

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE DE BATNA 2
Faculté de Technologie



Thèse

Présentée pour obtenir le diplôme de
DOCTORAT En SCIENCES En ELECTROTECHNIQUE

Présenté par

DJAGHDALI LAKHDAR

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique – Université de Batna 2
Magister en Electrotechnique – Université de Biskra

**CONTRIBUTION A LA COMMANDE PREDICTIVE
DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE À
INDUCTION**

Soutenu le : 03 / 12 / 2016

Devant le Jury composé de :

| | | | |
|------------------------------|---------------------------|---------------|---------------|
| Dr. ABDESSEMED Rachid | Professeur | Univ. Batna 2 | Président |
| Dr. BELKACEM Sebti | Maitre de Conférences –A- | Univ. Batna 2 | Rapporteur |
| Dr. NACERI Farid | Professeur | Univ. Batna 2 | Co-Rapporteur |
| Dr. RAHEM Djamel | Professeur | Univ. O.E.B | Examineur |
| Dr. DIB Abderrahmane | Maitre de Conférences –A- | Univ. O.E.B | Examineur |
| Dr. CHAIBA Azzeddine | Maitre de Conférences –A- | Univ. Sétif 1 | Examineur |

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans cette thèse ont été totalement effectués en Algérie, au sein du Laboratoire d'électrotechnique Batna (**LEB**), du Département du génie électrique de l'université de Batna 2.

Tout d'abord, je ne saurais débiter ces remerciements, sans m'adresser à mes directeurs de thèse, en l'occurrence Messieurs **SEBTI Belkacem** Maître de Conférences au Département de Génie Electrique de l'université de Batna 2, et **NACERI Farid** Professeur au Département de Génie Electrique de l'université de Batna 2, qui ont bien voulu prendre en charge la direction scientifique de mon travail. Leurs conseils judicieux et leurs encouragements m'ont beaucoup aidé pour l'aboutissement de ces travaux. Qu'ils trouvent ici, l'expression de ma profonde gratitude.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à Monsieur **ABDESSEMED Rachid** Professeur au Département de Génie Electrique de l'université de Batna 2 me fait le grand bonheur de présider le jury d'examen de ma thèse. Je l'en remercie profondément, mais, aussi pour sa disponibilité, ses conseils précieux émanant de sa longue expérience, ses encouragements et pour toute la bienveillance qu'il a eue à mon égard.

Je tiens à exprimer mes chaleureux remerciements et toute ma gratitude à monsieur **RAHEM Djamel** Professeur au Département de Génie Electrique de l'université d'Oum El bouaghi, pour l'intérêt qu'il a témoigné à l'égard de mon travail et pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de faire partie du jury d'examen.

J'adresse l'expression sincère de mes vifs remerciements à monsieur **DIB Abderrahmane** Maître de Conférences au Département de Génie Electrique de l'université d'Oum El bouaghi, pour son intérêt et pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'examiner ces travaux.

Je suis très reconnaissant à monsieur **CHAIBA Azzeddine** Maître de Conférences au Département de Génie Electrique de l'université Setif 1, pour l'intérêt qu'il a porté ce travail en acceptant de faire partie de l' honorable jury d'examen.

A toutes les personnes, qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail. Je n'oublierai pas de remercier l'ensemble des enseignants du département de Génie Electrique de l'université de Batna 2, qui m'ont considérés comme un de leurs collègues plutôt qu'un de leurs étudiants et qui m'ont témoigné une grande sympathie.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de mes enseignants, qui sont à l'origine de tout mon savoir.

Je dédie tout particulièrement ce travail à mes parents les plus chers que Dieu les garde pour moi et à toute ma famille, qu'ils trouvent en cette thèse le modeste témoignage de ma profonde reconnaissance.

Je remercie Dieu le tout puissant de m'avoir donnée courage, patience Et force durant toutes ces années d'étude.

Djaghdali Lakhdar

الخلاصة: إن تكنولوجيا الآلات اللائزمانية تفتح آفاقا جديدة في العديد من المجالات الصناعية، التي تقدر بشكل رئيسي، هيكلها الميكانيكي البسيط، ومتانتها وبتكلفتها المنخفضة. لكن سلوكها ديناميكي معقدة للغاية (نظام غير خطي متغير) يجعل أمرها معقد يتطلب خوارزميات تحكم معقدة. ومع تقدم إلكترونيات الاستطاعة، فيما يتعلق ظهور صمامات سريعة التحويل، تسبب ذلك تغييرات كبيرة في تصميم أنظمة التحكم / السيطرة. وقد شجع هذا التطور ظهور استراتيجيات مختلفة من التحكم نذكر منها : تحكم شعاعي، DTC، اللاخطي والتحكم التنبؤي... إلخ. إن السيطرة المباشرة على عزم الدوران " DTC "، تستند إلى اتجاه تدفق الجزء الثابت من الآلة، هي واحدة من الطرق التي أدخلها العالم DEPENBROCK تحت مصطلح "DSC". هذا النوع من التحكم قديم كبدل للتحكم الشعاعي الذي يوجه تدفق الجزء الثابت من الآلة، والذي هذا الأخير لديه عيوب رئيسية تتمثل في حساسية نسبية في تغيرات وسائط الآلة. الغرض من هذه الرسالة في المقام الأول هو تقديم عدد وافر من بدائل تكنولوجيا التحكم DTC، بهدف تحسين أداء DTC الكلاسيكية خصوصا يتمكن من التباين في وتيرة التحويل (la commutation) و تخفيض تموج عزم الدوران والتدفق الشعاعي للجزء الثابت من الآلة (Le flux statorique)، ثم تنفيذ قانون التحكم التنبؤي على أساس خطية المداخل والمخارج التي لها أداء عالي طبقاً على الآلة اللائزمانية. أظهرت نتائج الإستراتيجية المقترحة كفاءة وأداء ديناميكي جيد.

كلمات مفتاحية: الآلة اللائزمانية، مراقبة: DTC، DTC SVM، تحكم لخطي، تحكم تنبؤي، فلتر كلمان، الملاحظ التكيفي.

Abstract: The induction machine technology offers new perspectives in many industrial fields, mainly that values its simple mechanical structure, robustness and low cost. However its dynamic behavior is very complex (multi variable nonlinear system strongly coupled) makes his order is complicated requires complex control algorithms.

With the advancement of power electronics, related to the appearance of fast components switches, caused significant changes in the design of control systems. This development has encouraged the emergence of different strategies of control: vector control, the Direct Torque Control (DTC) and nonlinear predictive control etc...

The DTC, based on the orientation of the stator flux, is one of the methods introduced by DEPENBROCK "DSC" under the terminology "Direct Self Control." This type of control has been presented as an alternative to the vector control by stator flux orientation, which has the major disadvantage of being relatively sensitive to changes in machine parameters. The purpose of this thesis in the first place is to present a multitude of control technology alternatives to DTC, the aim of improving the performance of the classical DTC especially the mastery of the variation of the switching frequency and reduced torque ripple and flow; then the implementation of a predictive control law based on the input-output linearization characterized by high performances. Results demonstrate the efficiency and dynamic performances of the proposed strategy.

