DTC-SVM-I3LMC

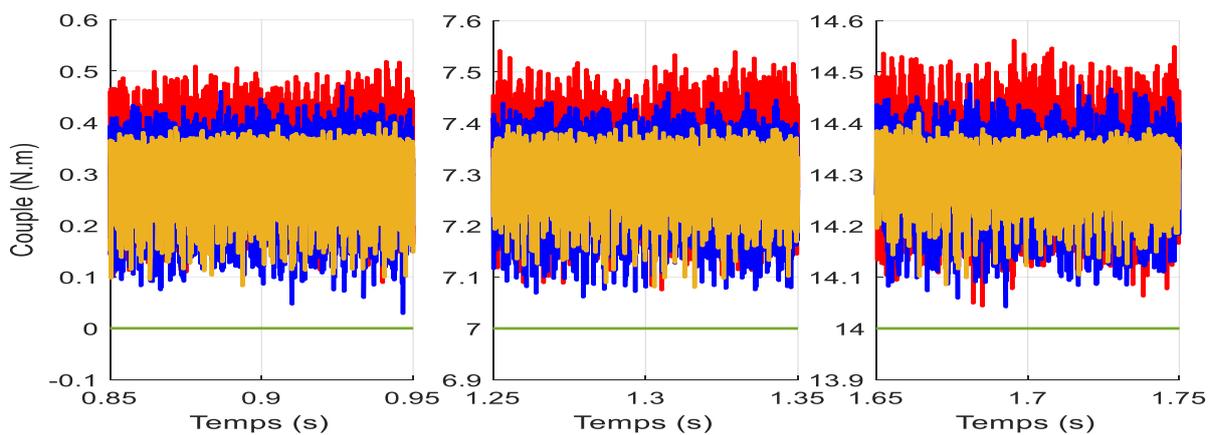


Figure 5.12 Zoom du couple électromagnétique développé par la DOEWIM pour la DTC-SVM-IMC, IOFL-DTC-SVM-IMC et IOFL-DTC-SVM-I3LMC

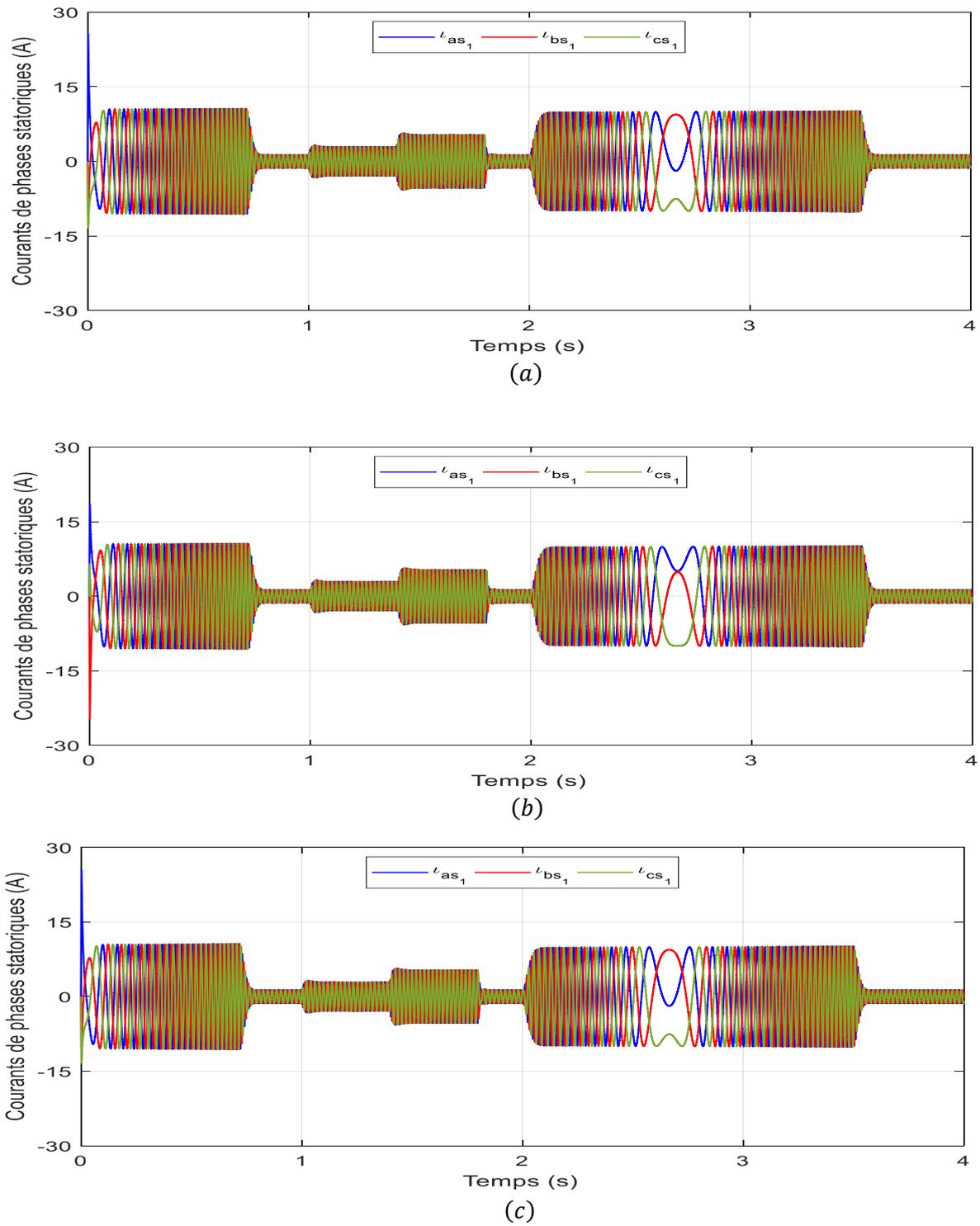


Figure 5.13 Courants statoriques de la DOEWIM, (a) DTC-SVM-IMC, (b) IOFL-DTC-SVM-IMC, (c) IOFL-DTC-SVM-I3LMC

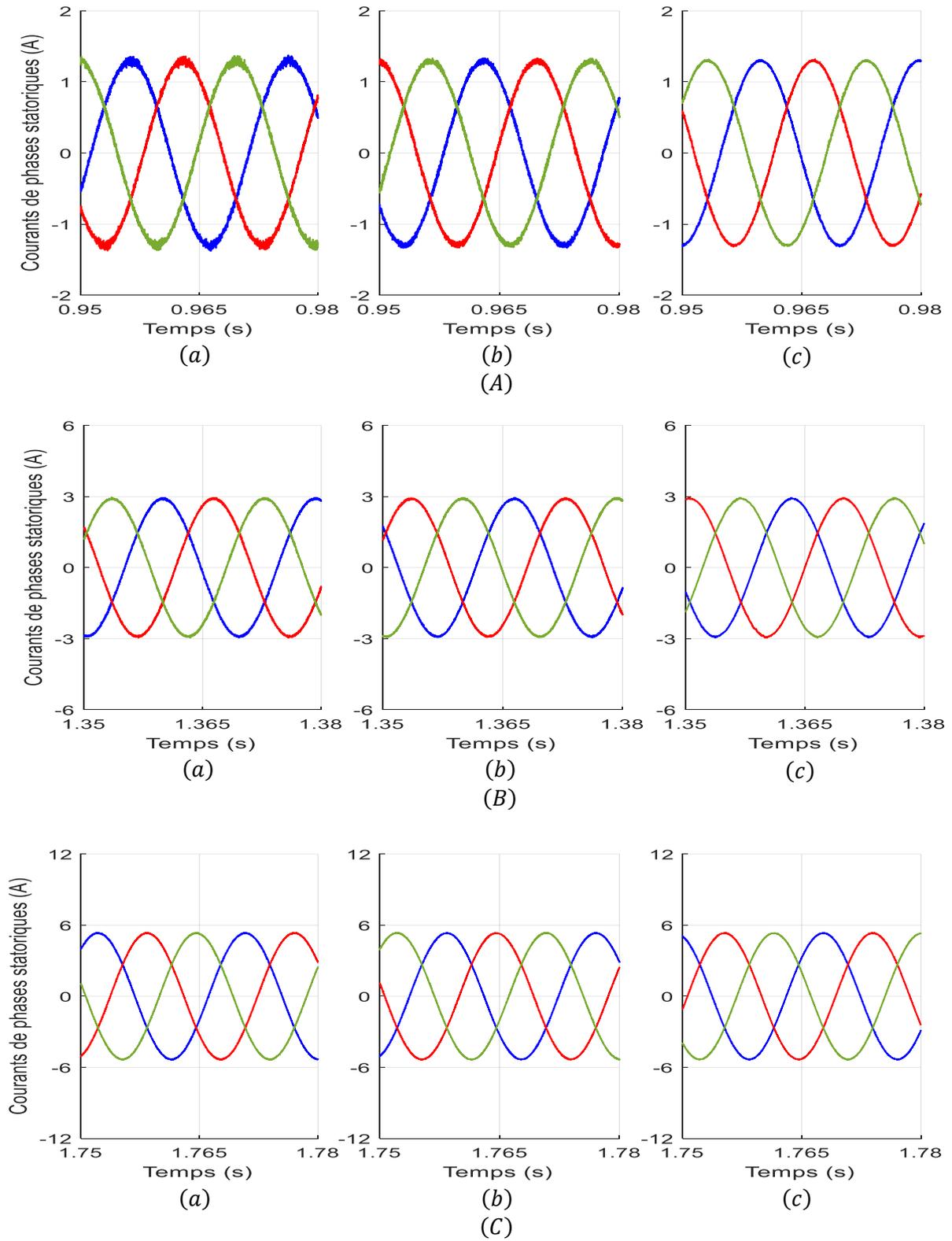
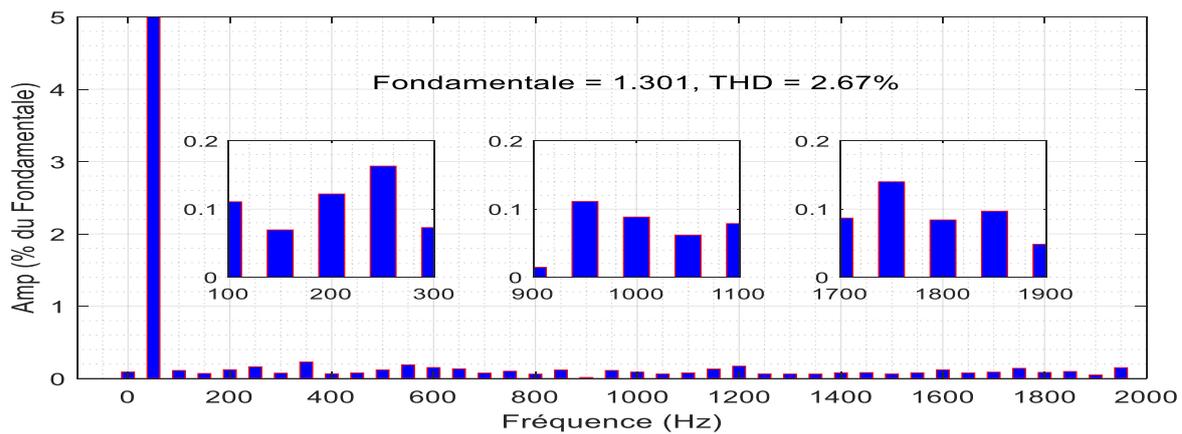
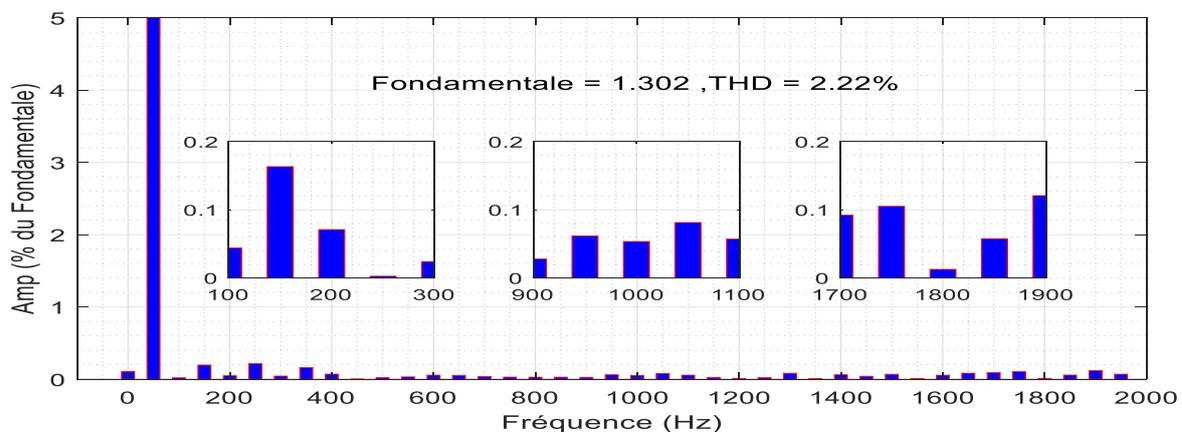


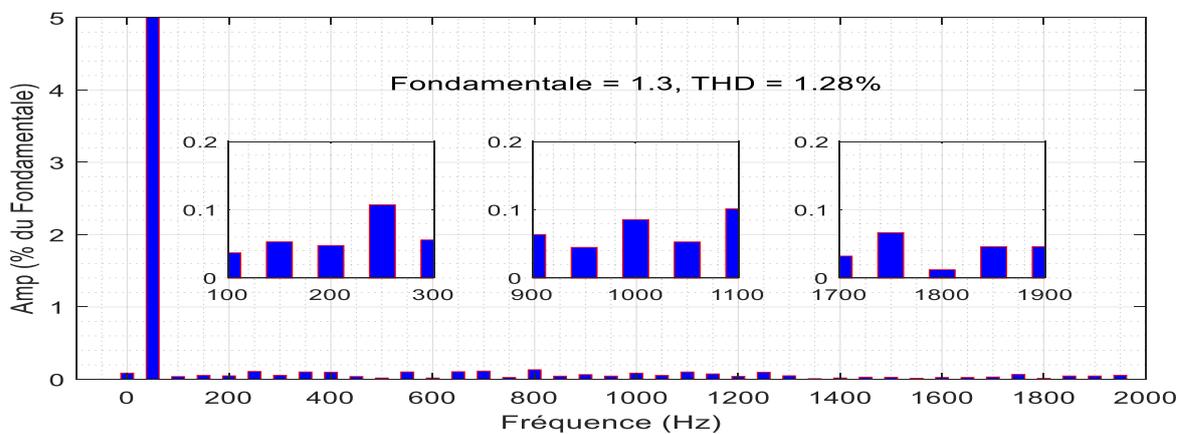
Figure 5.14 Zoom des courants statoriques de la DOEWIM, **(A)** $C_r = 0 \text{ N.m}$, **(B)** $C_r = 7 \text{ N.m}$, **(C)** $C_r = 14 \text{ N.m}$, **(a)** DTC-SVM-IMC, **(b)** IOFL-DTC-SVM-IMC, **(c)** IOFL-DTC-SVM-I3LMC



(a)



(b)



(c)

Figure 5.15 Spectres d'harmoniques des courants statoriques de la DOEWIM, (a) DTC-SVM-IMC, (b) IOFL-DTC-SVM-IMC, (c) IOFL-DTC-SVM-I3LMC

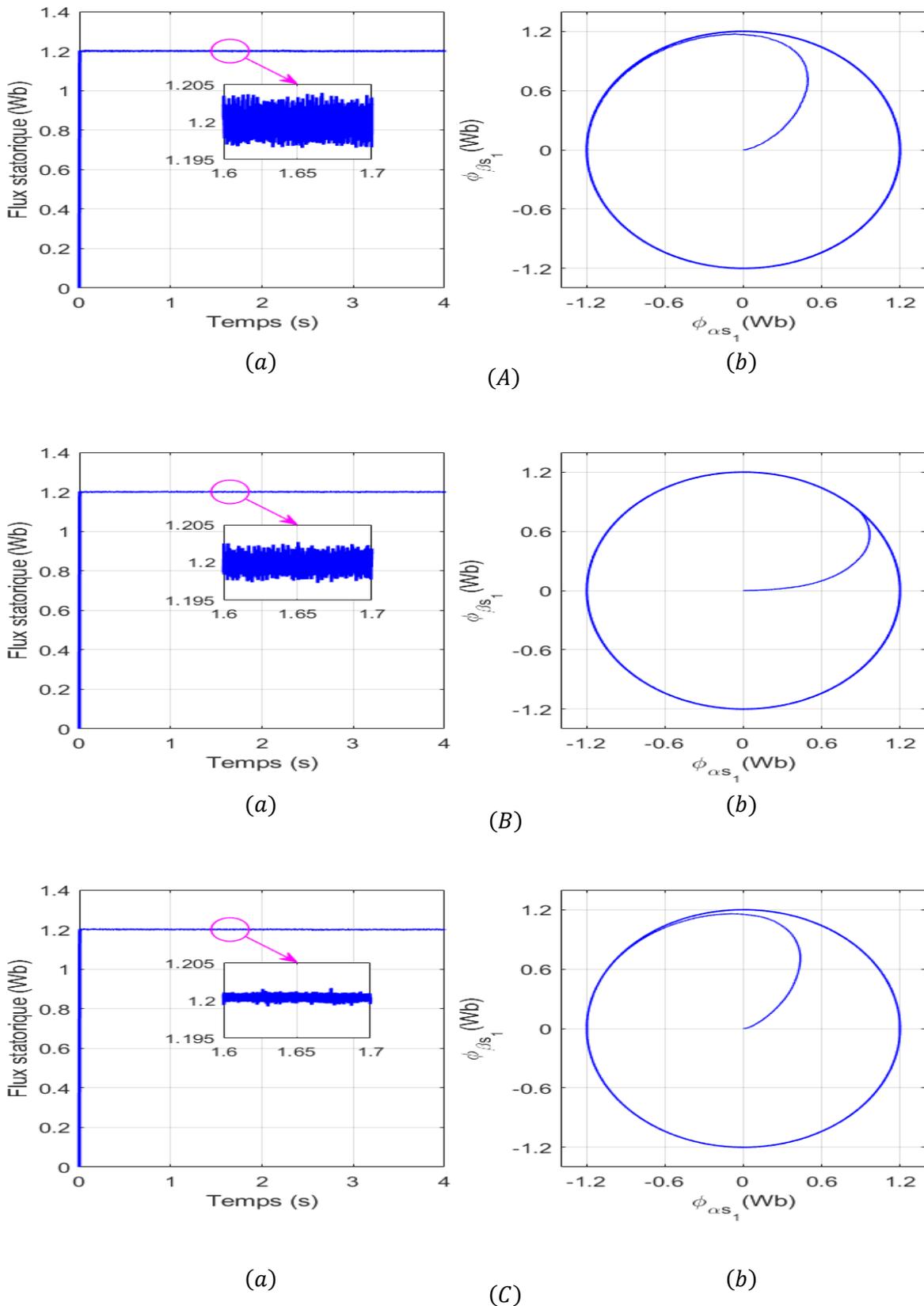


Figure 5.16 Flux statorique de la DOEWIM, (a) flux statorique, (b) trajectoire circulaire du flux statorique, (A) DTC-SVM-IMC, (B) IOFL-DTC-SVM-IMC, (C) IOFL-DTC-SVM-I3LMC

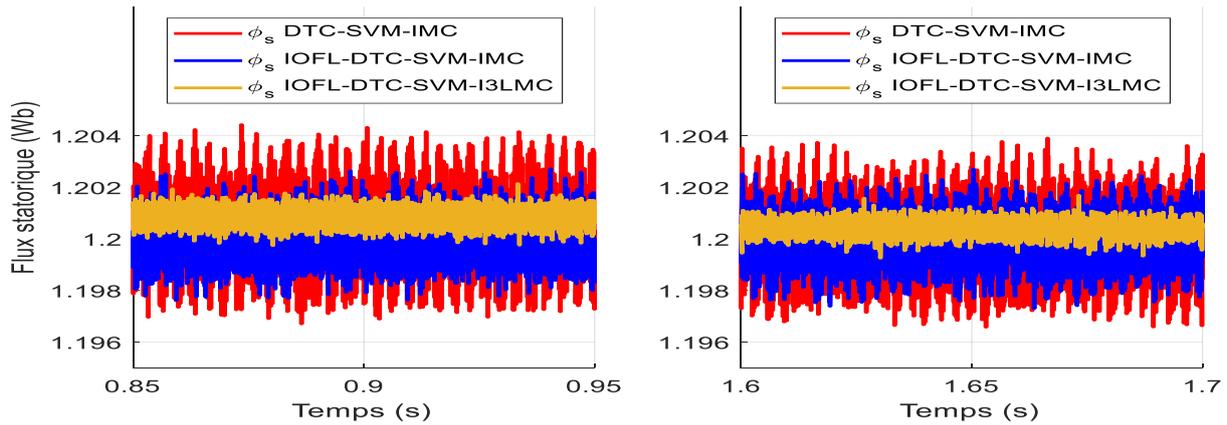


Figure 5.17 Zoom du flux statorique pour la DTC-SVM-IMC, IOFL-DTC-SVM-IMC et IOFL-DTC-SVM-I3LMC

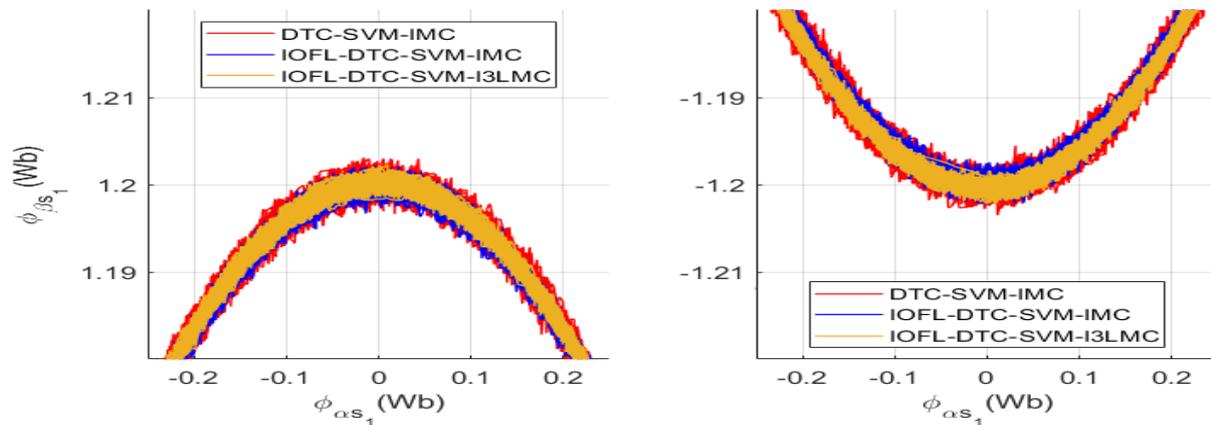


Figure 5.18 Zoom de la trajectoire circulaire du flux statorique pour la DTC-SVM-IMC, IOFL-DTC-SVM-IMC et IOFL-DTC-SVM-I3LMC

La figure 5.9 présente l'évolution dynamique de la vitesse rotorique de la machine résultant des deux commandes étudiées par rapport à la vitesse de référence. On peut clairement voir que la réponse de vitesse est la même pour les deux approches de contrôle proposées, la vitesse suit sa trajectoire désignée tout au long du son profil dans les deux sens de rotation et sans aucun dépassement enregistré, comme illustré par les fenêtres zoomées et inclus dans la figure 5.9 entre $t = 0.79\text{ s}$ et $t = 0.82\text{ s}$, et entre $t = 3.575\text{ s}$ et $t = 3.595\text{ s}$. On note également que le profil de la vitesse de référence est passé de 314 rad/s à -314 rad/s de manière oblique linéaire, ce qui imite bien le cas pratique réel, du fait que l'inversion de la vitesse rotorique ne peut physiquement se produire de manière instantanée. D'après la figure 5.9, on peut dire que l'évolution dynamique de la vitesse, par rapport à la référence imposée, est très satisfaisante dans tous les modes de fonctionnement choisis pour les tests de simulation réalisés. En outre, on peut observer que la variation du couple de charge n'a pas affecté la dynamique de suivi de référence dans le cadre de l'application des deux techniques de commande. L'observation de la

figure 5.10, qui donne les zooms d'erreur entre la vitesse développée par la machine et sa référence, montre l'effet positif de l'introduction de la technique non linéaire sur la DTC-SVM traditionnelle représenté par la réduction évidente de la valeur de cette erreur, ce qui rend la machine plus stable et moins turbulente. Il convient de noter que les interprétations données pour la réponse de vitesse rotorique sont assez similaires entre l'utilisation de convertisseurs matriciels indirects à double sortie à deux niveaux ou à trois niveaux.

La figure 5.11 donne l'allure du couple électromagnétique développé par la DOEWIM sous l'application des deux techniques de commande. Il apparaît que le couple électromagnétique répond très rapidement à l'application du couple de charge sans dépasser 0.1 s avec un effet de perturbation assez négligeable sur la vitesse, que ce soit avec la méthode conventionnelle ou non linéaire. De plus, les dépassements du couple développé dans les deux contrôles pour différentes charges étaient faibles dans la plage de 1.5 $N.m$. La technique IOFL-DTC-SVM présente un avantage très important, dans lequel les fluctuations du couple résultantes sont considérablement réduites par rapport à la technique DTC-SVM conventionnelle, comme le montrent clairement les zooms présentés sur la figure 5.12. Cet avantage a permis de réduire le bruit et la vibration dans la machine, et donc d'obtenir une meilleure performance. Il est important de souligner que la DOEWIM alimentée par des convertisseurs matriciels indirects à double sortie à trois niveaux bénéficie naturellement des principales caractéristiques des convertisseurs à sept niveaux, ce qui se traduit par des ondulations de couple considérablement réduites par rapport à la DOEWIM alimentée par des convertisseurs matriciels indirects à double sortie à deux niveaux.

Les figures 5.13 (a), 5.13 (b) et 5.13 (c) montrent respectivement les courants triphasés du premier enroulement statorique des commandes DTC-SVM-IMC, IOFL-DTC-SVM-IMC et IOFL-DTC-SVM-I3LMC, depuis le démarrage de la machine jusqu'à la fin de fonctionnement. On constate que la durée du régime transitoire et l'amplitude des courants dans ce régime sont quasiment les mêmes pour les techniques de contrôle simulées dans ce chapitre. Les trois figures montrent que l'application du couple résistant génère des augmentations incrémentales des courants de phase, directement proportionnelles à la valeur du couple résistant de manière similaire dans toutes les techniques de commande proposées, cela a également été observé lors de l'inversion de vitesse en enregistrant une augmentation de l'amplitude des courants de phase de manière identique dans la DTC-SVM-IMC, IOFL-DTC-SVM-IMC et IOFL-DTC-SVM-I3LMC. Mais, les zooms des courants statoriques pour un couple résistant de 0 $N.m$ puis 7 $N.m$ et enfin 14 $N.m$ respectivement donnés selon les figures 5.14(a), 5.14(b) et 5.14(c)

montrent que la forme d'onde de ces courants en termes de fluctuations est améliorée en introduisant la technique non linéaire à la DTC-SVM traditionnelle, cette amélioration devient encore plus notable en remplaçant les convertisseurs matriciels indirects à double sortie à deux niveaux par leurs homologues à trois niveaux dans le processus d'alimentation de la DOEWIM. Les figures 5.15 (a), 5.15 (b) et 5.15 (c) donnent le spectre d'harmonique du courant de phase "a" du premier enroulement statorique pour les stratégies abordées dans ces tests de simulation. Il est important de préciser que la plage de la fenêtre spectrale était limitée à 2 kHz sur ces figures. Ce choix a été fait en raison de la négligence de toutes les autres composantes par rapport aux composantes basse fréquence, en plus du fait que leur présentation n'a aucun sens et que leur impact sur le comportement dynamique du moteur est totalement négligé. Il est évident que la technique de la linéarisation en entrée-sortie par retour d'état a fourni une diminution significative du contenu en harmonique des courants statoriques, qui s'élevait à 2.22% par rapport à la technique traditionnelle dans laquelle le contenu en harmonique enregistrait une valeur de 2.67% . En fait, cette propriété est considérée comme un avantage supplémentaire aux autres avantages que procure la technique non linéaire. Le remplacement des convertisseurs matriciels indirects à double sortie à deux niveaux dans le processus d'alimentation de la DOEWIM par des convertisseurs matriciels indirects à double sortie à trois niveaux a également entraîné une autre réduction du contenu en harmonique, qui a atteint la valeur de 1.28% . Cette diminution perceptible du contenu en harmoniques conduit inévitablement à moins d'ondulations du couple électromagnétique, ce qui améliore les performances globales du système à base d'IOFL et d'I3LMC à double sortie.

Les figures 5.16 (A) (a), 5.16 (B) (a) et 5.16 (C) (a) montrent l'allure de flux statorique résultant le long des étapes de simulation sous l'application des deux techniques de commande et sous le changement des convertisseurs matriciels alimentant la DOEWIM. En effet, les flux statoriques obtenus sont assez constants et ne sont pas affectés par la variation du couple de charge ou l'inversion de la vitesse rotorique, et cela est dû à la commande précise fournie par la DTC, qui assure un découplage naturel entre le flux et le couple. Cependant, l'association de l'IOFL avec la DTC-SVM a permis d'obtenir une amélioration significative et nette du rejet des perturbations, ce qui rend le flux plus lisse avec des oscillations négligeables. En fait, le bon effet des convertisseurs matriciels indirects à double sortie à trois niveaux est indéniable dans l'atténuation remarquable des fluctuations de flux par rapport à leurs homologues à deux niveaux. La figure 5.17, qui donne le zoom de flux statorique pendant divers modes de fonctionnement pour différentes applications de charge, montre bien la bande des oscillations

de flux qui diminue progressivement de la DTC-SVM-IMC à l'IOFL-DTC-SVM-IMC, à l'IOFL-DTC-SVM-I3LMC.

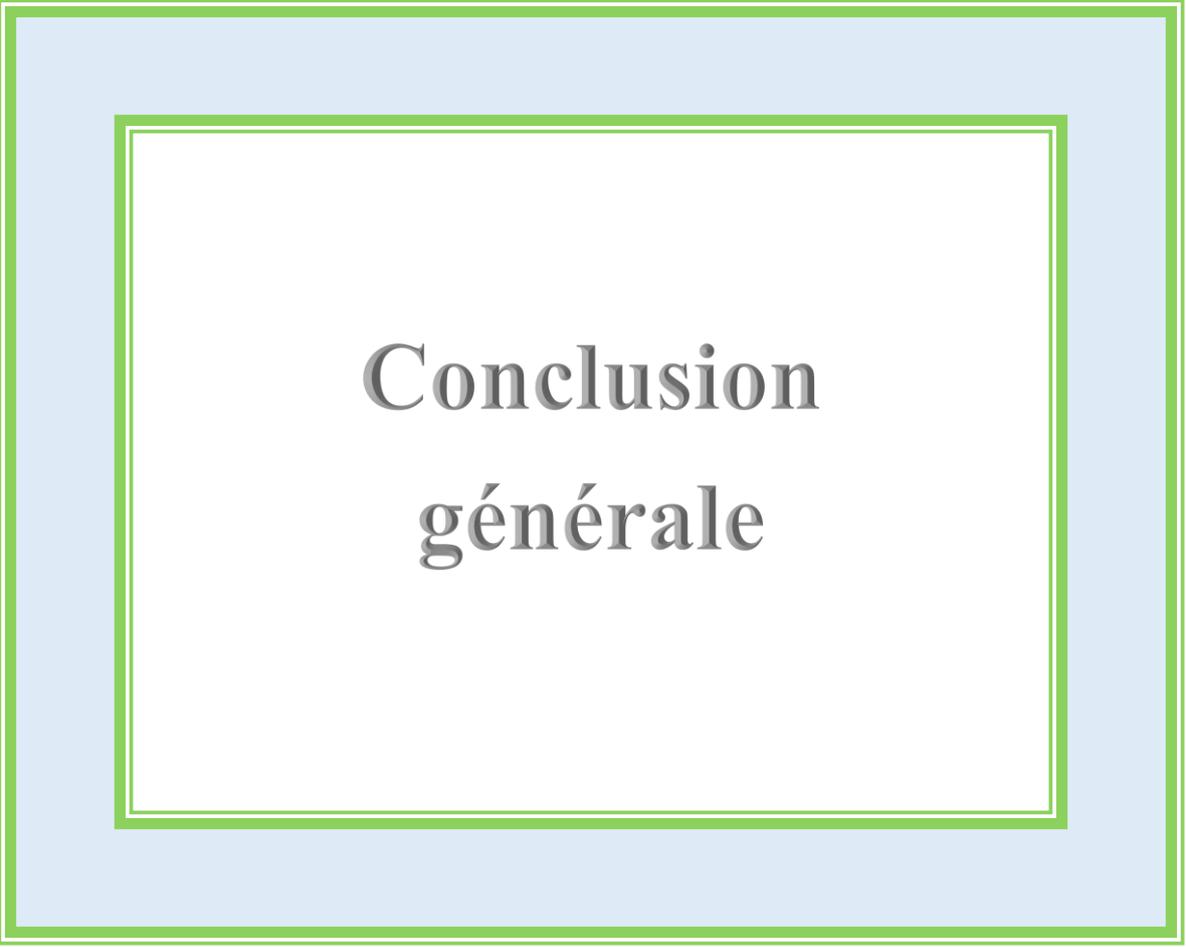
Les figures 5.16 (A) (b), 5.16 (B) (b) et 5.16 (C) (b) mettent en évidence le flux statorique dans le cadre (α, β) , il est clair que les deux approches de commande directe du couple appliquées à la DOEWIM assurent une trajectoire parfaitement circulaire, quel que soit le type de convertisseurs matriciels utilisés pour alimenter cette machine. Cela confirme que l'amplitude du vecteur de flux est maintenue constante pendant toutes les étapes de fonctionnement et sans dépassement au démarrage. Néanmoins, la technique non linéaire proposée offre une trajectoire plus fine et plus lisse que la technique conventionnelle. L'amélioration apportée par l'IOFL dans la qualité du trajet du flux est bien visible avec les convertisseurs matriciels à deux niveaux et plus nettement avec les convertisseurs matriciels à trois niveaux, comme le montrent les fenêtres de zoom de la trajectoire du flux statorique données selon la figure 5.18.