Keywords: Asynchronous machine, control DTC, DTC-SVM, nonlinear control, predictive control, kalman filter, adaptatif observer.

Résumé: La machine asynchrone offre de nouvelle perspective technologique dans de nombreux domaines industriels, où l'on apprécie principalement sa simple structure mécanique, sa robustesse et son faible coût. Cependant son comportement dynamique est très complexe (système non linéaire multi variables fortement couplées) ce qui rend sa commande compliquée en exigeant des algorithmes de contrôle complexes.

Avec les progrès de l'électronique de puissance, liés à l'apparition des composants interrupteurs rapides, a provoqué des changements importants dans la conception des systèmes de commande/régulation. Ce développement a favorisé l'émergence de différentes stratégies de commandes : Commande vectorielle, DTC, non linéaire et commande prédictive... etc.

Le contrôle direct de couple DTC " Directe Torque Control " , basé sur l'orientation du flux statorique, est l'une des méthodes introduite par DEPENBROCK sous la terminologie DSC "Direct Self Control". Ce type de commande a été présenté comme une alternative à la commande vectorielle par orientation de flux statorique, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine.

Le but de ce travail dans un premier lieu, est de présenter une multitude de techniques de commande alternatives à la commande DTC, dans l'objectif d'améliorer les performances de la DTC. Surtout la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux. Puis la mise en œuvre d'une loi de commande prédictive basée sur la linéarisation entrée-sortie caractérisée par des performances élevées.

les résultats obtenus démontrent l'efficacité et les performances dynamiques de la stratégie proposée.

Mots clés: Machine asynchrone, Commande DTC, commande DTC-SVM, commande non linéaire, commande prédictive, Filtre de Kalman, observateur adaptatif.

Travaux de recherche

Les résultats des travaux scientifiques relatifs à la thèse, ont fait l'objet de plusieurs publications et communications internationales.

A. Publications internationales

1. L. Djaghdali, S. Belkacem, and F. Naceri. "REDUCING OF TORQUE AND FLUX RIPPLES IN DTC OF IM BASED ON PREDICTIVE CONTROL", *journal of Electrical Engineering*. Vol 16, Issue 01, March 2016 (<http://www.jee.ro>).
2. L. Djaghdali, S. Belkacem, and F. Naceri « HIGH PERFORMANCE SPEED OF THE INDUCTION MOTOR DRIVES BY THE PREDICTIVE CONTROL USING SPACE VECTOR MODULATION ». *International Journal of Development Research* Vol. 5, Issue, 06, pp. 4645-4654, June, 2015. (<http://www.journalijdr.com>).
3. L. Djaghdali, F. Naceri and S. Belkacem « A NOVEL DTC-SVM ASSOCIATED WITH THE CALCULATION OF PI REGULATOR OF THE INDUCTION MACHINE ». *Asian Journal of Science and Technology*. Vol. 6, Issue 04, pp. 1241-1247, April, 2015. (<http://www.journalajst.com>).
4. L. Djaghdali, F. Naceri and S. Belkacem « Comparison of the Performance Speed of the Induction Motor Drives by the Predictive Control and PI Regulator, Using Space Vector Modulation » *Journal of Advanced Research in Science and Technology*. Vol. 1, Issue 02. pp 107-119; 2014. (<http://www.jarst.info/index.php/JARST>).

B. Publications nationale

1. L. Djaghdali, F. Naceri and S. Belkacem. « Performance Evaluation of Model Predictive Direct Torque Control of Induction Machine Based on input-output linearization » *Revue des Sciences et de la Technologie – RST*. Volume 6 N°1 / janvier 2015; pp. 25-34. (<http://www.revues.univ-batna.dz/rst2/index.php/presentation>).

C. Communication internationales

1. L. Djaghdali, F. Naceri and S. Belkacem "Predictive Direct Torque Control for Flux and Torque Ripple Reduction of Induction Machine" *8th Conference on Electrical Engineering, November 16-17th, 2014; Batna, Algeria*.
2. L. Djaghdali, F. Naceri and S. Belkacem "Contribution the Predictive Control on the Minimization of the chattering the Torque and the Stator Flux of the Induction Machine" *Second International Conference on Electrical Engineering and Control Applications ICEECA'2014; November 18-20th, 2014; Constantine, Algeria*.
3. L. Djaghdali, S. Belkacem, and F. Naceri « Comparative study performance of Direct Torque Control and Predictive Torque Control of Induction Machine ». "Accepted for" *International Conference on Control Automation and Diagnosis (ICCAD'17), January 19-21th, 2017; Hammamet, Tunisia*.

Table des matières

| | |
|-----------------------------------|----------|
| Table des matières | i |
| Nomenclature et abréviation | vii |
| Liste des Figures..... | ix |
| Liste des Tables..... | xiii |
| INTRODUCTION GENERALE..... | 1 |
| Objectif de la Thèse..... | 2 |
| Structure de la Thèse..... | 3 |

Chapitre I : Etat de l'art

| | |
|---|-----------|
| I. 1 Introduction..... | 5 |
| I. 2 Conclusion de l'état de l'art | 15 |

Chapitre II Modélisation de l'ensemble MAS -Convertisseur Statique

| | |
|--|-----------|
| II .1 Introduction..... | 16 |
| II.2. Modélisation de la machine asynchrone | 17 |
| II.2.1 Présentation de la machine..... | 16 |
| II.2.2 Les hypothèses simplificatrices | 17 |
| II.2.3. Modèle dynamique de la machine asynchrone..... | 17 |
| II.2.4 Equations électriques | 18 |
| II.2.5 Equations magnétiques..... | 19 |
| II.2.6 Transformation de Park..... | 20 |
| II.3 Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone triphasée | 21 |
| II.3.1 Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q..... | 21 |
| II.3.2 Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q | 22 |
| II.4 Choix du repère de référence | 23 |
| II .5 Expressions du couple électromagnétique et de la puissance..... | 24 |

| | |
|---|-----------|
| II.5.2 Equation du mouvement | 25 |
| II.6 Mise sous forme d'équations d'état..... | 25 |
| II.7 Modélisation de l'alimentation de la machine | 26 |
| II .7. 1 Modélisation du redresseur triphasée double alternance à diodes | 27 |
| II.7.2 Modélisation du filtre | 28 |
| II.7.3 Modélisation de l'onduleur de tension..... | 29 |
| II.8 Commande de l'onduleur de tension | 31 |
| II.8.1 La technique de commande par hystérésis | 32 |
| II.8.2 La technique de commande par MLI..... | 33 |
| II.9.1 Tests de simulation (onduleur commandé par La technique d'hystérésis)..... | 34 |
| II.9.2 Tests de simulation (onduleur commandé par La technique à MLI)..... | 37 |
| II.10 Conclusion | 41 |