5.7 Conclusion

Ce chapitre présente une étude générale sur la commande directe du couple d'une machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts alimentée par des convertisseurs matriciels à double étage de sortie à deux et à trois niveaux. Les principaux concepts de la stratégie DTC ont été introduits dans un premier temps. L'objectif principal de cette étude est d'améliorer la DTC à fréquence de commutation constante (DTC-SVM), qui a été initialement développée dans le but d'éliminer les problèmes de la DTC conventionnelle en s'appuyant sur des techniques non linéaires, telles que la linéarisation en entrée-sortie par retour d'état.

Les résultats de simulation obtenus dans ce chapitre montrent que l'application de la DTC-SVM sur la DOEWIM offre une meilleure flexibilité de commande en garantissant le fonctionnement avec une fréquence de commutation fixe, un dépassement négligé, une réponse rapide et une capacité à gérer les perturbations de couple et de flux. En attendant, cette technique présente des ondulations importantes dans le couple électromagnétique développé, ce qui peut entraîner plus de bruit et de contraintes mécaniques dans la machine. Cependant, l'insertion de la technique IOFL avec la DTC-SVM conventionnelle présente une réduction significative des ondulations de couple dues à la minimisation des harmoniques de courant, ce qui conduit à une réduction considérable du bruit et des contraintes mécaniques dans la machine, par conséquent, une longue durée de vie peut être assurée. De plus, l'application d'IOFL-DTC-SVM permet de simplifier la modélisation du système en éliminant la transformation de Concordia. De cette

étude, on peut conclure que l'association de la DTC-SVM avec une technique non linéaire pour la commande de la machine asynchrone double étoile avec sa nouvelle configuration (DOEWIM), alimentée par deux convertisseurs matriciels indirects à double sortie et spécialement à trois niveaux, assure une commande dynamique élevée, une excellente performance, une meilleure robustesse et moins de charges de calcul.



**Conclusion
générale**

Conclusion générale

Le travail abordé dans cette thèse a porté sur le développement des commandes avancées à hautes performances pour la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts, telles que la commande par mode glissant de premier et de second ordre, la commande backstepping et la commande directe du couple non linéaire. Le fonctionnement à fréquence de commutation constante est obtenu en s'appuyant sur différentes techniques de modulation vectorielle d'espace. Afin d'améliorer les performances et d'augmenter la fiabilité du système de commande, l'alimentation de cette machine a été assurée par deux structures de convertisseurs matriciels indirects à double sortie (deux et trois niveaux). Ces structures sont couramment utilisées avec des topologies à enroulements ouverts en raison de leurs nombreux avantages, notamment la réduction de l'encombrement et la simplification de la difficulté de modulation. En effet, tous les processus susmentionnés ont été étudiés par simulation dans différentes conditions de fonctionnement de la machine abordée, notamment dans des conditions de variation de charge, d'inversion de sens de rotation et de basse vitesse.

Comme l'étude présentée dans cette thèse étant centrée sur la commande de la machine asynchrone à double enroulements statorique ouverts alimentée par des convertisseurs matriciels, le premier chapitre a été consacré à la présentation d'un état de l'art sur les machines multiphasées en mentionnant leurs types, avantages et domaines d'application, en mettant l'accent sur la machine asynchrone double étoile, car elle fait l'objet de recherche dans ce travail. La topologie à enroulements statoriques ouverts a également été discutée en expliquant son principe de fonctionnement et en précisant ses nombreux avantages, notamment ceux liés à la suppression de la tension de mode commun et à l'élévation des niveaux des tensions résultantes. De plus, une vue d'ensemble a été faite sur les convertisseurs matriciels, qui comprenait un aperçu historique des étapes de développement de ces convertisseurs ainsi que leurs différentes structures (directe, indirecte, indirecte à trois niveaux, indirecte à double sortie et indirecte à double sortie à trois niveaux), mettant en évidence les structures indirectes à deux sorties compatibles avec la topologie à enroulements ouverts. Les modélisations détaillées des trois principales structures de convertisseurs matriciels (directe, indirecte et indirecte à trois niveaux) ont été présentées à la fin de ce chapitre.

La première section du deuxième chapitre a été réservée à la modélisation de la MASDE. Les équations électriques et mécaniques caractérisant cette machine ont été établies dans le référentiel naturel (a, b, c) . Puis en utilisant les transformations de Park et Concordia, deux

modèles d'état ont été développés pour chaque configuration de cette machine (conventionnelle et enroulements ouverts) dans les repères tournant (d, q) et stationnaire (α, β) respectivement. La deuxième section du deuxième chapitre a été consacrée à la présentation d'une étude détaillée sur la SVM du convertisseur matriciel. En effet, trois topologies de convertisseur matriciel ont été retenues (direct, indirect et indirect à trois niveaux). La SVM a été appliquée à chaque topologie. De plus, la SVM découplée a été développée pour la nouvelle structure du convertisseur matriciel indirect à deux niveaux et son homologue à trois niveaux, qui se caractérise par un étage d'ondulation composé de deux sorties.

La première partie du troisième chapitre a fait l'objet de la commande par mode glissant associée au contrôle à flux rotorique orienté de la MASDE alimentée par les trois structures principales du convertisseur matriciel (direct, indirect et indirect à trois niveaux). Cette approche de commande a été combinée à plusieurs modulations vectorielles telles que la SVM et l'ISVM pour le convertisseur matriciel direct et la SVM pour les convertisseurs matriciels indirects à deux et à trois niveaux. Concernant l'aspect (convertisseur matriciel, SVM), la comparaison des résultats obtenus a montré que la structure indirecte du convertisseur matriciel est une alternative prometteuse à son homologue directe, car en plus de sa capacité à fournir une tension de sortie moyenne sinusoïdale de haute qualité très similaire à la tension fournie par la structure directe, elle se caractérise par la simplicité de mise en œuvre et la souplesse de modulation. Pour le taux d'harmoniques de la tension de sortie, l'analyse des résultats de simulation a prouvé que l'utilisation de SVM permettait aux trois structures du convertisseur matriciel de réduire la valeur de THD avec une supériorité notable en performance pour la structure indirecte à trois niveaux. Si la discussion portait sur l'aspect relatif à l'approche de commande suivie dans ce chapitre, l'interprétation des résultats obtenus a démontré que les régulateurs par mode glissant offrent de bonnes performances statique et dynamique tels qu'un temps de réponse rapide et sans dépassement, une bonne poursuite de référence ainsi qu'un rejet quasi-total des perturbations internes et externes. La deuxième partie du troisième chapitre traitait de la commande par mode glissant à fréquence de commutation fixe basé sur la SVM pour la DOEWIM alimentée par deux structures des convertisseurs matriciels indirects à deux sorties, initialement, deux convertisseurs à deux niveaux étaient utilisés, puis l'alimentation était assurée par deux convertisseurs à trois niveaux. La comparaison des résultats de simulation entre la MASDE et la DOEWIM a montré que la topologie à enroulements ouverts donne de meilleures performances dynamiques, un suivi de référence plus précis et une plus grande réduction des harmoniques par rapport à la topologie conventionnelle. On peut conclure que la

commande par mode glissant combinée à la technique SVM pour la DOEWIM alimentée par deux convertisseurs matriciels indirects à double sortie à trois niveaux a donné les meilleures performances en termes de réduction des harmoniques dans les tensions/courants statoriques, le flux rotorique et le couple électromagnétique. Cependant, malgré les bonnes performances et la grande robustesse offerte par la commande par mode glissant, le phénomène de chattering se dresse comme une pierre d'achoppement face à l'utilisation de cette approche de contrôle dans de nombreuses applications industrielles en raison des répercussions négatives de ce phénomène en provoquant des dynamiques non modélisées qui conduisent à l'instabilité du système commandé.

Le début du quatrième chapitre a été dédié à l'introduction de la commande par mode glissant de second ordre de la DOEWIM. L'alimentation de cette machine s'est faite en s'appuyant sur des convertisseurs matriciels indirects à deux sorties, où le processus s'est déroulé selon deux étapes, la première avec des convertisseurs à deux niveaux et la seconde avec des convertisseurs à trois niveaux. Le fonctionnement à une fréquence de commutation fixe a été assuré en faisant appel à la modulation vectorielle d'espace. Dans un premier temps, un aperçu théorique des lois de commande par mode glissant de second ordre a été donné, ainsi qu'une brève présentation sur les différents algorithmes disponibles dans la littérature, avec un focus sur l'algorithme super-twisting au vu de sa facilité de mise en œuvre par rapport à d'autres algorithmes. Le but du passage à un ordre supérieur de mode glissant, en particulier le STA, était d'éliminer le phénomène de chattering et d'obtenir un système de commande simple, robuste et fiable sans harmoniques importantes. Les résultats obtenus ont prouvé l'efficacité de la méthode de commande développée pour atteindre les objectifs souhaités, car le phénomène de chattering a été remarquablement éliminé tout en maintenant les principales caractéristiques du contrôle par mode glissant tel que la dynamique rapide et la robustesse face aux perturbations internes et externes. La supériorité de la structure à double sortie à trois niveaux du convertisseur matriciel était très évidente, ce qui s'est manifesté par la réduction de la valeur THD des courants et des tensions du stator. Dans le reste du quatrième chapitre, l'attention a été portée sur l'une des techniques de contrôle modernes, nommée commande par backstepping, qui a été appliquée à la DOEWIM en présence de dispositifs d'alimentation et de conditions de fonctionnement similaires à celles qui ont été fournies lors de l'application du contrôle par mode glissant de second ordre. La théorie liée à cette approche de commande a d'abord été présentée, puis une simulation numérique a été menée, dont les résultats ont montré la robustesse de l'algorithme proposé par le rejet parfait des perturbations, ainsi que sa capacité à garantir la stabilité et la

convergence du système, en particulier avec la structure à double sortie à trois niveaux du convertisseur matriciel.

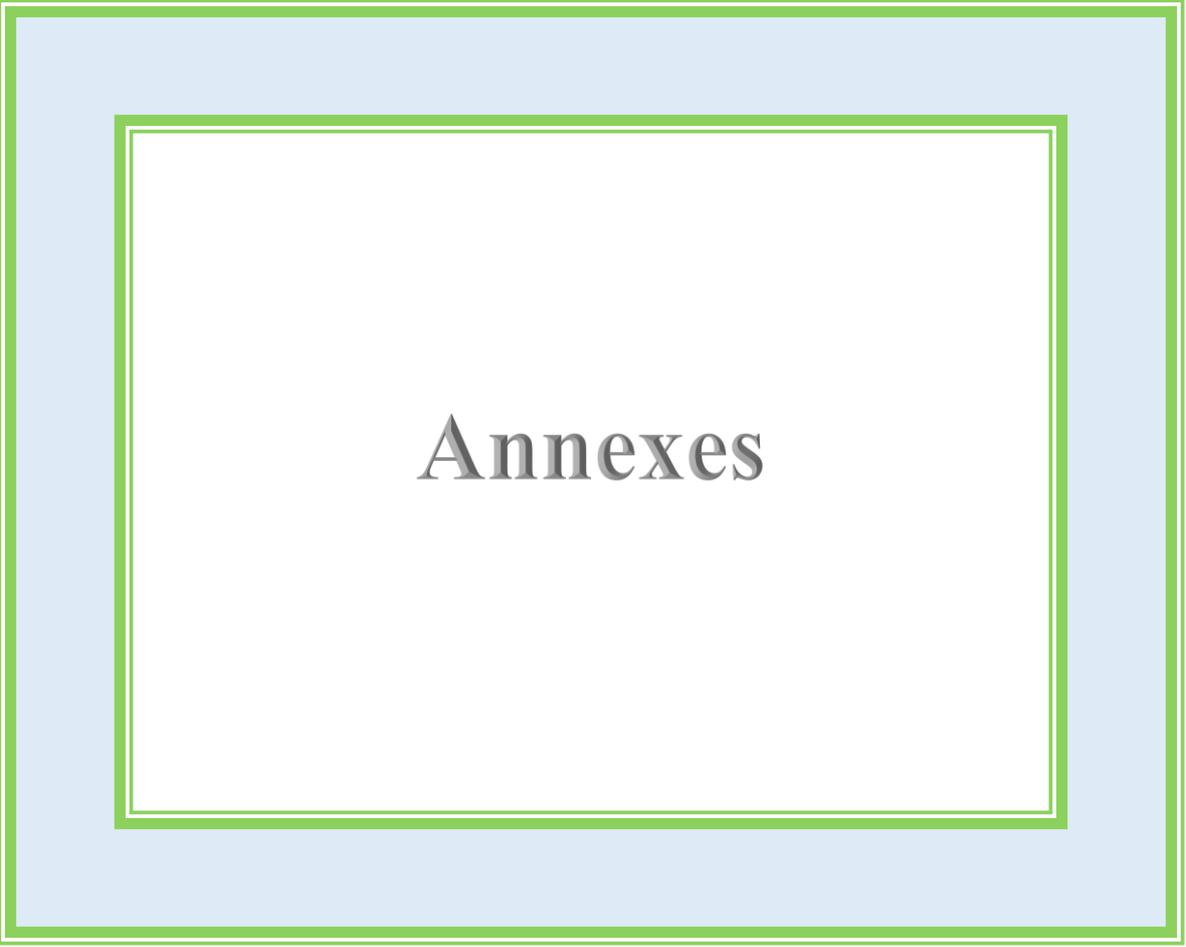
Dans le cinquième chapitre, une brève théorie de DTC-SVM pour la DOEWIM alimentée par les mêmes structures de convertisseur matriciel utilisées au quatrième chapitre a été présentée. Bien que de nombreuses publications soutiennent l'effet évident de l'utilisation de la SVM dans la réduction des ondulations de flux/couple et des harmoniques de courant par rapport à la DTC conventionnelle. Cependant, cette technique s'écartait légèrement de la caractéristique la plus importante du contrôle direct du couple traditionnel, qui est la simplicité de la structure. De plus, les performances obtenues n'atteignaient pas l'efficacité requise. Par la suite, une proposition de commande robuste a été introduite qui permettrait de surmonter les problèmes de la DTC-SVM traditionnelle en introduisant une loi de contrôle non linéaire sur cette dernière. La stratégie de commande non linéaire consiste à combiner la technique de linéarisation en entrée-sortie par retour d'état avec la DTC-SVM. Cette compilation a assuré un contrôle découplé sans avoir besoin d'orientation de flux ou de transformation de coordonnées, ce qui a réduit la complexité du schéma de commande. La simulation a été présentée pour prouver la supériorité de l'algorithme DTC-SVM non linéaire proposé. La réponse de couple douce indique le suivi précis de la commande. La technique IOFL a permis de réduire les ondulations du flux statorique et de minimiser le THD des courants. Ces améliorations sont mieux démontrées avec la structure à double sortie à trois niveaux du convertisseur matriciel indirect.