Chapitre III

Commande directe du couple de la machine à induction

| | |
|---|-----------|
| III-1 : Introduction | 42 |
| III.2 Principe du contrôle direct de couple | 42 |
| III.3 Principes généraux du contrôle vectoriel de couple | 43 |
| III-4 principes du contrôle du flux statorique | 44 |
| III-5 choix du vecteur de tension..... | 46 |
| III-6 les estimateurs | 47 |
| III-6 -1 Estimation du flux statorique..... | 47 |
| III-6-2 Estimation de couple électromagnétique..... | 48 |
| III-7 Elaboration du vecteur de commande | 48 |
| III-7-1 Elaboration du contrôleur de flux | 48 |
| III-7-2 Elaboration de contrôleur de couple | 49 |
| III-7-2-1 Contrôleur de couple à deux niveaux | 49 |
| III-7-2-2 Contrôleur de couple à trois niveaux | 49 |
| III-8 Elaboration de la table de commutation | 50 |
| III-8-1 stratégie de commutation dans la DTC | 50 |
| III-8-2 table de commutation fonctionnement à quatre quadrants | 50 |
| III-9 structure générale de contrôle du couple | 51 |

| | |
|--|-----------|
| III-9-1 Le choix de la largeur des bandes d'hystérésis | 52 |
| III-10 résultats de simulation | 53 |
| III-10-1 Démarrage à vide | 53 |
| III-10-2 introduction d'un couple de charge | 55 |
| III-10-3 Test avec couple de charge variable (avec boucle de vitesse) | 57 |
| III-10-4 Test avec inversion de sens de rotation | 58 |
| III-11 la Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques | 59 |
| III-11-1 test pour la variation de la résistance statorique: | 60 |
| III-11-2 test pour faible vitesse de rotation | 61 |
| III-12 Amélioration des performances du DTC | 62 |
| III-12-1 La commande DTC modifiée (amélioration dans les faibles vitesses) | 63 |
| III-12-2 commande DTC avec table de 12 secteurs | 65 |
| III-12-2-1 Principe de la commande DSVM – DTC..... | 65 |
| III-12-2-2 Utilisation des secteurs..... | 67 |
| III-12-2-3 Comparateur à hystérésis du couple..... | 67 |
| III-12-2-4 Tableaux de commutation..... | 68 |
| III-12-2-5 Sélection des vecteurs tensions..... | 68 |
| III-13 conclusion | 70 |

Chapitre IV

Commande par DTC-SVM de la machine à induction

| | |
|---|-----------|
| IV-1 Introduction..... | 71 |
| IV-2 La modulation vectorielle | 71 |
| IV-2-1 Principe de la MLI vectorielle | 71 |
| IV-3 les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle : | 74 |
| IV-3-1 Détermination des secteurs | 74 |
| IV-3-2 calcul des variables X, Y et Z..... | 74 |
| IV-3-3 Génération des signaux modulants $T_{aon}, T_{bon}, T_{con}$ | 75 |
| IV-3-4 Génération des séries d'impulsions S_a, S_b, S_c | 76 |
| IV.4 la commande DTC-SVM basée sur des régulateurs PI | 76 |
| IV-4 -1 stratégie de la commande | 77 |
| IV-4-1-1 Modèle de la machine en vue de la commande..... | 77 |

| | |
|---|-----------|
| IV-4-1-2 Contrôle du flux statorique..... | 78 |
| IV-4-1-3 Détermination des paramètres de la régulation du flux | 80 |
| IV-4-1-4 Contrôle du couple électromagnétique..... | 81 |
| IV-4-1-5 Détermination des paramètres de la régulation du couple | 82 |
| IV-5 Test de simulation..... | 83 |
| IV-6 Commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge | 86 |
| IV-6-1 Stratégie de contrôle..... | 87 |
| IV-6-1-1 Estimation du flux du rotor | 87 |
| IV-6-1-2 Estimation du flux du stator | 88 |
| IV-6-1-3 Estimation du couple | 88 |
| IV-7 Test de simulation..... | 89 |
| IV-8 Conclusion | 92 |

Chapitre V

Commande prédictive directe du couple de la machine à induction

| | |
|--|------------|
| V-1 Introduction | 94 |
| V-2 La commande prédictive | 94 |
| V-2 -1 La philosophie de la commande prédictive | 94 |
| V-2-2 Le principe et la stratégie générale de la commande prédictive | 95 |
| V-2-3 Intérêts de la commande prédictive | 96 |
| V-3 commande prédictive généralisée | 97 |
| V-3-1 Principe de fonctionnement de la commande prédictive généralisée..... | 97 |
| V-4 Formulation du modèle | 98 |
| V -5 Critère d'optimisation..... | 99 |
| V-5-2 Choix des paramètres de réglage..... | 100 |
| V-6 Association de la commande DTC-SVM à un régulateur prédictif de vitesse.... | 101 |
| Influence de l'horizon de prédiction N_2 | 103 |
| Influence du coefficient de pondération λ | 104 |
| V-7 La régulation de la vitesse: Comparaison entre le PI et la commande prédictive..... | 105 |
| V-8 Commande par linéarisation entré -sortie | 107 |

| | |
|--|------------|
| V-8-1 linéarisation entrée - sortie | 107 |
| V-9 Application de la technique de la linéarisation entrée-sortie à la machine asynchrone en vue de la commande prédictive directe de couple..... | 110 |
| V-9-1 La commande flux-couple | 111 |
| V-9-2 Linéarisation entrée-sortie | 111 |
| V-9-3 Linéarisation du système | 111 |
| V-9-4 Application de la technique de la linéarisation entrée-sortie dans la commande prédictive directe de couple..... | 113 |
| V-9-4-1 Influence du coefficient de pondération λ | 114 |
| V-9-4-2 Influence de l'horizon de prédiction N_2 | 116 |
| V-10 Tests de comparaison entre la DTC-SVM à deux PI et la DTC prédictive..... | 117 |
| V-10-2 Test de variation de la charge | 121 |
| V-11 Conclusion | 123 |

Chapitre VI

Commande prédictive directe de couple sans capteur de vitesse

| | |
|--|------------|
| VI. 1 Introduction..... | 124 |
| VI. 2 Principe de l'observateur..... | 124 |
| VI. 3 Classification des observateurs..... | 125 |
| VI.3.1 Les observateurs linéaires..... | 126 |
| VI.3.1.1 Les observateurs linéaires d'ordre complet..... | 126 |
| VI.3.1.2 Les observateurs linéaires d'ordre réduit..... | 127 |
| VI.3.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires..... | 129 |
| VI.3.2.1 Observateurs de type déterministes..... | 129 |
| VI.3.2.2 Observateurs de type stochastiques..... | 130 |
| VI.4 Bruit..... | 131 |
| VI.4.1 Bruit d'état..... | 131 |
| VI.4.2 Bruit de mesure..... | 131 |
| VI.5 Filtre de Kalman..... | 132 |
| VI.5.2 Filtre de Kalman Etendu..... | 134 |