Au terme de ce travail, on peut affirmer que les techniques de commande proposées présentaient une solution très compétitive et prometteuse pour le contrôle des machines multiphasées, notamment avec des topologies d'enroulements statoriques ouverts. En fait, l'application des techniques de commande étudiées dans cette thèse à la machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts peut être considérée comme un travail original qui n'a pas été abordé auparavant. Les résultats obtenus avec diverses techniques de commande non linéaires développées dans ce travail ont démontré l'amélioration des performances de contrôle, la réduction de la complexité de calcul et l'efficacité exceptionnelle des systèmes de commande proposés suivant différents scénarios de fonctionnement sévères. Ainsi, ces techniques de contrôle peuvent être utilisées efficacement pour surmonter les principaux problèmes rencontrés dans la commande des machines multiphasées, en particulier dans les applications industrielles à haute puissance, où la maintenance est difficile et la tolérance aux pannes est nécessaire pour éviter l'interruption du mode de fonctionnement de la machine. En comparant

les travaux décrits dans cette thèse avec les objectifs de recherche énumérés en introduction, on peut conclure que tous les objectifs identifiés ont été atteints avec succès.

Cette étude a tenté de couvrir les aspects les plus importants du développement des stratégies de commande pour les topologies d'enroulement ouvert imposées aux machines multiphasées. En raison des contraintes pratiques liées à l'organisation de la thèse, aux ressources disponibles, et au facteur temps, il existe d'autres techniques de contrôle applicables à ce type des machines qui n'ont pas été abordées dans cette étude, ce qui laisse un large éventail à des perspectives de recherche intéressantes et à des réalisations pratiques prometteuses qui peuvent être faites à l'avenir, notamment :

- Implémentation des commandes présentées dans cette thèse dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés.
- Développement des commandes robustes sans capteur mécanique pour un moteur asynchrone à double enroulements statoriques ouverts associées à différents types d'observateurs.
- Application des stratégies de commande étudiées sur d'autres types d'enroulements statoriques ouverts, telles que les machines synchrones.
- Utilisation de convertisseurs multicellulaires avec les techniques de commande proposées pour améliorer de plus les performances du moteur.
- Extension des schémas de contrôle proposés au fonctionnement à tolérance de pannes.
- Étude d'autres techniques de commande plus avancées avec leur application aux machines multiphasées à enroulements ouverts comme la commande prédictive.
- Remplacement du régulateur de vitesse classique utilisé dans la DTC non linéaire par un régulateur à mode glissant de second ordre tel que le super-twisting.
- Amélioration des stratégies de commande proposées en utilisant des techniques d'intelligence artificielle telles que la logique floue, le réseau de neurones et les algorithmes génétiques.
- Étude, analyse et modélisation d'une machine asynchrone à double enroulements statoriques ouverts en fonctionnement génératrice et l'introduisant dans un système de production d'énergie, notamment les éoliennes.



Annexes

Annexe A : Paramètres de la MASDE/DOEWIM

Les paramètres de la MASDE/DOEWIM sont donnés par le tableau A.1 [AMI 12] :

Tableau A.1 Paramètres de la MASDE/DOEWIM

| Symboles | Description | Valeurs | Unités |
|-----------|---|---------|---------------------|
| R_{s_1} | Résistance statorique de la première étoile | 3.72 | Ω |
| R_{s_2} | Résistance statorique de la deuxième étoile | 3.72 | Ω |
| R_r | Résistance rotorique | 2.12 | Ω |
| L_{s_1} | Inductance statorique de la première étoile | 0.022 | H |
| L_{s_2} | Inductance statorique de la deuxième étoile | 0.022 | H |
| L_r | Inductance rotorique | 0.006 | H |
| L_m | Inductance mutuelle | 0.3672 | H |
| P | Nombre de paires de pôles | 1 | --- |
| K_f | Coefficient de frottement | 0.001 | $N.m. (rad/s)^{-1}$ |
| J | Moment d'inertie | 0.0625 | $Kg.m^2$ |
| α | Angle de décalage entre les deux étoiles | $\pi/6$ | rad |
| f | Fréquence | 50 | Hz |
| P_n | Puissance nominale | 4.5 | kW |
| V_n/U_n | Tension nominal, simple / composée | 220/380 | V |
| I_n | Courant nominal | 6.5 | A |
| C_{emn} | Couple électromagnétique nominale | 14 | $N.m$ |

Annexe B : Paramètres de différents régulateurs pour diverses approches de commande non linéaire proposées

Les paramètres des différents régulateurs par mode glissant de premier ordre sont donnés par le tableau B.1 :

Tableau B.1 Paramètres des régulateurs SMC

| Surfaces | K, ξ | Valeurs |
|----------------|-------------------|---------|
| $S(\omega_r)$ | K_{ω_r} | 17.2 |
| | ξ_{ω_r} | 0.95 |
| $S(\varphi_r)$ | K_{φ_r} | 7.5 |
| | ξ_{φ_r} | 0.01 |
| $S(i_{ds1})$ | $K_{i_{ds1}}$ | 185 |
| | $\xi_{i_{ds1}}$ | 0.1 |
| $S(i_{qs1})$ | $K_{i_{qs1}}$ | 185 |
| | $\xi_{i_{qs1}}$ | 0.1 |
| $S(i_{ds2})$ | $K_{i_{ds2}}$ | 185 |
| | $\xi_{i_{ds2}}$ | 0.1 |
| $S(i_{qs2})$ | $K_{i_{qs2}}$ | 185 |
| | $\xi_{i_{qs2}}$ | 0.1 |

Le tableau B.2 montre les paramètres de divers régulateurs par mode glissant de second ordre :

Tableau B.2 Paramètres des régulateurs STSMC

| Surfaces | β, σ | Valeurs |
|----------------|----------------------|---------|
| $S(\omega_r)$ | β_{ω_r} | 0.667 |
| | σ_{ω_r} | 0.0001 |
| $S(\varphi_r)$ | β_{φ_r} | 100 |
| | σ_{φ_r} | 40 |
| $S(i_{ds1})$ | $\beta_{i_{ds1}}$ | 0.0004 |
| | $\sigma_{i_{ds1}}$ | 0.0005 |
| $S(i_{qs1})$ | $\beta_{i_{qs1}}$ | 0.0004 |
| | $\sigma_{i_{qs1}}$ | 0.0005 |
| $S(i_{ds2})$ | $\beta_{i_{ds2}}$ | 0.0004 |
| | $\sigma_{i_{ds2}}$ | 0.0005 |
| $S(i_{qs2})$ | $\beta_{i_{qs2}}$ | 0.0004 |
| | $\sigma_{i_{qs2}}$ | 0.0005 |

Le tableau B.3 présente les paramètres des régulateurs utilisés dans la commande backstepping :

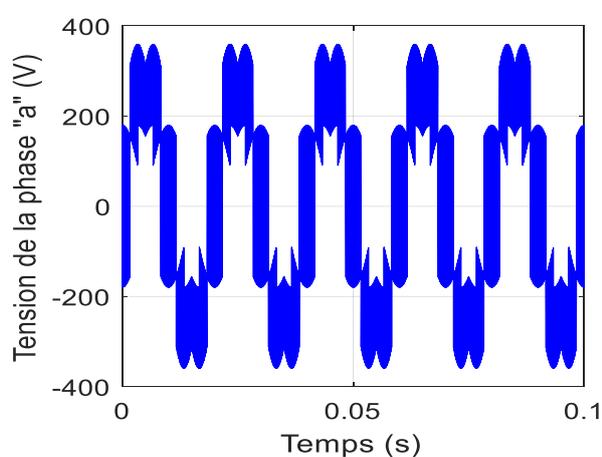
Tableau B.3 Paramètres des régulateurs backstepping

| Erreurs | G | Valeurs |
|----------------|-----------------|---------|
| $Z(\omega_r)$ | G_{ω_r} | 7.8 |
| $Z(\varphi_r)$ | G_{φ_r} | 700 |
| $Z(i_{ds1})$ | $G_{i_{ds1}}$ | 1800 |
| $Z(i_{qs1})$ | $G_{i_{qs1}}$ | 1800 |
| $Z(i_{ds2})$ | $G_{i_{ds2}}$ | 1800 |
| $Z(i_{qs2})$ | $G_{i_{qs2}}$ | 1800 |

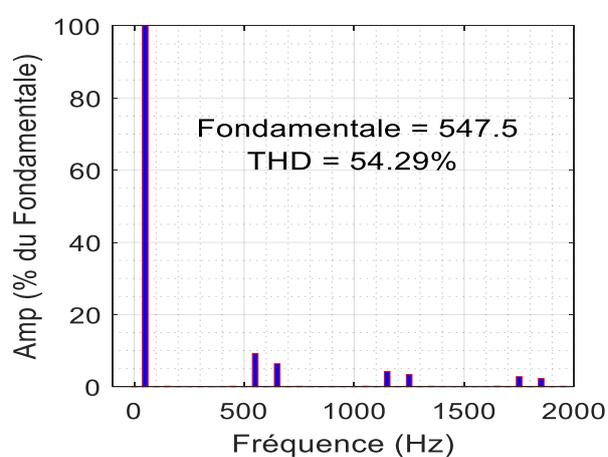
Annexe C : Tensions appliquées à la MASDE et la DOEWIM selon différentes techniques SVM

Les figures de simulations apparaissent les formes d'onde ainsi que les spectres d'harmonique des tensions appliquées à la MASDE et la DOEWIM qui sont alimentées par différentes structures de convertisseurs matriciels, les résultats donnés ont été obtenus sans appliquer aucune commande aux deux machines en se basant uniquement sur diverses modulations vectorielles d'espace.