| | |
|---|------------|
| VI.6 Structure de la commande prédictive directe du couple de la MAS sans capteur de vitesse associée à un observateur de Kalman étendu..... | 136 |
| VI.6.2 Choix des matrices de covariance Q et R..... | 137 |
| VI. 7 Résultats de simulation..... | 138 |
| VI. 7. 1 Test en charge nominale..... | 138 |
| VI. 7. 2 Test en charge variable..... | 140 |
| VI. 7. 3 Test en inversion de sens de rotation..... | 142 |
| VI. 7. 4 Test en Régime à faible vitesse..... | 144 |
| VI. 8 Synthèse de l'observateur d'Etat Adaptatif..... | 145 |
| VI. 8. 1 Modèle de l'observateur..... | 145 |
| VI. 8. 2 Mécanisme d'adaptation pour l'estimation de vitesse..... | 147 |
| VI. 8. 3 Structure de la commande prédictive directe du couple de la MAS sans capteur de vitesse associée à un observateur adaptatif..... | 148 |
| VI. 9 Résultats de simulation..... | 149 |
| VI. 9. 1 Test en charge nominale..... | 149 |
| VI. 9. 2 Test en charge variable..... | 152 |
| VI. 9. 3 Test en inversion de sens de rotation..... | 153 |
| VI. 9. 4 Test en régime à faible vitesse..... | 155 |
| VI. 9. 5 Test avec variation de la résistance statorique..... | 156 |
| VI. 10 Conclusion..... | 158 |
| CONCLUSION GENERALE..... | 159 |
| Perspectives..... | 161 |
| ANNEXES..... | 162 |
| REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES..... | 165 |

Nomenclature et abréviation

| | |
|---------------------------|--|
| s, r : | Indice relatif au stator et rotor respectivement |
| d : | Indice de l'axe direct |
| q : | Indice de l'axe en quadrature |
| [V_s] : | Vecteur tension statorique |
| [I_s] : | Vecteur courant statorique |
| [I_r] : | Vecteur courant rotorique |
| [Φ_s] : | Vecteur flux statorique |
| [Φ_r] : | Vecteur flux rotorique |
| [R_s] : | Matrice résistance statorique |
| [R_r] : | Matrice résistance rotorique |
| [L_{ss}] : | Matrice inductance statorique |
| [L_{rr}] : | Matrice inductance rotorique |
| [M_{sr}] : | Matrice inductance mutuelle stator-rotor |
| [P (θ)] : | Matrice de Park |
| P : | Nombre de paires de pôles |
| θ_s : | L'angle électrique entre l'axe as et l'axe d |
| θ_r : | L'angle électrique entre l'axe ar et l'axe d |
| θ : | La position angulaire du rotor par rapport au stator |
| ω_s : | Pulsation électrique statorique |
| ω_r : | Pulsation de glissement (ω _s - ω) |
| ω : | Vitesse angulaire de rotation |
| Ω : | Vitesse de rotation mécanique |
| C_e : | Couple électromagnétique |
| C_r : | Couple résistant |
| R_s : | Résistance statorique |
| R_r : | Résistance rotorique |
| l_s : | Inductance propre d'une phase statorique |
| l_r : | Inductance propre d'une phase rotorique |
| M_s : | Inductance mutuelle entre deux phases statorique |
| M_r : | Inductance mutuelle entre deux phases rotorique |
| M_{sr} : | Inductance mutuelle maximale lorsque l'axe as coïncide avec l'axe ar |

| | |
|--------------------------------|--|
| L_s : | Inductance cyclique statorique |
| L_r : | Inductance cyclique rotorique |
| L_m : | Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor |
| j : | Moment d'inertie des masses tournantes |
| f : | Coefficient de frottement visqueux |
| X_{ref} : | Grandeur de référence |
| \hat{X} | Grandeur estimée |
| T_s, T_r : | Constantes de temps statorique et rotorique |
| σ : | Coefficient de dispersion |

Table des figures

| Figure | Titre | Page |
|------------|--|------|
| Fig. II.1 | Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée | 18 |
| Fig. II.2 | représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS | 20 |
| Fig. II.3 | représentation des enroulements fictifs des axes (d-q) | 23 |
| Fig. II.4 | Association MAS-onduleur de tension | 27 |
| Fig. II.5 | Redresseur triphasé à diodes double alternance | 27 |
| Fig. II.6 | représentation de la tension redressée | 28 |
| Fig. II.7 | représentation d'un filtre passe bas | 28 |
| Fig. II.8 | onduleur de tension triphasé à deux niveaux | 30 |
| Fig. II.9 | Représentation de contrôle de courant par la technique à hystérésis | 32 |
| Fig. II.10 | schéma de principe de la MLI sinus-triangle | 33 |
| Fig. II.11 | Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension Commandé par hystérésis (la bande d'hystérésis $h=0.8$) dans un référentiel lié au stator ($\alpha \beta$) (Boucle ouverte). | 35 |
| Fig. II.12 | Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension Commandé par hystérésis (la bande d' hystérésis $h=0.2$) dans un référentiel lié au stator ($\alpha \beta$), (Boucle ouverte). | 36 |
| Fig. II.13 | Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension [$m = 10, r = 0.9$] dans un référentiel lié au stator ($\alpha\text{-}\beta$). | 38 |
| Fig.II.14 | Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension [$m = 20, r = 0.9$] dans un référentiel lié au stator ($\alpha\text{-}\beta$). | 39 |
| Fig.II. 15 | Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension [$m = 40, r = 0.9$] dans un référentiel lié au stator ($\alpha\text{-}\beta$). | 40 |
| Fig. III.1 | l'évolution de l'extrémité de $\bar{\Phi}_s$ pour $R_s \bar{I}_s$ négligeable | 45 |
| Fig. III.2 | Choix du vecteur de tension | 47 |
| Fig. III-3 | (a) : Sélection des tensions correspondant au contrôle de flux. (a) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux. | 49 |
| Fig. III-4 | Contrôleur à hystérésis à trois niveaux | 50 |
| Fig. III-5 | structure générale de contrôle direct de couple(DTC) | 52 |
| Fig. III.6 | réponse du système à vide | 54 |
| Fig.III-7 | réponse du système à une variation charge , avec boucle de vitesse | 56 |
| Fig.III-8 | réponse du système à une variation de charge sans boucle de vitesse | 57 |
| Fig.III-9 | réponse du système à couple de charge variable | 58 |
| Fig.III-10 | réponse du système pour une inversion de vitesse à -100 rd/s à $t=1\text{s}$ | 59 |
| Fig.III.11 | réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de $+50\%$ | 61 |