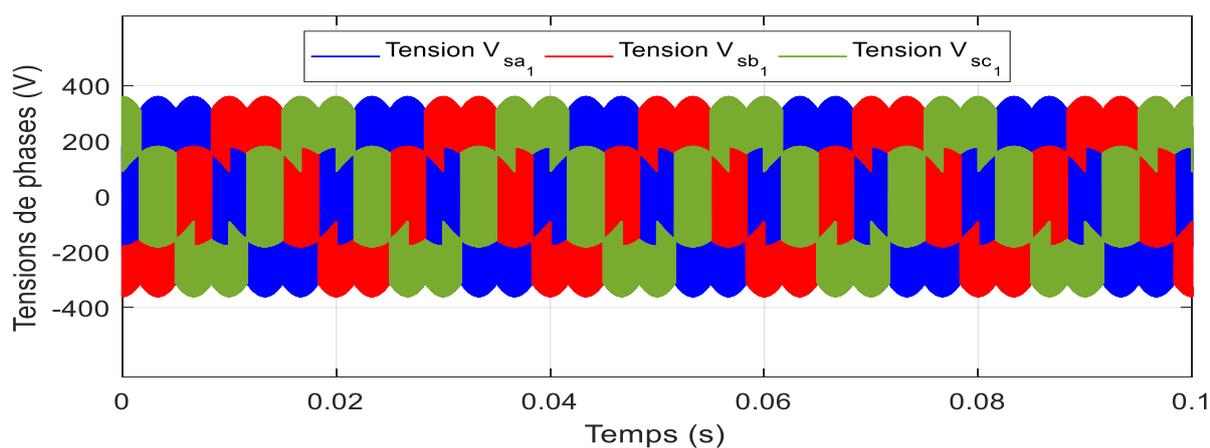
DSVM-MC-MASDE



Tension de phase

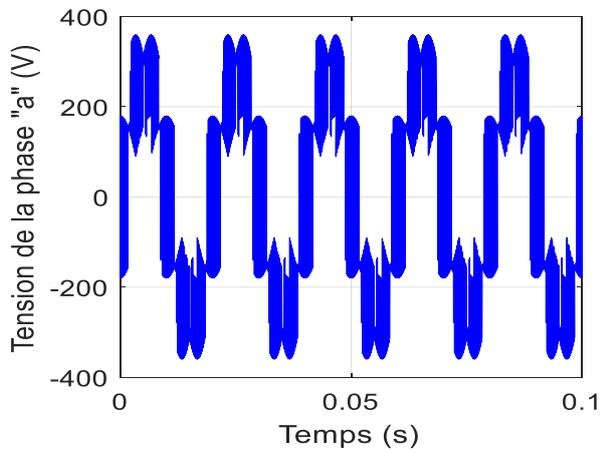


Spectres d'harmonique de tension de phase

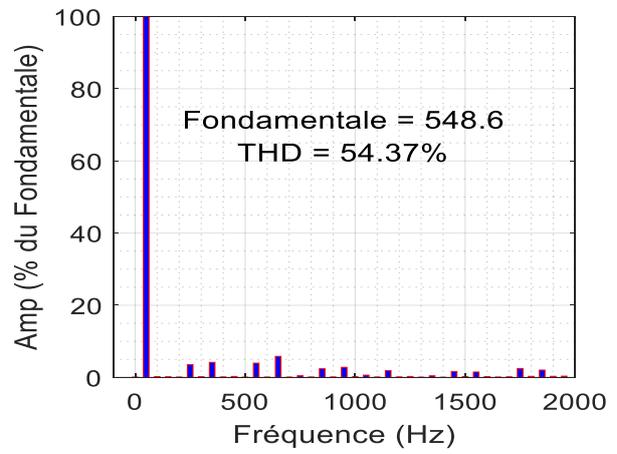


Zoom des tensions de phase

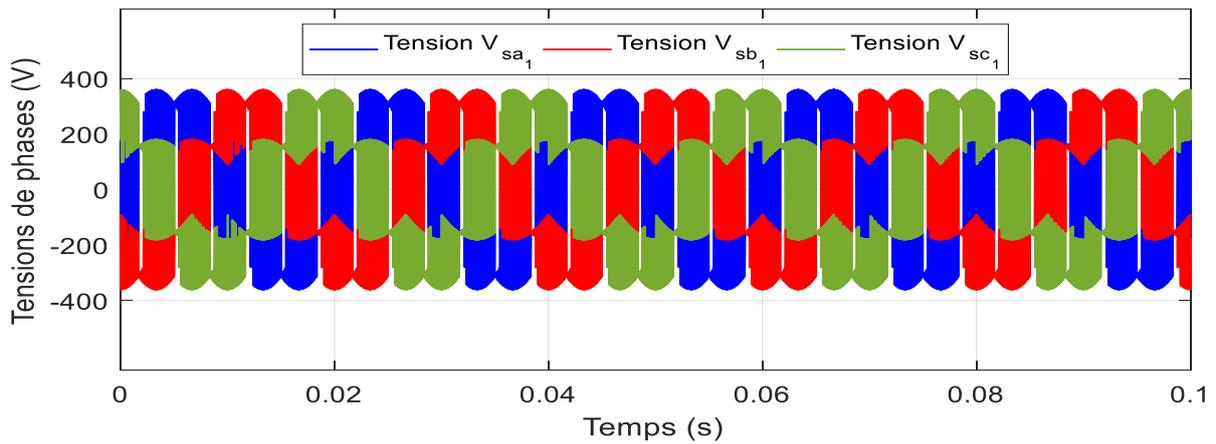
ISVM-MC-MASDE



Tension de phase

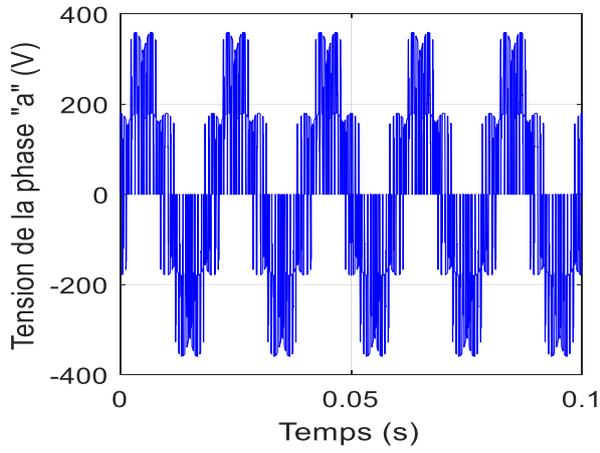


Spectres d'harmonique de tension de phase

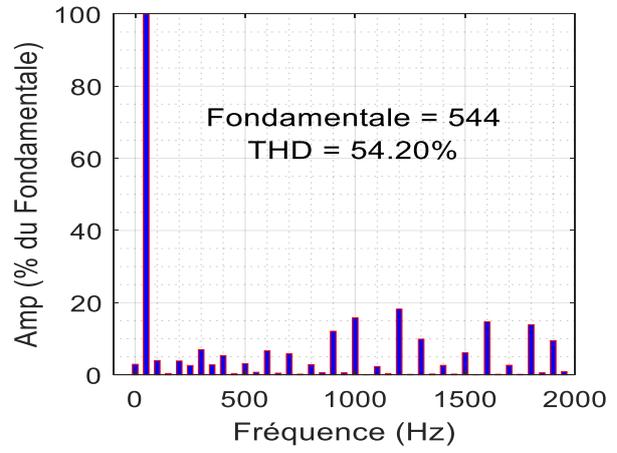


Zoom des tensions de phase

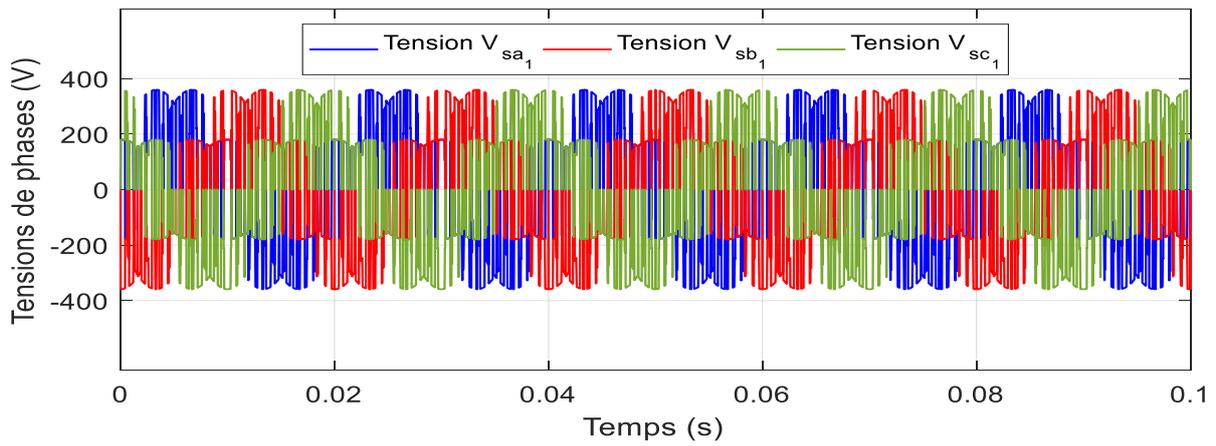
SVM-IMC-MASDE



Tension de phase

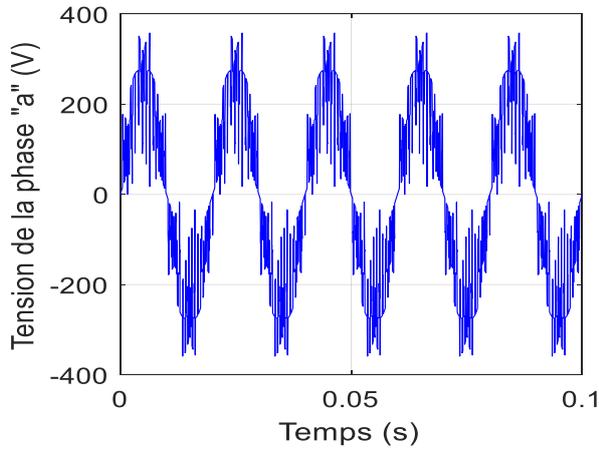


Spectres d'harmonique de tension de phase

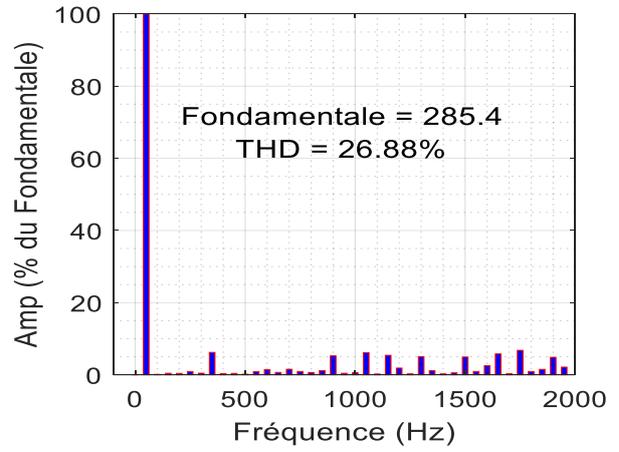


Zoom des tensions de phase

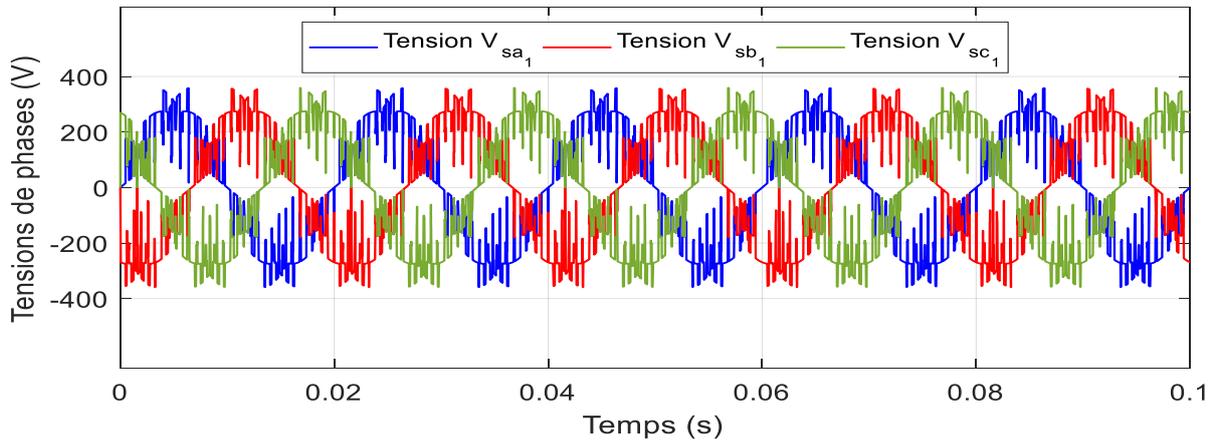
SVM-I3LMC-MASDE



Tension de phase

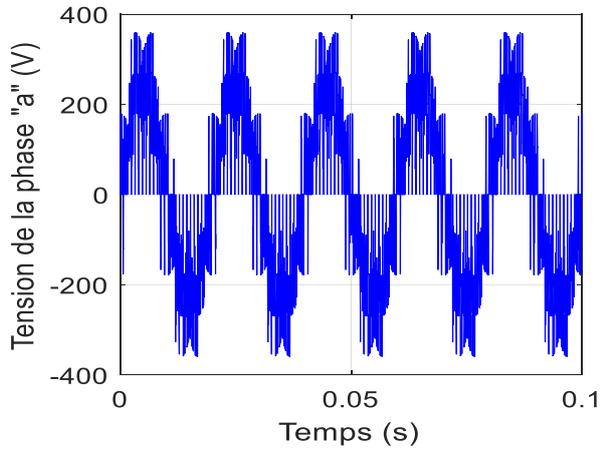


Spectres d'harmonique de tension de phase

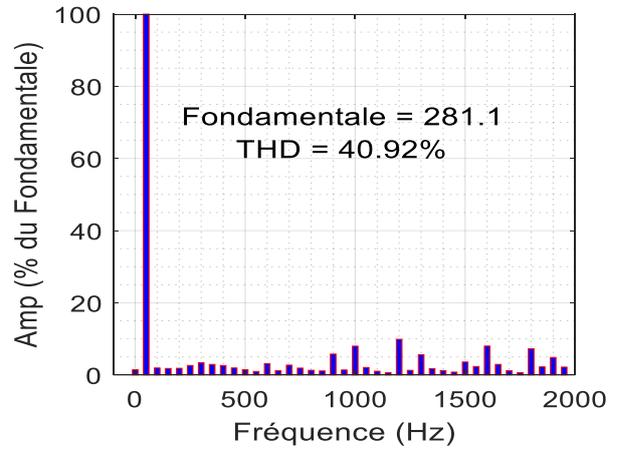


Zoom des tensions de phase

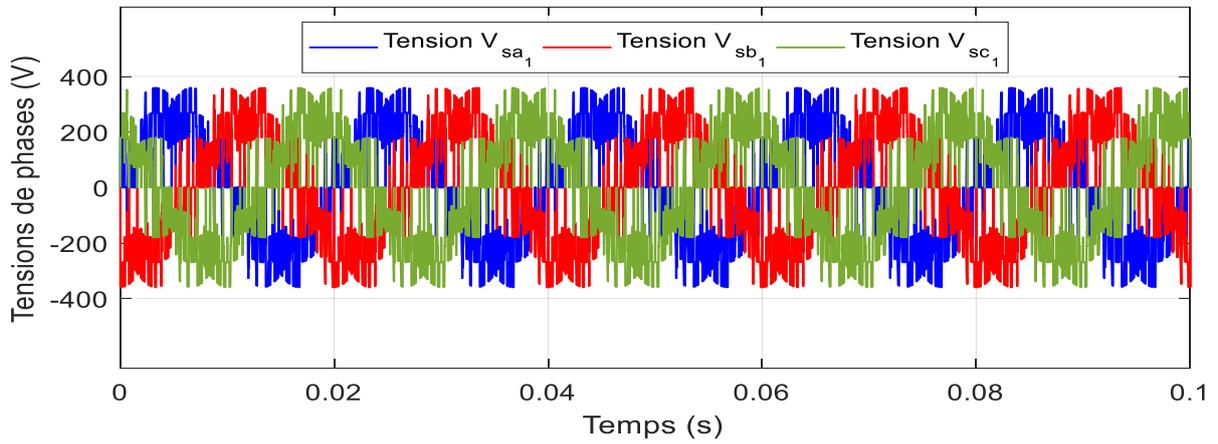
SVM-IMC à double sortie-DOEWIM



Tension de phase

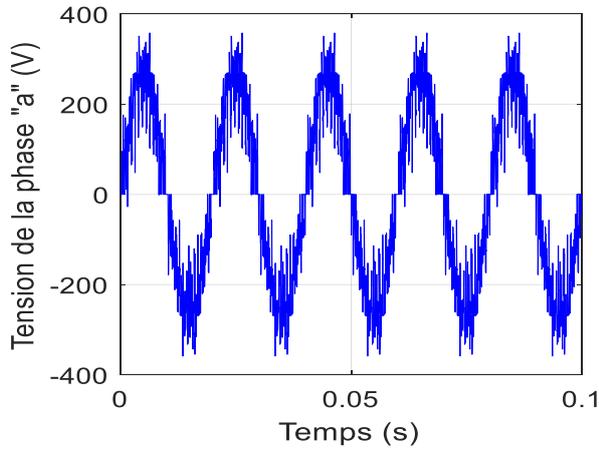


Spectres d'harmonique de tension de phase

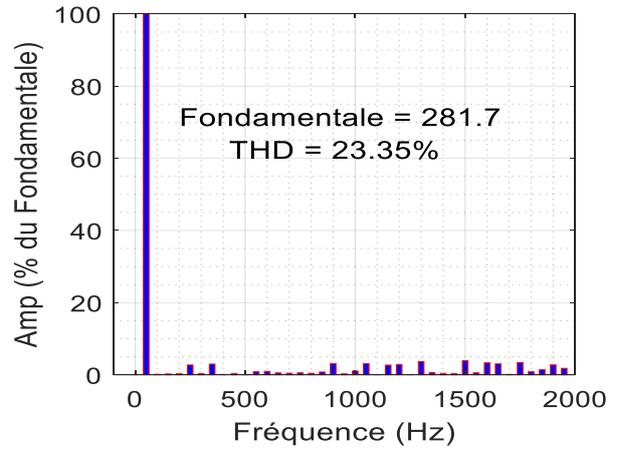


Zoom des tensions de phase

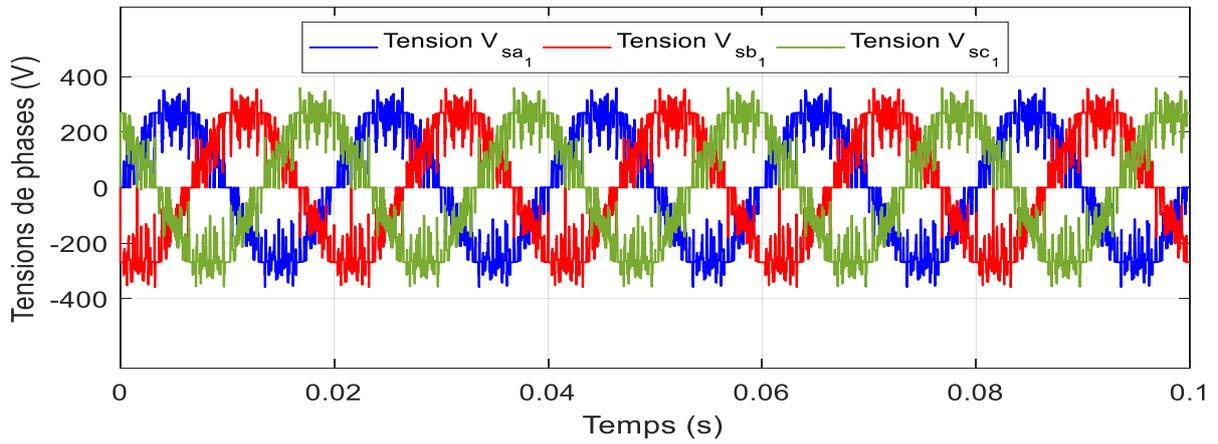
SVM-I3LMC à double sortie-DOEWIM



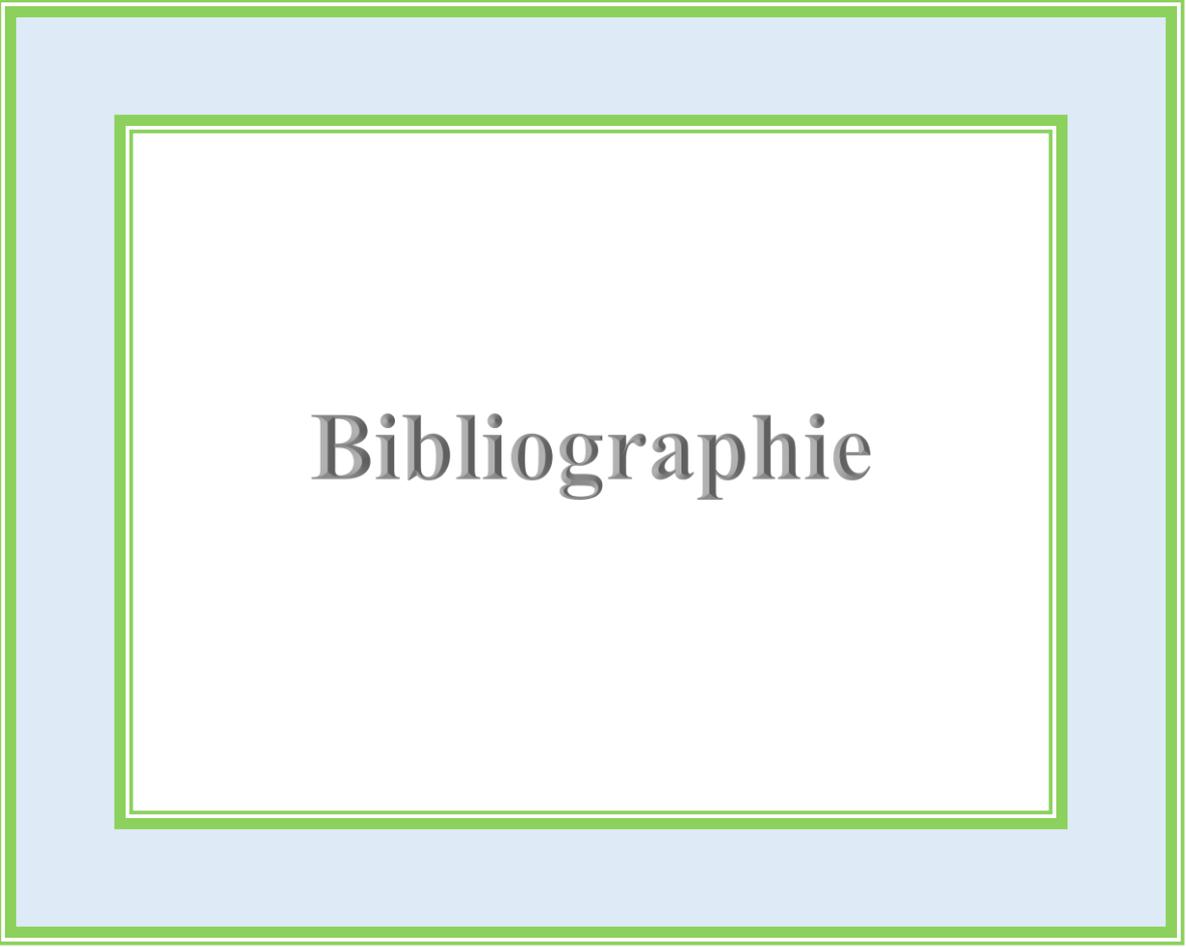
Tension de phase



Spectres d'harmonique de tension de phase



Zoom des tensions de phase



Bibliographie

Bibliographie

-A-

- [ABB 11] ABB Drives, “Direct torque control”, Book, Technical guide, no. 01, June 2011.
- [ABB 15] ABB Group, “DTC: A motor control technique for all seasons”, ABB White Paper, April 2015.
- [ABD 97] Rachid Abdessemed, Mohamed Kadjoudj, “Modélisation des Machines Electriques”, Livre, Presses de l’Université de Batna, Algérie, 1997.
- [ABO 17] A. H. Abosh, Z. Q. Zhu, and Y. Ren, “Reduction of torque and flux ripples in space-vector modulation based direct torque control of asymmetric permanent magnet synchronous machine”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 04, pp. 2976-2986, April 2017.
- [ADA 08] G. P. Adam, S. J. Finney, A. M. Massoud, and B. W. Williams, “Capacitor Balance Issues of the Diode-Clamped Multilevel Inverter Operated in a Quasi Two-State Mode”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 08, pp. 3088-3099, 2008.
- [AKI 95] M. Akiyama, K. Kobayashi, I. Miki, and M. A. El-Sharkawi, “Auto tuning method for vector-controlled induction motor drives”, IPEC- Yokohama Conference, pp. 789-794, 1995.
- [ALE 81] A. Alesina, M. Venturini, “Solid-state power conversion: a fourier analysis approach to generalized transformer synthesis”, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 28, no. 04, pp. 319-330, April 1981.
- [ALE 88] A. Alesina and M. Venturini, “Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM AC-AC converters”, Proceedings of Power Electronic Specialist Conference, vol. 02, pp. 1284-1291, April 1988.
- [ALS 13] I. M. Alsofyani, N. R. N. Idris, “A review on sensorless techniques for sustainable reliability and efficient variable frequency drives of induction motors”, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 24, pp. 111-121, 2013.
- [ALS 16] I. M. Alsofyani, N. R. Nik Idris, “Simple Flux Regulation for Improving State Estimation at Very Low and Zero Speed of a Speed Sensorless Direct Torque Control of an Induction Motor”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 4, pp. 3027-3035, April 2016.
- [AMI 11] H. Amimeur, R. Abdessemed, D. Aouzellag, K. Ghedamsi, F. Hamoudi, and S. Chekkal, “A sliding mode control for dual-stator induction motor drives fed by matrix converters”, Journal of Electrical Engineering JEE, vol. 11, no. 02, 2011.
- [AMI 12] Hocine Amimeur, “Contribution au Contrôle de la Machine Asynchrone Double Etoile“, Thèse de Doctorat en sciences, Faculté de Technologie, Département d’Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2012.
- [AMM 16] A. Ammar, A. Benakcha and A. Bourek, “Adaptive MRAC-based direct torque control with SVM for sensorless induction motor using adaptive observer”, The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2016.
- [AMM 17] Abdelkarim Ammar, “Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques”, PhD thesis, Department of Electrical Engineering, Faculty of Science and Technology, University of Biskra, Algeria, June 2017.

- [AMM 19] 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. 02, pp. 672-692, 2019.
- [APS 06] J. M. Apsley, S. Williamson, A. C. Smith, and M. Barnes, "Induction motor performance as a function of phase number", *Proceedings. Electric Power Applications*, vol. 153, no. 06, pp. 898-904, 2006.
- [ARC 12] Nanoty Archana. S "Design, Development and Control of Multiphase Induction Motor", PhD thesis, Department of Electrical Engineering, Faculty of Technology and Engineering, Maharaja Sayajirao University of Baroda, Vadodara, March 2012.
- [ATK 96] D. J. Atkinson, J.W. Finch, and P.P. Acarnley, "Estimation of rotor resistance in induction motors", *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 143, no. 01, pp. 87-94, January 1996.

-B-

- [BAB 14] Babaa Fatima, "Contribution à la Modélisation et à la Commande de la Machine Asynchrone : Application au Diagnostic des Défauts Statoriques", Thèse de Doctorat en Sciences, Département d'Electrotechnique, Faculté des Sciences de la Technologie, Université de Constantine 1, Algérie, Juin 2014.
- [BAC 07] B. J. Bacon, I. M. Gregory, "General equations of motion for a damaged asymmetric aircraft", *Proceedings of the AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conference and Exhibit, 2007-6306*, AIAA, Hilton Head, South Carolina, USA, August 2007.
- [BAR 97] G. Bartolini, A. Ferrara and E. Usai, "Applications of a sub-optimal discontinuous control algorithm for uncertain second order systems", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 07, pp. 299-319, 1997.
- [BAR 00] G. Bartolini, A. Ferrara, E. Usai, and V. I. Utkin, "On multi-input chattering-free second-order sliding mode control", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 45, no. 09, pp. 1711-1717, September 2000.
- [BAR 01] G. Bartolini, A. Ferrara, A. Pisano and E. Usai, "On the convergence properties of a 2-sliding control algorithm for non-linear uncertain systems", *International Journal of Control*, vol. 74, no. 07, pp. 718-731, 2001.
- [BAR 12] M. Barut, R. Demir, E. Zerdali, and R. Inan, "Real-time implementation of bi input-extended Kalman filter-based estimator for speed-sensorless control of induction motors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 11, pp. 4197-4206, November 2012.
- [BAR 16] F. Barrero, M.J. Duran, "Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines – Part II", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 01, pp. 449-458, January 2016.
- [BAY 07] A. M. Bayen, I. M. Mitchell, M. M. K. Oishi, and C. J. Tomlin, "Aircraft autolander safety analysis through optimal control-based reach set computation", *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, vol. 30, no. 01, pp. 68-77, 2007.
- [BEL 11] Sebti Belkacem, "Contribution à la Commande Directe du Couple de la Machine à Induction", Thèse de Doctorat en sciences, Faculté des sciences de l'ingénieur, Université de Batna, Algérie, Mars 2011.
- [BEN 09] Rabiâ Benayache, "Contribution à la Commande Robuste des Systèmes Non Linéaires Incertains : Application à un Système Hydraulique", Thèse de Doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, 2009.

- [BEN 10] Samira Benaïcha, “Contribution à la Commande Tolérante aux Défauts d’un Système à Motorisation Asynchrone : -Apport de l’Intelligence Artificielle pour l’Aide à la Supervision et à la Décision-”, Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, Mars 2010.
- [BEN 11] S. Benelghali, M. E-H. Benbouzid, J. F. Charpentier, T. Ahmed-Ali, and I. Munteanu, “Experimental validation of a marine current turbine simulator: application to a permanent magnet synchronous generator-based system second-order sliding mode control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 01, pp. 118-126, January 2011.
- [BEN 15 a] A. Benachour, E. M. Berkouk, and M. O. Mahmoudi, “Study and implementation of space vector modulation (SVM) for direct matrix converter”, *The second International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA)*, Djelfa, Algeria, Mars 2015.
- [BEN 15 b] A. Benachour, E. M. Berkouk, and M. O. Mahmoudi, “Study and implementation of indirect space vector modulation (ISVM) for direct matrix converter”, *Control, Engineering & Information Technology (CEIT), 2015 3rd International Conference*, Tlemcen, Algeria, pp. 1–6, 2015.
- [BEN 17] Ali Benachour, “Commande Sans Capteur Basée Sur DTC d’une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Matriciel”, Thèse de Doctorat LMD, Département d’Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique (ENP), Algérie, 2017.
- [BER 95] El-Madjid Berkouk, “Contribution à la Conduite des Machines Asynchrones Monophasées et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs, et Indirects. Application aux Gradateurs et aux Onduleurs Multiniveaux”, Thèse de Doctorat du CNAM. Paris 1995.
- [BLA 72] F. Blaschke, “The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machine”, *Siemens Review*, vol. 37, no. 05, pp. 217-220, June 1972.
- [BLA 02] F. Blaabjerg, D. Casadei, C. Klumpner, and M. Matteini, “Comparison of two current modulation strategies for matrix converters unbalanced input voltage conditions”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 02, pp. 289 -296, April 2002.
- [BOJ 03] R. Bojoi, M. Lazzari, F. Profumo, and A. Tenconi, “Digital field-oriented control for dual three-phase induction motor drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 03, pp. 752-760, May/June 2003.
- [BOS 92] B. K. Bose, “Power electronics-a technology review”, *Proceedings of IEEE*, vol. 80, no. 08, pp. 1301-1304, August 1992.
- [BRA 08] Heide Brandtstadter, “Sliding Mode Control of Electromechanical Systems”, PhD thesis, Technical University of Munich, October 2008.
- [BRE 10] Vincent Bregeault, “Quelques Contributions à la Théorie de la Commande par Modes Glissants”, Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, Décembre 2010.
- [BUS 04] S. Busquets-Monge, J. Bordonau, D. Boroyevich and S. Somavilla, “The nearest three virtual space vector PWM a modulation for the comprehensive neutral point balancing in the three-level NPC inverter”, *IEEE Power Electronics Letters*, vol. 02, no. 01, pp. 11-15, March 2004.
- [BYR 89] C. I. Byrnes, A. Isidori, “New results and examples in nonlinear feedback stabilization”, *Systems & Control Letters*, vol. 12, no. 05, pp. 437-442, June 1989.

- [CAO 12] W. Cao, B.C. Mecrow, G.J. Atkinson, J.W. Bennett and D.J. Atkinson, "Overview of electric motor technologies used for more electric aircraft (MEA)", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 09, pp. 3523-3531, September 2012.
- [CAS 98] D. Casadei, G.Serra, "Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 3, pp. 401-411, June 1998.
- [CAS 02] D. Casadei, G. Serra, A. Tani and L. Zarri, "Matrix converter modulation strategies: A new general approach based on space-vector representation of the switch state", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 02, pp. 370-381, April 2002.
- [CAS 09] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, "Optimal use of zero vectors for minimizing the output current distortion in matrix converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 02, pp. 326-336. February 2009.
- [CHA 10] H. Chaal, M. Jovanovic, "Second order sliding mode control of a dc drive with uncertain parameters and load conditions", *Proceedings of IEEE, Conference on Control and Decision*, pp. 3204-3208, 2010.
- [CHI 10] A. Chikhi, M. Djarallah, and K. Chikh, "A comparative study of field-oriented control and direct-torque control of induction motors using an adaptive flux observer", *Serbian Journal of Electrical Engineering*, vol. 07, pp. 41-55, 2010.
- [CHO 16] Y. S. Choi, H. H. Choi, and J. W. Jung, "Feedback linearization direct torque control with reduced torque and flux ripples for IPMSM drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 05, pp. 3728-3737, May 2016.
- [CHU 17] L. Chunhua, L. Yixiao, "Overview of advanced control strategies for electric machines", *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol 3, no 02, September 2017.
- [COR 99] K. A. Corzine, S. D. Sudhoff, and C. A. Whitcomb, "Performance characteristics of a cascaded two-level converter", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 03, pp. 433-439, September 1999.

-D-

- [DAN 14] Daniele Sartori, "Design, Implementation and Testing of Advanced Control Laws for Fixed-wing UAVs", PhD thesis, Polytechnic of Turin, Italian, 2014.
- [DAR 21] M. A. Darmani, S. Vaschetto, and A. Cavagnino, "Multiphysic design and modeling of rotating electrical machines", *Forty seventh Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Toronto, Canada, October 2021.
- [DE-L 10] L. De-Lillo, L. Empringham, P. W. Wheeler, S. Khwan, C. Gerada, M. N. Othman, and X. Huang, "Multiphase power converter drive for fault-tolerant machine development in aerospace applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.57, no. 02, pp. 575-583, February 2010.
- [DEO 19] L. Deori, S. Garatti, and M. Prandini, "4-d fight trajectory tracking: a receding horizon approach integrating feedback linearization and scenario optimization", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 27, no. 03, pp. 981-996, May 2019.
- [DEP 88] M. Depenbrock, "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 03, no. 04, pp. 420-429, October 1988.
- [DER 10] L. Derafa, L. Fridman, A. Benallegue, and A. Ouldali, "Super twisting control algorithm for the four rotors helicopter attitude tracking problem", *Proceedings of IEEE, Eleventh International Workshop on Variable Structure Systems*, pp. 62-67, 2010.

- [DI-G 10] S. Di-Gennaro, J. Rivera, and B. Castillo-Toledo, "Super-twisting sensorless control of permanent magnet synchronous motors", Proceedings of Forty-ninth IEEE Conference on Decision and Control, CDC 2010, pp. 4018-4023, USA, December 2010.
- [DIO 21] V. Diogo, E. A. Rui, "Modulation methods for direct and indirect matrix converters: a review", Electronics, 10, 812, 2021.
- [DI 16] W. Di, W. Xiaojie, S. Liangcheng, Y. Xibo, and X. Jiabin, "A dual three-level inverter-based open-end winding induction motor drive with averaged zero-sequence voltage elimination and neutral-point voltage balance", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 08, pp. 4783-4795, August 2016.
- [DON 94] R. W. D. Doncker, D. W. Novotny, "The universal field-oriented controller", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 01, pp. 92-100, January/February 1994.
- [DUR 16] M. J. Duran, F. Barrero, "Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines – Part II", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 01, pp. 459-468, January 2016.

-E-

- [EDW 98] Christopher Edwards, Sarah K. Spurgeon, "Sliding Mode Control: Theory and Applications", Book, CRC Press, First Edition, London, August 1998.
- [EDW 01] C. Edwards, A. Akoachere, and S. K. Spurgeon, "Sliding-mode output feedback controller design using linear matrix inequalities", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 46, no. 01, pp. 115-119, January 2001.
- [EZZ 10] M. Ezzat, J. D. Leon, N. Gonzalez, and A. Glumineau, "Sensorless speed control of permanent magnet synchronous motor by using sliding mode observer", Proceedings IEEE, Eleventh International Workshop on Variable Structure Systems, pp. 227-232, 2010.

-F-

- [FAR 84] Stanley J. Farlow, "Self-Organizing Methods in Modeling", Book, First Edition, CRC Press, Boca Raton, 1984.
- [FER 14] V. Fernao Pires, D. Foito, D. M. Sousa, "Conversion structure based on a dual T-type three-level inverter for grid connected photovoltaic applications", Proceedings of Fifth IEEE Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG) Symposium, Galway, Ireland, pp. 1-7, Jun 2014.
- [FRI 12] T. Friedli, J. W. Kolar, "Milestones in matrix converter research", IEEJ Journal of industry applications, vol. 1, no. 01, pp. 2-14, 2012.