| | | |
|-------------|---|-----|
| Fig. III.12 | réponse du système à faible vitesse de rotation | 62 |
| Fig. III.13 | définition des secteurs utilisés dans la DTC modifiée | 63 |
| Fig III.14 | résultats de simulation pour la DTC classique et modifiée | 65 |
| Fig .III.15 | Fig III.15 Régions de vitesse de tension | 65 |
| Fig. III.16 | Fig III.16 Schéma de la structure générale de la commande DSVM | 66 |
| Fig III.17 | Secteurs de la DTC-DSVM | 67 |
| Fig III.18 | Blocs d'hystérésis de couple | 67 |
| Fig III.19 | Résultats de simulation de la DSVM. | 70 |
| Fig. IV. 1 | représentation des vecteurs de tensions dans le repère (α, β) | 73 |
| Fig.IV. 2 | Décomposition d'un vecteur de tension de référence $\vec{V}_{s\ ref}$ | 73 |
| Fig.IV. 3 | Schéma de la commande DTC-SVM de la machine à induction basé sur des régulateurs PI | 77 |
| Fig. IV. 4 | Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation de flux statorique. | 78 |
| Fig. IV. 5 | Schéma fonctionnel de la régulation du flux | 80 |
| Fig. IV. 6 | Schéma fonctionnel de la régulation de couple. | 82 |
| Fig .IV. 7 | résultats de simulation de la DTC-SVM basée sur PI comparées avec DTC classique | 85 |
| Fig. IV. 8 | schéma de la commande DTC-SVM basé sur le contrôle de l'angle de charge. | 86 |
| Fig.IV. 9 | angle de charge entre le flux de référence du stator et le flux du rotor | 87 |
| Fig. IV.10 | estimateurs des flux et du couple | 88 |
| Fig.IV.11 | résultats de simulation de la commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge | 90 |
| Fig.IV.12 | la comparaison entre les deux tests de simulation | 92 |
| Fig. V. 1 | Evolution temporelle de la prédiction à horizon fini | 95 |
| Fig. V. 2 | Schéma de principe du GPC | 97 |
| Fig. V. 3 | Modèle numérique de représentation pour le GPC | 99 |
| Fig.V. 4 | la commande DTC-SVM associée à un régulateur prédictif de vitesse | 102 |
| Fig V. 5 | Evolution de la vitesse pour $N_1=1, N_2=1, N_u=1, \lambda=0.8$ | 103 |
| Fig V. 6 | Evolution de la vitesse pour $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=0.8$ | 103 |
| Fig V. 7 | Evolution de la vitesse pour $N_1=1, N_2=8, N_u=1, \lambda=0.8$ | 104 |
| Fig V. 8 | Evolution de la vitesse pour $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=0.55$ | 104 |
| Fig V. 9 | Evolution de la vitesse pour $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=0.7$ | 105 |
| Fig V. 10 | Evolution de la vitesse pour $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=0.9$ | 105 |
| Fig. V. 11 | Comparaison entre PI et la commande prédictive dans la régulation de vitesse. | 106 |
| Fig. V. 12 | Représentation schématique de la linéarisation entrée-sortie. | 108 |
| Fig. V. 13 | Commande prédictive directe de couple de la MAS | 114 |

| | | |
|------------|---|-----|
| Fig V. 14 | Evolution du couple et du module du flux satatorique pour: $N_1=1, N_2=20, N_u=1, \lambda=0.8, T_e=0.00001s$ | 115 |
| Fig V. 15 | Evolution du couple et du module du flux satatorique pour: $N_1=1, N_2=20, N_u=1, \lambda=0.6, T_e=0.00001s$ | 115 |
| Fig V. 16 | Evolution du couple et du module du flux satatorique pour: $N_1=1, N_2=20, N_u=1, \lambda=0.9, T_e=0.00001s$ | 115 |
| Fig V. 17 | Evolution du couple et du module du flux satatorique pour: $N_1=1, N_2=20, N_u=1, \lambda=0.8, T_e=0.00001s$ | 116 |
| Fig V. 18 | Evolution du couple et du module du flux satatorique pour: $N_1=1, N_2=10, N_u=1, \lambda=0.8, T_e=0.00001s$ | 116 |
| Fig V. 19 | Evolution du couple et du module du flux satatorique pour: $N_1=1, N_2=30, N_u=1, \lambda=0.8, T_e=0.00001s$ | 116 |
| Fig V. 20 | test de variation du couple (comparaison entre la DTC-SVM et la DTC prédictive). | 118 |
| Fig V. 21 | test de comparaison du flux statorique | 119 |
| Fig V. 22 | test de comparaison de la vitesse de rotation | 120 |
| Fig V. 23 | test de comparaison du courant de la phase statorique | 120 |
| Fig V. 24 | Tension de la phase statorique | 121 |
| Fig V. 25 | teste de variation de la charge comparé par la commande DTC-SVM | 122 |
| Fig. VI. 1 | Schéma fonctionnel d'un observateur d'état | 125 |
| Fig. VI. 2 | Structure d'un observateur d'ordre complet pour un système linéaire. | 127 |
| Fig. VI. 3 | Structure d'un observateur d'ordre réduit pour un système linéaire. | 128 |
| Fig.VI. 4 | Schéma de la commande prédictive directe de couple de la MAS sans capteur de vitesse associé à un observateur de Kalman Etendu. | 137 |
| Fig VI.5.a | Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à EKF – Evolution de la vitesse - | 139 |
| Fig VI.5.b | Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à EKF – Evolution du couple et la tension statorique - | 139 |
| Fig VI.5.c | Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à EKF – Evolution de module du flux statorique - | 140 |
| Fig VI.5.d | Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à EKF – Evolution de courant statorique - | 140 |
| Fig VI. 6 | Test en charge variable de la commande prédictive directe du couple associée au filtre de Kalman étendu | 141 |
| Fig. VI. 7 | Test en inversion de sens de rotation de la commande prédictive directe du couple associée au filtre de Kalman étendu | 142 |
| Fig. VI. 8 | Test en régime à faible vitesse de la commande prédictive directe du couple associée au filtre de Kalman étendu | 143 |
| Fig. VI.10 | Structure générale d'un observateur adaptatif | 145 |

| | | |
|-------------|---|-----|
| Fig VI-11 | Schéma de la commande prédictive directe de couple de la MAS sans capteur de vitesse Associé à un observateur adaptatif. | 149 |
| Fig.VI.12.a | Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif – <i>Evolution de la vitesse -</i> | 150 |
| Fig.VI.12.b | Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif – <i>Evolution du couple et la tension statorique -</i> | 151 |
| Fig.VI.12.c | Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif – <i>Evolution de module du flux statorique -</i> | 151 |
| Fig.VI.12.d | Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif – <i>Evolution de courant statorique -</i> | 152 |
| Fig. VI.13 | Test en charge variable de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif | 153 |
| Fig. VI.14 | Test en inversion de sens de rotation de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif | 155 |
| Fig. VI.15 | Test en régime à faible vitesse de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif | 156 |
| Fig. VI.16 | Test en variation de la résistance statorique de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif | 157 |

Liste des tables

| Table | Titre | Page |
|--------------|--|-------------|
| Tab .III-1 | table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple | 51 |
| Tab. III-2 | Table de la commande DTC modifiée | 63 |
| Tab.IV-1 | Tensions simples, et biphasées | 72 |
| Tab.IV-2 | les temps d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur | 75 |
| Tab.IV-3 | calcul des temps d'application des vecteurs non nuls | 75 |
| Tab .IV-4 | signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur | 76 |

Introduction générale

De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent aujourd'hui d'aborder la commande à vitesse variable dans des applications des faibles puissances. Avec l'apparition de composants interrupteurs rapides et le développement des technologies numériques de commande, il est possible de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée. Ainsi, on peut mettre en exergue des principes de contrôle permettant d'obtenir des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu [GRE 00].