-G-

- [GAL 10] M. I. Galicia, A. G. Loukianov, and J. Rivera, "Second order sliding mode sensorless torque regulator for induction motor", Proceedings IEEE Forty-ninth International Conference on Decision and Control, Atlanta, GA, USA, pp. 78-83, 2010.
- [GAR 08] Xavier del Toro Garcia, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", PhD thesis, Faculty of Advanced Technology, University of Glamorgan/Prifysgol Morgannwg, South Wales, January 2008.

- [GHE 08] Kaci Ghedamsi, “Contribution à la Modélisation et la Commande d’un Convertisseur Direct de Fréquence Application à la Conduite de la Machine Asynchrone”, Thèse de Doctorat, Ecole nationale polytechnique (ENP), Algérie, 2008.
- [GOD 17] Marcelo Godoy Simões, Felix Alberto Farret, “Modeling Electrical Machines”, Book, Modeling Power Electronics and Interfacing Energy Conversion Systems, Wiley-IEEE Press, First Edition, 2017.
- [GON 18] I. Gonzalez-Prieto, M. Duran, J. Aciego, C. Martin, and F. Barrero, “Model predictive control of six-phase induction motor drives using virtual voltage vectors”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 01, pp. 27–37, January 2018.
- [GRA 06] G. Grandi, A. Tani, “Analisi dei circuiti multifase con il metodo dei vettori di spazio multipli/ Analysis of multiphase circuits with the method of multiple space vectors”, CRIS Current Research Information System, vol. ET06, 2006.
- [GRU 10] François Gruson, “Modulation Naturelle Généralisée des Convertisseurs Matriciels pour la Variation de Vitesse”, Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lille, 2010.
- [GUP 10] R. K. Gupta, K. K. Mohapatra, A. Somani, and N. Mohan, “Direct-matrix-converter-based drive for a three-phase open-end-winding AC machine with advanced features”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 12, pp. 4032-4042, December 2010.
- [GYU 76] Laszlo Gyugyi, “Static Power Frequency Changers: Theory, Performance and Applications”, Book, New York: Wiley, c76, 1976.

-H-

- [HAD 04] D. Hadiouche, H. Razik and A. Rezzoug, “On the modeling and design of dual-stator windings to minimize circulating harmonic currents for VSI fed AC machines”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, no. 02, pp. 506-515, March/April 2004.
- [HAD 20] Chaabane Hadji, “Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à Double Etoile”, Thèse de Doctorat en sciences, Département de Génie Electrique, Faculté de Technologie, Université de M’sila, Algérie, 2020.
- [HAM 08] S. Hamdani, O. Touhami, and R. Ibtouen, “A generalized two axes model of a squirrel-cage induction motor for rotor fault diagnosis”, Serbian Journal of Electrical Engineering, vol. 05, no. 01, 155-170, May 2008.
- [HAM 11] M. Hamouda, H. F. Blanchette, K. Al-Haddad and F. Fnaiech, “An efficient DSP-FPGA-based real-time implementation method of SVM algorithms for an indirect matrix converter”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 11, pp. 5024-5031, November 2011.
- [HAO 21] L. Haomin, W. Zheng, X. ZhiXian, W. Xueqing, and H. Yihua, “Feedback linearization based direct torque control for IPMSMs”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 03, pp. 3135-3148, March 2021.
- [HAQ 13] R. U. Haque, A. Kowal, J. Ewanchuk, A. Knight, and J. Salmon, “PWM control of a dual inverter drive using an open-end winding induction motor”, Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 150-156, March 2013.
- [HAS 69] Kendra Hasse, “Zur Dynamik Drehzahlgeregelter Antriebe mit Stomrich-Tergespeisten Asynchron-Kurzschlusslaufermaschinen/On the Dynamics of Speed Control of Static AC Drives with Squirrel-Cage Induction Machines”, PhD thesis, TH Darmstadt, 1969.

- [HAS 21] Basri Hassrizal-Bin-Hassan, "Control Design for Space Applications", PhD Thesis, University of Sheffield, June 2021.
- [HAT 05] K. Hatua, V.T. Ranganathan, "Direct torque control schemes for split-phase induction machine", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 5, pp. 1243-1254, September/October, 2005.
- [HEL 04] L. Helle, K. B. Larsen, A. H. Jorgensen, S. Munk-Nielsen, and F. Blaabjerg, "Evaluation of modulation schemes for three-phase to three-phase matrix converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, no. 01, pp. 158-171, February 2004.
- [HOL 89] J. Holtz, U. Boelkens, "Direct frequency converter with sinusoidal line currents for speed-variable AC motors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 36, no. 04, pp. 475-479, November 1989.
- [HOL 91] J. Holtz, "Identification of machine parameters in a vector-controlled induction machine drive", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, no. 06, pp. 1111-1118, November/December 1991.
- [HOL 10] J. Holtz, N. Oikonomou, "Optimal control of a dual three-level inverter system for medium-voltage drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 03, pp. 1034-1041, May/June 2010.
- [HOR 16] M. Horch, A. Boumediene, and L. Baghli, "Nonlinear integral backstepping control for induction motor drive with adaptive speed observer using super twisting strategy", Electrotehnică, Automatică, vol. 64, no. 01, pp. 24-32, 2016.
- [HUA 06] S. J. Huang, H. Y. Chen, "Adaptive sliding controller with self-tuning fuzzy compensation for vehicle suspension control", Elsevier, Mechatronics, vol. 16, no. 10, pp. 607-622, December 2006.
- [HUB 89] L. Huber, D. Borojevic and N. Burany, "Voltage space vector based PWM control of forced commutated cycloconverters", Proceedings of IEEE Industrial Electronics Conference, pp. 106-111, 1989.
- [HUB 91] L. Huber, D. Borojevic, "Space vector modulation with unity input power factor for forced commutated cycloconverters", Proceedings of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting Conference, pp. 1032-1041, 1991.
- [HUB 92] L. Huber, D. Borojevic and N. Burany, "Analysis design and implementation of the space-vector modulator for forced-commutated cycloconverters", IEE proceedings, Part B, Electric power applications, vol. 139, no. 02, pp. 103-113, Marth 1992.
- [HUB 95] L. Huber, D. Borojevic, "Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction", IEEE Transactions on Industrial applications, vol. 31, no 06, pp. 1234-1246, November/December 1995.

-I-

- [ISI 95] Alberto Isidori "Nonlinear Control Systems", Book, Third Edition, Springer-Verlag, London, 1995.

-J-

- [JIA 18] Jianwei Zhang, "Control Strategies and Applications of Three-phase Direct Matrix Converters", PhD thesis, Faculty of Engineering and IT, University of Technology Sydney, Australia, September 2018.

- [JOH 02] K.H. Johansson, A.E. Barabanov, and K.J. Astrom, "Limit cycle with chattering in relay feedback systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 47, no. 09, pp. 1414-1423, September 2002.
- [JON 08] Larranaga Jon-Andreu, "Mejora de las Prestaciones y Protecciones del Convertidor de Potencia AC/AC Directo con Topologia Matricial / Improvement of the Performance and Protections of the Direct AC/AC Power Converter with Matrix Topology", PhD thesis, Department of Electronics and Telecommunications, University of the Basque Country, Spain, July 2008.

-K-

- [KAD 07] A. Kadir, S. Mekhilef, and H. W. Ping, "Direct torque control permanent magnet synchronous motor drive with asymmetrical multi-level inverter supply", *Proceedings of IEEE Seventh International Conference on Power Electronics (ICPE)*, pp. 1196-1201, 2007.
- [KAN 06] R. S. Kanchan, P. N. Tekwani, and K. Gopakumar, "Three-level inverter scheme with common mode voltage elimination and dc link capacitor voltage balancing for an open-end winding induction motor drive", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 06, pp. 1676-1683, November 2006.
- [KAR 09] D. Karagiannis, A. Astolfi, R. Ortega, and M. Hilaiet, "A nonlinear tracking controller for voltage-fed induction motors with uncertain load torque", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 17, no. 03, pp. 608-619, May 2009.
- [KAV 06] P. Kaveh, Y. B. Shtessel, "Blood glucose regulation in diabetics using sliding mode control techniques", *Proceedings of IEEE Thirty-eighth Southeastern Symposium on System Theory*, pp. 171-175, 2006.
- [KAZ 95] M. P. Kazmierkowski, A. B. Kasprowicz, "Improved direct torque control and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 04, pp. 344-350, August 1995.
- [KEN 15] G. Kenne, J.D. N. Nguimfack, R. F. Kuate and B.H. Fotsin, "An online simplified nonlinear controller for transient stabilization enhancement of DFIG in multi-machine power systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 60, no. 9, 2015, pp. 2464-2469, September 2015.
- [KHA 03] Mohammad Khalid-Khan, "Design and Application of Second Order Sliding Mode Control Algorithms", PhD thesis, Department of Engineering, University of Leicester, 2003.
- [KHA 07] S. A. Khajehoddin, A. Bakhshai, and P. Jain, "A sparse multilevel matrix converter based on diode-clamped topology", *Proceedings of IEEE Industry Applications Annual Meeting*, pp. 224-228, 2007.
- [KHA 19] Khalid Salim D. Alharbi, "Backstepping Control and Transformation of Multi-Input Multi-Output Affine Nonlinear Systems into a Strict Feedback Form", PhD thesis in Electrical Engineering, University of Arkansas, Fayetteville, United States, August 2019.
- [KHA 19'] S. Khadar, A. Kouzou, A. Hafafa, and A. Iqbal, "Investigation on SVM-backstepping sensorless control of five-phase open-end winding induction motor based on model reference adaptive system and parameter estimation", *Engineering Science and Technology, an International Journal*, vol. 22, no. 04, pp. 1013-1026, August 2019.
- [KHA 21] Saad Khadar, "Contribution to Control of Five Phase Induction Motor with Open End Windings in Normal and Degraded Modes", PhD thesis (D-LMD), Faculty of Science

- and Technology, Department Electrical Engineering, University of Djelfa, Algeria, 2021.
- [KHE 10] A. Khedher, M. F. Mimouni, "Sensorless-adaptive DTC of double star induction motor", *Energy Conversion and Management*, vol. 51, pp. 2878-2892, 2010.
- [KIM 03] K. S. Kim, Y. Kim, "Robust backstepping control for slew maneuver using nonlinear tracking function", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 11, no. 06, pp. 822-829, November 2003.
- [KIR 16] S. Kiran-Aher, A. G. Thosar, "Modeling and simulation of five phase induction motor using MATLAB/Simulink", *International Journal of Engineering Research and Applications*, vol. 6, no. 05, pp. 1-8, 2016.
- [KLU 02] C. Klumpner, F. Blaaberg, "A new cost-effective multi-drive solution based on a two-stage direct power electronic conversion topology", *Proceedings of IEEE Industry Applications Conference*, vol. 01, pp. 444-452, October 2002.
- [KLU 04] C. Klumpner, F. Blaabjerg, "Short term braking capability during power interruptions for integrated matrix converter-motor drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no 02, pp. 303-311, March 2004.
- [KLU 05] C. Klumpner, F. Blaabjerg, "Modulation method for a multiple drive system based on a two-stage direct power conversion topology with reduced input current ripple", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 04, pp. 922-929, July 2005.
- [KOK 89] P. V. Kokotovic, H. J. Sussmann, "A positive real condition for global stabilization of nonlinear systems", *Systems & Control Letters*, vol. 13, no. 02, pp. 125-133, August 1989.
- [KOK 92] P. V. Kokotovic, "The joy of feedback: nonlinear and adaptive", *IEEE Control Systems*, vol. 12, no. 03, pp. 07-17, June 1992.
- [KOL 02] J.W. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister and H. Ertl, "Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter", *Proceedings of Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 02, pp. 777-791, March 2002.
- [KOL 11] J. W. Kolar, T. Friedli, J. Rodriguez, and P. W. Wheeler, "Review of three-phase PWM AC-AC converter topologies", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 11, pp. 4988-5006, November 2011.
- [KOW 14] Teresa Orłowska-Kowalska, Frede Blaabjerg, José Rodríguez, "Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives", Book, Springer International Publishing Switzerland, 2014.
- [KRI 91] R. Krishnan, A. S. Bharadwaj, "A review of parameter sensitivity and adaptation in indirect vector-controlled induction motor drive system", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 04, pp. 695-703, October 1991.
- [KRS 95] Miroslav Krstic, Ioannis Kanellakopoulos, Petar V. Kokotovic, "Nonlinear and Adaptive Control Design", Book, First Edition, Wiley, John Wiley and Sons, New York, 1995.

-L-

- [LAI 96] J.S. Lai, F. Z. Peng, "Multilevel converters-a new breed of power converters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 03, pp. 509-517, May/June 1996.
- [LAS 17] C. Lascu, S. Jafarzadeh, M. S. Fadali, and F. Blaabjerg, "Direct torque control with feedback linearization for induction motor drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2072-2080, March 2017.

- [LAZ 19] Mohamed Haithem Lazreg, “Elaboration de Différentes Stratégies d’Observation pour la Commande de la Machine Asynchrone à Double Etoile”, Thèse de Doctorat 3^{ème} Cycle, Département d’Electrotechnique, Faculté de Génie Electrique, Université de Sidi-Bel-Abbès, Algérie, 2019.
- [LEE 07] H. Lee, V. I. Utkin, “Chattering suppression methods in sliding mode control systems”, *Annual Reviews in Control*, vol. 31, pp. 179-188, 2007.
- [LEV 87] Arie Levant, “Higher Order Sliding Modes and Their Application for Controlling Uncertain Processes”, PhD theses, Institute for System Studies of the USSR Academy of Science, Moscow, 1987.
- [LEV 93] A. Levant, “Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control”, *International Journal of Control*, vol. 58, no. 06, pp. 1247-1263, 1993.
- [LEV 03] A. Levant, “Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control”, *International Journal of Control*, vol. 76, no. 09-10, pp. 924-941, 2003.
- [LEV 08] E. Levi, “Multiphase electric machines for variable-speed applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 05, pp. 1893-1909, May 2008.
- [LIU 14] J. Liu, L. Huang, H. Yu, C. Wen and W. Zhong, “Study on the characteristics of a novel six-phase fault-torrent linear permanent magnet machine for linear oil pumping”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 24, no. 03, pp. 1-5, June 2014.
- [LOH 08] P. C. Loh, F. Blaabjerg, F. Gao, A. Baby and D. A. C. Tan, “Pulse width modulation of neutral-point-clamped indirect matrix converter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 06, pp. 1805-1814, December 2008.
- [LOU 04] Jean-Paul Louis, “Modélisation des Machines Electrique en Vue de leur Commande”, Livre, Traité EGEM, Série Génie Electrique, Lavoisier, 2004.

-M-

- [MAR 18] Mario Bermúdez Guzmán, “Novel Control Techniques in Multiphase Drives : Direct Control Methods (DTC and MPC) Under Limit Situations”, Doctorat ParisTech, l’École Nationale Supérieure d’Arts et Métiers, Paris, France, Décembre 2018.
- [MAT 01] Marco Matteini, “Control Techniques for Matrix Converter Adjustable Speed Drives”, PhD thesis, Department of Electrical Engineering, University of Bologna, 2001.
- [MAT 13] J. Mathew, P. P. Rajeevan, K. Mathew, N. A. Azeez, and K. Gopakumar, “A multilevel inverter scheme with dodecagonal voltage space vectors based on flying capacitor topology for induction motor drives”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 01, pp. 516-525, January 2013.
- [MEH 10] Fateh Mehazzem, “Contribution à la Commande d’un Moteur Asynchrone Destiné à la Traction Electrique”, Thèse de doctorat en cotutelle, Doctorat en Sciences, Université de Paris-Est. France, Université de Constantine, Algérie, 2010.
- [MEN 09] Lee Meng-Yeong, “Three-Level Neutral-Point-Clamped Matrix Converter Topology”, PhD thesis, University of Nottingham, March 2009.
- [MER 04] María Mercedes Pérez de la Parte, “Control Predictivo con Modos Deslizantes/ Predictive Control with Sliding Modes”, PhD thesis, Higher School of Engineers, University of Sevilla, Spain, June 2004.
- [MIE 20] Mieczysław Chodunaj, Paweł Szczesniak and Jacek Kaniewski, “Mathematical modeling of current source matrix converter with Venturini and SVM”, *Electronics*, 9, 558, 2020.