La commande vectorielle par orientation du flux se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique. Cependant cette structure nécessite, en générale, la mise en place de capteur sur l'arbre pour la connaissance d'une grandeur mécanique. De plus, elle reste très sensible aux variations des paramètres de la machine. Cependant, la recherche des autres algorithmes n'a pas cessée et de nouvelles techniques de contrôle sont apparues.

La commande dite directe du couple (DTC), est Initialement développé pour les machines asynchrones dans les années 1986 et 1988 par TAKAHASHI [TAK 89] et DEPENBROCK [DEP 92]. Ce type de commande considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique de couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis, d'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations de couple et de flux. Afin de s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul et d'améliorer les performances de la commande DTC classique, une autre technique est développé, en imposant une fréquence de modulation constante. Cette technique est appelée DTC à fréquence de modulation constante.

La commande non-linéaire basée sur la théorie de la géométrie différentielle, a été introduite principalement pour remédier aux problèmes rencontrés avec la commande

linéaire. Parmi ces méthodes, on trouve la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties. Son principe consiste à trouver une transformation qui permet de compenser les non-linéarités du modèle et rendre ainsi la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire. La combinaison de cette dernière commande avec la commande prédictive est appelée « La commande prédictive directe du couple basée sur la linéarisation entrée-sortie ». Elle est basée sur la minimisation d'un critère quadratique au sens d'un horizon fuyant et dépend de quatre paramètres qui sont deux horizons de prédiction minimum et maximum, l'horizon de commande et le facteur de pondération de la commande, dont l'ajustement optimal ne peut être garanti [Cam 03] [Bou 00].

Cette approche qui permet non seulement de réduire les ondulations de couple et du flux de stator, ce qui est sa vocation première dans notre étude, mais aussi d'améliorer la dynamique de l'entraînement en le rendant moins sensible aux perturbations de couple de charge et garantir la stabilité de système.

La commande sans capteur de vitesse doit cependant avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles que nous aurions eu avec un capteur mécanique [Can 00]. Il est donc important, lors de l'élaboration d'une approche de mesure de vitesse sans capteur, de mettre l'accent sur les performances statiques et dynamiques de celui-ci en fonction du point de fonctionnement de la machine.

OBJECTIF DE LA THESE

L'objectif principal de cette thèse est l'étude d'un système de commande qui sera appliqué à une machine asynchrone, nous sommes partis de l'idée de développer une commande DTC sur une MAS. Après une étude détaillée de cette technique, nous avons trouvé quelques aspects améliorables, lié principalement à la fréquence variable de commutation de l'onduleur qui provoque des oscillations de couple et du flux. Nous avons ainsi cherché à concevoir un système de commande qui ne soit pas affecté par ces problèmes. La méthode présentée ici est basée sur la commande DTC, mais elle travaille avec une fréquence de commutation constante de l'onduleur. Un autre aspect remarquable est la complexité de la méthode que nous proposons, aussi bien au niveau du bloc de commande de l'onduleur, que du nombre de correcteurs nécessaires à la maîtrise du couple.

On a appliquée la commande prédictive directe du couple basée sur la linéarisation entré-

sortie avec MLI vectorielle. Les tables de vérité et les hystérésis ont été éliminées. Cette méthode améliore d'une façon significative les oscillations du couple et du flux, et améliore la dynamique de l'entraînement en le rendent moins sensible aux perturbations de couple de charge. Ainsi que les propriétés de robustesse sont peu garanties face aux incertitudes paramétriques dans ce type de commande, l'observateur non linéaire (filtre de Kalman, observateur adaptatif) associé à la commande prédictive peut remédier à ces problèmes.

STRUCTURE DE LA THESE

La présente thèse est subdivisée en six chapitres :

Le premier chapitre présent une étude bibliographique comprend l'état de l'art de la commande DTC prédictive du moteur à induction.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude et la modélisation de l'association convertisseur-moteur asynchrone. Dans sa première partie on présentera le modèle mathématique du moteur basé sur des hypothèses simplificatrices. La deuxième partie sera consacrée à un exposé détaillé de la modélisation de l'association convertisseur statique-moteur asynchrone et sa commande.

Le troisième chapitre sera consacré à l'étude du contrôle direct du couple (DTC) qui ne nécessite pas l'utilisation du convertisseur MLI, ce qui représente en soi, un avantage et ayant pour objectif de contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, en utilisant pour la régulation de la vitesse, un régulateur PI classique. L'aspect de robustesse est aussi étudié.

Dans le quatrième chapitre, nous nous proposons de concevoir une méthode modifiée de contrôle direct du couple pour MAS. Cette commande diffère de la commande DTC classique par l'utilisation d'une modulation vectorielle qui assure ainsi un fonctionnement à fréquence de modulation constante pour le convertisseur. Nous utiliserons un algorithme pour lequel le couple et le flux sont régulés chacun par un régulateur PI, puis un algorithme qui sert à l'estimation du flux du rotor et le contrôle de l'angle de charge par un régulateur PI, où la table de vérité et les hystérésis sont éliminées pour les deux cas.

Dans le cinquième chapitre, nous présenterons une autre stratégie de commande de la machine asynchrone, on parle de la commande prédictive qui sera traitée en deux parties.

Pour la première partie de ce chapitre on présente la philosophie et le principe de la commande prédictive, on exploite pour cela les connaissances explicites sur l'évolution de la trajectoire à suivre dans le futur, par la suite nous faisons une application à la machine asynchrone en régulant la vitesse de rotation.

Dans la deuxième partie de ce chapitre nous montrerons l'application de la commande prédictive à la MAS, afin de minimiser les pulsations de couple et du flux ainsi que la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur qui alimente la machine. On utilisera les notions de la géométrie différentielle pour obtenir un modèle linéarité et découplé de la machine asynchrone par la technique de la linéarisation entrée-sortie. Ce modèle est implanté à l'intérieur du contrôleur prédictif afin d'anticiper le futur comportement du procédé, Des résultats de simulations seront présentés pour illustrer les performances statiques et dynamiques obtenues.

La première partie du dernier chapitre fera l'objet d'une étude de la théorie des observateurs qui nous servira comme outil pour la reconstitution de l'état du système à partir des variables d'état, qui sont accessibles à la mesure. Parmi ces différents reconSTRUCTEURS d'état, Le filtre de Kalman, il est souvent exploité pour estimer le flux, la vitesse ou les paramètres rotoriques utilisés pour l'élaboration de la commande des machines à induction.

Le deuxième partie de ce chapitre sera consacré à la commande prédictive directe du couple sans capteur de vitesse associée à un observateur adaptatif, afin d'améliorer la robustesse et assurer la stabilité de la commande contre la variation de la résistance statorique.

Enfin, nous terminerons ce travail par une conclusion générale et nous proposerons quelques perspectives à envisager.

Etat de l'art

I. Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter l'état de l'art de la commande prédictive directe du couple en regroupant l'ensemble des articles ou contenus d'ouvrages, que nous avons choisi de sélectionner pour commencer notre étude. A chaque fois, nous tacherons de présenter dans quelle configuration de commande l'auteur s'est placé, quelle a été sa technique de recherche et si il y a eu ou pas une validation expérimentale.

Dans le bilan que nous présenterons ensuite, nous donnerons les grands axes de recherche vers lesquels nous avons souhaité nous orienter. Ensuite tirerons les premières conclusions sur les avantages et les inconvénients de ce type de commande.

La commande directe du couple est une commande bien connue en électrotechnique. Elle est applicable aux machines tournantes à courant alternatif, par rapport à la commande vectorielle, la commande DTC est beaucoup moins sensible aux variations paramétriques et permet d'obtenir des dynamiques de couples plus rapides. De plus, elle ne nécessite pas de changement de repère ni de modulation de largeur d'impulsion. Une bonne précision sur la mesure de la position du rotor n'est pas nécessaire puisque seul le secteur dans lequel se trouve le flux importe pour déterminer la configuration à utiliser.

En revanche, le flux et le couple de la machine doivent être estimés ou observés. Il y a de nombreuses manières d'estimer le flux et le couple de la machine. La synthèse de tels estimateurs n'est pas triviale et constitue une difficulté pour la mise en œuvre de cette commande [Zha 10].

Par nature, des oscillations de couple existent. L'échantillonnage de la commande a pour effet d'avoir des oscillations de couple et du flux qui dépassent les bandes d'hystérésis. La réduction des bandes d'hystérésis avec une période d'échantillonnage donné n'a pas toujours d'effet sur l'amplitude des oscillations de couple. Dans ce cas, pour réduire les oscillations de couple, il est nécessaire de diminuer la période d'échantillonnage. La fréquence de commutation des interrupteurs n'est pas contrôlée, elle varie en fonction du point de fonctionnement, la fréquence de commutation est faible et le bruit acoustique augmente.

Elle présente les avantages suivants [Mar 04] :

- il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.

- de ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d-q).
- il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI.
- de n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse.
- il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- la réponse dynamique est très rapide.

Et pour inconvénient:

- ☒ l'existence de problème à basse vitesse.
- ☒ la nécessité de disposer des estimateurs de flux statorique et du couple.
- ☒ l'existence des oscillations du couple.
- ☒ la fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes par commutation, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

Une solution au problème de poursuite de trajectoires rapidement variables consiste à utiliser des régulateurs plus robustes de type hystérésis. La régulation des courants de fait dans ce cas dans le référentiel abc. Le principe de la régulation par hystérésis est basé sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que la variation du courant dans chaque phase de la machine soit à l'intérieur d'une bande autour des références des courants.

De nombreuses méthodes ont été présentées pour remédier à ces problèmes. Un tour d'horizon, des commandes à fréquence de modulation constante sont apparues, la commande directe du couple basée sur MLI vectoriel [Bel 10] [Bel 11]. Elles utilisent une modulation de largeur d'impulsion, l'algorithme est alors plus complexe, mais les oscillations de couple et du flux sont réduites.

Une autre catégorie de commande qui conserve l'aspect direct de la commande est présentée dans la littérature. Ces méthodes président l'état du système après une période de calcul pour chaque configuration possible. Elles sont dites commandes prédictives à un pas [Hey 09] [Ara 06].

[Kab 03] s'intéresse à la DTC sans séquence de tension nulles, un premier choix consiste à n'utiliser que des séquences actives. Ce choix a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter le caractère aléatoire lié au sens de variation du couple lorsqu'on applique une séquence nulle en fonctionnement générateur. En effet, l'utilisation de ces séquences de tension permet de diminuer la fréquence de commutation.

Nous trouvons chez [Lin 07], la commande DTC étendu, cette commande utilise les huit vecteurs de tension de l'onduleur (six actifs et deux nuls). La table de sélection des vecteurs optimaux est aussi plus évoluée et considère une entrée additionnelle : le signe de l'évolution de couple électromagnétique. Une autre différence concerne les niveaux des régulateurs d'hystérésis. Dans la méthode DTC étendu le régulateur de couple a une sortie à trois niveaux, à la différence de la commande DTC classique où uniquement deux niveaux étaient considérés. La sortie de l'algorithme de commande est toujours l'état de commutation des interrupteurs de l'onduleur. Les résultats de simulation obtenus ont été comparés avec ceux de la commande DTC classique. Nous pouvons observer une réduction des oscillations de couple.

Dans [Bel 10] les auteurs présentent un algorithme permettant d'avoir une fréquence de modulation constante. Sa principale caractéristique est la suppression des régulateurs à hystérésis et de la table de sélection de vecteurs, ce qui élimine les problèmes qui y étaient associés. Avec cette méthode de commande, l'onduleur travail à fréquence constante, puisqu'une modulation MLI vectorielle est appliquée au vecteur de sortie de la commande. L'objectif de cette méthode est de réaliser un contrôle direct du vecteur de flux statorique, dans un repère lié au stator, les composants polaires de ces deux vecteurs sont obtenus, par leurs projections sur le repère (α, β) . A partir de ces composantes, le vecteur flux statorique désiré à un instant donné est calculé. La modulation MLI vectorielle sera appliquée sur ce vecteur pour obtenir les états de commutation de l'onduleur. L'algorithme est alors plus complexe, mais les oscillations de couple et de flux sont réduites.

Dans sa configuration [Lee 00] [Lin 07], utilise un onduleur trois niveaux pour alimenter la MAS. Sa proposition repose sur deux avantages majeurs : la réduction du nombre de transformateurs à utiliser et le facteur de puissance unitaire assuré par l'onduleur à trois niveaux. Entre autres, l'abaissement de la distorsion harmonique. Ceci est d'autant plus vrai

qu'on augmente le nombre de niveaux les résultats de simulation des régimes transitoires montrant les courants, tensions, couple et vitesse appuient ces conclusions.

[Hus 07] étudie la commande DTC hybride qui, à partir des références constituées de grandeurs électriques (flux, couple, courant ...), déterminera le meilleur état de commutation du convertisseur, ainsi que son temps d'application. Des simulations viennent appuyer l'étude théorique.

Les techniques de contrôle présentées dans [Pac 03] [Cap 07] s'appliquent respectivement à une machine synchrone à aimants permanents, à une machine asynchrone à double alimentation et à une machine à réluctance variable. Elles consistent à appliquer une configuration active (qui correspond à des tensions non nulles aux bornes de la machine) puis une configuration qui correspond à des tensions nulles durant une période de calcul fixe.