- [MOH 06] K. K. Mohapatra, N. Mohan, "Open-end winding induction motor driven with matrix converter for common-mode elimination", IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), pp. 01-06, December 2006.
- [MUH 12] Muhammad Rafiq, "Higher Order Sliding Mode Control Based SR Motor Control System Design", PhD thesis, Department of Electronic Engineering, Faculty of Engineering, University of Mohammad Ali Jinnah, Islamabad, June 2012.

-N-

- [NAB 81] A. Nabae, I. Takahasai and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter", IEEE Transactions in Industry Applications, vol. IA – 17, no 05, pp. 518-523, September/October 1981.
- [NAI 16] V. N. Naik, A. Panda, and S. P. Singh, "A three-level fuzzy-2 DTC of induction motor drive using SVPWM", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 03, pp. 1467-1479, March 2016.
- [NIE 96] Peter Nielsen, "The Matrix Converter for an Induction Motor Drive", PhD thesis, Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark, 1996.
- [NOG 97] T. Noguchi, S. Kondo, and I. Takahashi, "Field oriented control of an induction motor with robust on-line tuning of its parameters", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no. 01, pp. 35-42, January/February 1997.
- [NUR 17] Nurul Ain Mohd Said, "Control Strategies for Dual Inverter-Fed Open-End Winding PM Machines with Nonsinusoidal Back EMFs", PhD thesis, School of Electrical Engineering and Telecommunications, Faculty of Engineering, University of New South Wales, March 2017.

-O-

- [OZT 08] Salih-Baris Ozturk, "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors with Non-Sinusoidal Back-EMF", PhD thesis, University of Texas A&M, May 2008.

-P-

- [PAD 12] Padmanaban Sanjeevikumar, "Analysis and Implementation of Multiphase-Multilevel Inverter for Open-Winding Loads", PhD thesis, Department of Electrical Engineering, Almamater Studiorum, University of Bologna, Italy, March 2012.
- [PAN 17] J. K. Pandit, M. V. Aware, R. V. Nemade, and E. Levi, "Direct torque control scheme for a six-phase induction motor with reduced torque ripple", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 09, pp. 7118-7129, September 2017.
- [PAR 05] L. Parsa, "On Advantages of Multi-Phase Machines", Thirty first Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp. 1574-1579, November 2005.
- [PER 02] Wilfrid Perruquetti, Jian Pierre Barbot, "Sliding Mode Control in Engineering, Automation and Control Series", Book, Eleventh book, Kindle Edition, 2002.
- [PON 98] P. Ponce, J. Rodriguez, "Simulation del control vectorial de un motor de induction/ Simulation of the vectorial control of an induction motor", IEEE RVP, Acapulco, Mexico, 1998.
- [PRI 20] M. Priestley, M. Farshadnia, and J. E. Fletcher, "FOC transformation for single open-phase faults in the five-phase open-end winding topology", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 02, pp. 842-851, February 2020.

- [PUJ 00] Antoni Arias Pujol, “Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors”, PhD thesis, Polytechnic University of Catalonia, Terrassa, 2000.

-Q-

- [QAI 09] S. H. Qaiser, A. I. Bhatti, M. Iqbal, R. Samar, and J. Qadir, “Model validation and higher order sliding mode controller design for a research reactor”, *Annal of Nuclear Energy*, vol. 36, pp. 37-45, 2009.

-R-

- [RAH 19] K. Rahman, A. Iqbal, M. A. Al-Hitmi, O. Dordevic, and S. Ahmad, “Performance analysis of a three-to-five phase dual matrix converter based on space vector pulse width modulation”, *IEEE Access*, vol. 07, pp. 12307-12318, January 2019.
- [RAS 88] Muhammad H. Rashid, “Power Electronics Circuits, Devices, and Applications”, Book, Second Edition, Englewood Cliffs, New Jersey, 1988.
- [RAS 05] M. Rashed, K. B. Goh, M. W. Dunnigan, P. F. A. Mac-Connell, A. F. Stronach, and B. W. Williams, “Sensorless second-order sliding-mode speed control of a voltage-fed induction-motor drive using nonlinear state feedback”, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 152, no. 05, pp. 1127-1136, September 2005.
- [REZ 14] C. M. S. Reza, M. D. Islam, and S. Mekhilef, “A review of reliable and energy efficient direct torque-controlled induction motor drives”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 37, pp. 919-932, 2014.
- [REZ 15] Mohamed Mounir Rezaoui, “Modélisation et Commande d'un Convertisseur Matriciel Direct [3xn] Alimentant une Machine Asynchrone Polyphasée”, Thèse de Doctorat en Sciences, Ecole Nationale Polytechnique (ENP), Algérie, 2015.
- [RIE 16] J. Riedemann, J. C. Clare, P. W. Wheeler, R. Blasco-Gimenez, M. Rivera, and R. Pena, “Open-end winding induction machine fed by a dual-output indirect matrix converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 07, pp. 4118-4128, July 2016.
- [ROB 03] P.A. Robson, K.J. Bradley, P. W. Wheeler, J. C. Clare, L. de Lillo, C. Gerada, S.J. Pickering, D. Lampard, C.K. Goh, G. Towers and C. Whitley, “The impact of matrix converter technology on motor design for an integrated flight control surface actuation system”, *Proceedings of International Electric Machines and Drives Conference*, vol. 02, pp. 1321-1327, June 2003.
- [ROD 09] J. Rodriguez, L. G. Franquelo, S. Kouro, J. I. Leon, R. C. Portillo, M. M. Prats, and M. A. Perez, “Multilevel converters: an enabling technology for high-power applications”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1786-1817, November 2009.
- [ROD 12] J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar, and P. W. Wheeler, “A review of control and modulation methods for matrix converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 01, pp. 58-70, January 2012.
- [ROY 91] G. Roy, G.E. April, “Direct frequency changer operation under a new scalar control algorithm”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 01, pp. 100-107, January 1991.
- [RUB 20] Rubén Molina Llorente, “Practical Control of Electric Machines Model-Based Design and Simulation”, Book, Part of the book series: *Advances in Industrial Control (AIC)*, Springer, 2020.

-S-

- [SAB 90] A. Saberi, P. V. Kokotovic, and H. J. Sussmann, "Global stabilization of partially linear composite systems", *SIAM Journal of Control and Optimization*, vol. 28, no. 06, pp. 1491-1503, 1990.
- [SAB 14] H. Saberi, M. Sabahi, M.B. B. Sharifian, and M. Feyzi "Improved sensorless direct torque control method using adaptive flux observer", *IET Power Electronics*, vol. 07, no. 07, pp. 1675-1684, 2014.
- [SAB 17] K. Saber, G. Soufien, M. Abdellatif, and M. F.Mimouni, "Implementation on the FPGA of DTC-SVM based proportional integral and sliding mode controllers of an induction motor: a comparative study", *Journal of Circuits, Systems, and Computers*, vol. 26, no. 03, pp. 01-32, 2017.
- [SAH 18] Khaled Sahraoui, "Contribution of Artificial Intelligence Techniques to Control the Dual Star Asynchronous Motor without Rotary Transducer", PhD thesis in Electrical Engineering, Faculty of Technology, Department of Electrical Engineering, University of Laghouat, Algeria, December 2018.
- [SAN 12] Sanjoy Mondal, "Adaptive Second Order Sliding Mode Control Strategies for Uncertain Systems", PhD thesis, Department of Electronics and Electrical Engineering, Indian Institute of Technology Guwahati, Guwahati - 781 039, India. July 2012.
- [SAR 18] Mani Saravanan "An Investigation on Indirect Matrix Converters Using Space Vector Modulation", PhD thesis, Faculty of Electrical Engineering, Anna University, Chennai 600 025, September 2018.
- [SCU 10] F. Scuiller, J. F. Charpentier, and E. Semail, "Multi-star multi-phase winding for a high-power naval propulsion machine with low ripple torques and high fault tolerant ability", *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 01-05, 2010.
- [SEK 08] K.C. Sekhar, G.T. Ram-Das, "Multilevel voltage space phasor generation for an open-end winding induction motor drive", *International journal of electrical and electronics research*, vol. 01, pp. 01-10, June 2008.
- [SEL 21] M. Sellah, A. Kouzou, M. Mohamed-Seghir, M. M. Rezaoui, R. Kennel, and M. Abdelrahem, "Improved DTC-SVM based on input-output feedback linearization technique applied on DOEWIM powered by two dual indirect matrix converters", *Energies*, 14, 5625, September 2021.
- [SEL 22] M. Sellah, A. Kouzou, M. M. Rezaoui, "Investigation of SVPWM based sliding mode control application on dual-star induction motor and dual open-end winding induction motor", *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, vol 66, no. 01, pp. 80-98, 2022.
- [SHA 17] Chowdhury Shajjad, "A Multilevel Converter with a Floating Bridge for Open-Ended Winding Motor Drive Application", PhD thesis, Department of Electrical and Electronic Engineering, University of Nottingham, United Kingdom, China-Malaysia, January 2017.
- [SIN 05] G.K. Singh, K. Nam and S.K. Lim, "A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 04, pp. 1177-1184, August 2005.
- [SIN 11] G.K. Singh, "Modeling and analysis of six-phase synchronous generator for stand-alone renewable energy generation", *Energy*, vol. 36, no. 09, pp. 5621-5631, September 2011.
- [SLO 84] J-J. E. Slotine, "Sliding controller design for non-linear systems", *International Journal of Control*, vol. 40, no. 02, pp. 421-434, 1984.

- [SOM 01] V. T. Somasekhar, K. K. Mohapatra, K. Gopakumar and L. Umanand and S. K. Sinha, "A multi-level space phasor based PWM strategy for an open-end winding induction motor drive using two inverters with different DC link voltages", Proceedings of Fourth IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 01, pp. 169 -175, October 2001.
- [SON 89] E. D. Sontag, H. J. Sussmann, "Further comments on the stabilizability of the angular velocity of a rigid body", Systems & Control Letters, vol. 12, no. 03, pp. 213-217, April 1989.
- [SON 10] Lars Sonneveldt, "Adaptive Backstepping Flight Control for Modern Fighter Aircraft", PhD thesis, Delft University of Technology, 2010.
- [SUB 16] B. Subhadeep, M. Diego, J. Géza, C. Jean-Marc, and X. Jianhong, "A dual three-level T-NPC inverter for high-power traction applications", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 4, no. 02, pp. 668-678, June 2016.
- [STE 94] J. Stephan, M. Bodson, and J. Chiasson, "Real time estimation of the parameters and fluxes of induction motors", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 03, pp. 746-759, May/June 1994.
- [SUN 14] R. Sundram, B.J. Auzani, L. V. R. Logan Raj, A. S. Mohamed and A.K. Kasrul, "Improved performance of DTC for 5-phase induction machine using open-end topology", Energy Conversion (CENCON), IEEE Conference, Johor Bahru, Malaysia, December 2014.
- [SZC 13] Pawel Szczesniak, "Three-Phase AC-AC Power Converters Based on Matrix Converter Topology", Chapter, Springer, London, pp. 17-86, 2013.

-T-

- [TAK 85] M. Takayoshi-Matsuo, A. L Thomas, "A rotor parameter identification scheme for vector-controlled induction motor drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, no. 03, pp. 624-632, May 1985.
- [TAK 86] I. Takahashi, T. Noguchi, "A new quick response and High efficiency control strategy of an induction motor", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, no. 05, pp. 820-827, September/October 1986,
- [TAK 98] I. Takahashi, Y. Ohmori, "High-performance direct torque control of induction motor", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, no. 02, pp. 257-264, March/April 1998.
- [TIA 14] B. Tian, Z. Zhang, and T. A. Lipo, "Investigation of dual-inverter-fed drives for permanent magnet synchronous motor with winding switching", Fortieth Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp. 709-714, October/November 2014.
- [TOU 08] Riad Toufouti, "Contribution à la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat en sciences, Département d'électrotechnique, Faculté des Sciences de l'ingénieur, Université de Constantine, Algérie, Juin 2008.
- [TSI 89] J. Tsinias, "Sufficient Lyapunov-like conditions for stabilization", Mathematics of Control, Signals and Systems, vol. 02, no. 04, pp. 343-357, 1989.

-U-

- [UDD 12] M. Uddin, M. Hafeez, "FLC-based DTC scheme to improve the dynamic performance of an IM drive", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 02, pp. 823-831, March/April 2012.

- [UTK 77] V. I. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes", IEEE Transactions on Automatic control, vol. 22, no. 02, pp. 212-222, April 1977.
- [UTK 93] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electrical drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 40, no. 01, pp. 23-36, February 1993.
- [UTK 09] Vadim Utkin, Frank L. Lewis, Juergen Guldner, Shuzhi Sam Ge, and Jingxin Shi, "Sliding Mode Control in Electromechanical Systems", Book, Second Edition, Boca Raton, CRC Press, 2009.

-V-

- [VAN 19] V. Van-Huynh, T. D. Nguyen, V. T. Dao, and Q. H. Tran, "An efficient carrier-based modulation strategy for five-leg indirect matrix converters to drive open-end loads with zero common-mode voltage", Electric Power Components and Systems, vol. 47, no. 14-15, pp.1303–1315, December 2019.

-W-

- [WEI 01] L. Wei, T.A. Lipo, "A novel matrix converter topology with simple commutation", Proceedings of IEEE Industry Applications Conference, Thirty-sixth IAS Annual Meeting, vol. 03, pp. 1749-1754, September/October 2001.
- [WHE 08] P. W. Wheeler, P. Zanchetta, J. C. Clare, L. Empringham, M. Bland and D. Katsis, "A utility power supply based on a four-output leg matrix converter", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44, no. 1, pp. 174-186, Jan-Feb. 2008.
- [WIL 02] Wilfrid Perruquetti, Jean Pierre Barbot, "Sliding Mode Control in Engineering", Book, CRC Press, January 2002.

-Y-

- [YAY 91] Fu Yayuan, "Commande Découplées et Adaptatives des Machines Asynchrones Triphasées", Thèse de doctorat, Université Montpellier II, France, 1991.
- [YAZ 08] R. Yazdanpanah, J. Soltani, and G. R. Arab-Markadeh, "Nonlinear torque and stator flux controller for induction motor drive based on adaptive input-output feedback linearization and sliding mode control", Energy Conversion and Management, vol. 49, no. 04, pp. 541-550, 2008.
- [YON 97] L. Yongdong, S. Jianwen, and S. Baojun, "Direct torque control of induction motor for low-speed drives considering discrete effects of control and dead time of inverter", Proceedings of IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting, vol. 01, pp. 781-788, October 1997.
- [YOO 14] Y.D. Yoon, S.K. Sul, "Sensorless control for induction machines based on square-wave voltage injection", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 07, pp. 3637-3645, July 2014.
- [YUA 16] Ren Yuan, "Direct Torque Control of Dual Three-phase Permanent Magnet Synchronous Machine Drives", PhD thesis, Department of Electronic and Electrical Engineering, University of Sheffield, February 2016.

-Z-

- [ZAA 16] A. Zaafour, C. Regaya, H. Azza and A. Châari, "DSP-based adaptive backstepping using the tracking errors for high-performance sensorless speed control of induction motor drive", ISA Transactions, vol. 60, pp. 333-347, January 2016.

- [ZHA 10] Z. Zhang, R. Tang, B. Bai and D. Xie, “Novel direct torque control based on space vector modulation with adaptive stator flux observer for induction motors”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 08, pp. 3133-3136, August 2010.
- [ZHA 16] 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*, vol. 31, no. 10, pp. 7112-7122, October 2016.
- [ZHE 19] L. Zheng, H. Quanrui, G. Feng, W. Linlin, and G. Minyuan, “Nonlinear decoupling control of two terminal MMC-HVDC based on feedback linearization”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 34, no. 01, pp. 376-386, February 2019.
- [ZHO 17] Y. Zhonggang, L. Guoyin, Z. Yanqing, L. Jing, S. Xiangdong, and Z. Yanru, “A speed and flux observer of induction motor based on extended Kalman filter and Markov chain”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 09, pp. 7096-7117, September 2017.
- [ZIO 85] P. D. Ziogas, S. I. Khan, and M. H. Rashid, “Some improved forced commutated cycloconverter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 05, pp. 1242-1253, September/October 1985.
- [ZIO 86] P. D. Ziogas, S. I. Khan, and M. H. Rashid, “Analysis and design of forced commutated cycloconverter structures with improved transfer characteristics”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE-33, no. 03, pp. 271-280, August 1986.