Ce document [Cas 94][Amb 04] propose une stratégie d'adaptation de la bande d'hystérésis, où la bande d'hystérésis est contrôlée en temps réel via la variation des vecteurs de la tension appliquée, par lequel l'ondulation de couple est réduite, en maintenant un couple constant. Les méthodes sont étudiées en utilisant un DSP TMS320C67. Les études de simulation et les résultats expérimentaux ont été comparés, la fréquence de commutation de l'onduleur est à peu près constante.

Des variantes de commande DTC sont présentées dans [Beh 08]. La configuration active est déterminée comme pour une commande DTC classique, la durée d'applications est calculée de manière à maintenir le couple à l'intérieur d'une bande autour de la consigne de couple. Tous les calculs de durées mis en œuvre par ces techniques ne prennent en compte que la consigne de couple et la bande d'hystérésis dans laquelle le couple doit se trouver, la consigne de flux est complètement ignorée, la sensibilité aux variations des paramètres n'est toujours pas résolue.

La logique floue, a connu un réel succès non seulement dans la modélisation mais aussi dans la commande des machines électriques. Des applications utilisant les systèmes flous ont été développés dans [Rom 03] [Lin 10], où les blocs d'hystérésis ont été remplacés par des contrôleurs flous. La logique floue est utilisée pour obtenir un compromis entre le contrôle du couple et le contrôle du flux, et ils ne nécessitent pas un modèle mathématique exact de la machine. Cette publication ne présente que des résultats de simulations, le vecteur actif et sa

durée d'application sont déterminés de manière à ce que la moyenne du couple obtenu soit égale au couple de référence sauf dans le cas où le flux est très différent de la consigne de flux, alors une heuristique est utilisée pour déterminer un autre vecteur actif ou une autre durée. Mais elle entraîne de fortes impulsions de courant qui traduit normalement par ondulation de couple plus élevée.

[Mar 02] S'intéresse à la commande DTC à fréquence de commutation imposée. Pour cette stratégie, on choisit de déplacer le vecteur tension de façon adjacente dans le plan de phase, ces déplacements permettant de minimiser les dérivées de tension. Dans ces conditions, la fréquence d'ondulation du couple et du flux est parfaitement maîtrisée et fixée. Les résultats obtenus en simulation montrent que, les performances sont nettement meilleures que celui obtenu avec une stratégie DTC sans contrôle de fréquence.

Contrairement aux entraînements électriques utilisant un onduleur triphasé à deux niveaux, peu de publications rendent compte de commandes directes du couple. Pour la plupart d'entre elles, elles sont très récentes [Lee 06] [Lar 06] et seule [Lee 06] présente de résultats expérimentaux. Cette publication présente une commande directe du couple pour une machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel triphasé. En plus du contrôle du couple et du flux obtenus avec la commande DTC appliquée à un onduleur triphasé à deux niveaux, l'application à un convertisseur matriciel permet de contrôler une variable supplémentaire. Ici c'est le facteur de puissance en entrée qui est maintenu égale à 1. Les auteurs précisent que la durée nécessaire pour effectuer l'ensemble des calculs est supérieure à celle obtenue avec un onduleur triphasé à deux niveaux. Une amélioration visant à réduire les oscillations de couple.

Dans [Chu 08] [Siv 07] cet article présente l'utilisation d'une multi-couche de réseau de neurones à émuler la table de commutation de la DTC traditionnelle pour obtenir les caractéristiques optimales de commutation. La simulation complète du système de la DTC, y compris un moteur à induction, en utilisant l'environnement MATLAB/ SIMULINK. Après avoir choisi le meilleur type de réseau de neurones, ce qui représente la table de commutation, une configuration est déduite, puis testée. Enfin, les résultats de simulation de la DTC classique et avec le réseau de neurones sont comparés.

Dans [Rad 09] [Gra 00] les auteurs présentent la DTC basée sur le contrôleur neurone-floue, présente à l'exception des avantages tels que : fréquence de commutation constante, la tension

unipolaire, aucune distorsion dans la réponse sur couple fait par les changements du secteur, pas de problèmes de fonctionnement à faible vitesse.

La commande par mode glissant (CMG), en raison de sa robustesse vis-à-vis des incertitudes et des perturbations externes, peut être appliquée aux systèmes non linéaires incertains et perturbés. Ils s'agit de définir une surface dite de glissement en fonction des états du système. De façon qu'elle soit attractive. La commande globale synthétisée se compose de deux termes : le premier permet d'approcher jusqu'à cette surface, le second permet le maintien et le glissement le long de celle-ci. Ainsi, plusieurs travaux ont été élaborés [Rom 07] [Vas 98]. L'association de la commande par mode de glissement et la commande par DTC permet de réduire les ondulations de couple et de flux. Sa principale caractéristique est la suppression des régulateurs à hystérésis et de la table de commutation, ce qui élimine les problèmes qui y étaient associés. L'inconvénient de cette association (DTC-CMG) l'utilisation de la fonction saturation introduit une erreur statique qui persiste ainsi que la nécessité de disposer d'une connaissance de la dynamique du système.

La combinaison de la commande adaptative avec la commande DTC classique a porté ses fruits et a été source de nombreux travaux. Les lois adaptatives pouvaient mener à l'instabilité en cas de perturbations externes. Notamment, [Sol 07] [Khe 10] ont tenté de donner une certaine robustesse vis-à-vis de ces problèmes en modifiant la loi d'adaptation. Les résultats obtenus en simulation montrent que, les performances sont nettement meilleures que celles obtenus avec une stratégie DTC classique.

L'influence de la valeur de référence du flux sur la commande directe du couple (DTC) d'un moteur à induction a été étudiée dans [Kab 03]. Un nouvel algorithme de commande est proposé afin de déterminer la valeur de référence du flux en fonction à la valeur du couple. Les résultats de simulation montrent que la valeur de flux influe sur les ondulations de couple. Par conséquent, la valeur optimale du flux n'est pas égale à la valeur nominale lorsque la puissance du moteur est inférieure à la valeur nominale. Les résultats expérimentaux confirment la capacité de cette méthode pour réduire les ondulations de couple. Le facteur de puissance du moteur est également amélioré dans la nouvelle méthode, mais le comportement dynamique du couple est plus lent en raison de la réduction de la valeur du flux.

Dans [H.LI 10], l'auteur présente la commande DTC en utilisant l'algorithme génétique pour optimiser le contrôleur PI-Flou. Dans cette approche, selon l'erreur vitesse et sa dérivée, le coefficient proportionnelle K_p et intégrale K_i peut ajusté en ligne par un PI flou adaptative de vitesse, et les paramètres flous sont optimisés par l'algorithme génétique pour améliorer l'auto-adaptation de la vitesse.

En outre, le second contrôleur flou est appliqué pour choisir le vecteur de tension au lieu des contrôleur d'hystérésis classique. Dans cet article, une étude comparative entre la DTC classique le contrôleur PI-flou, l'approche proposée montre que non seulement la vitesse, le dépassement ont été améliorées, mais aussi le couple, le flux et le courant statorique ont été effectivement diminué à basse vitesse, et la robustesse de l'ensemble du système a été amélioré.

[Bou] propose dans son article une nouvelle stratégie de commutation qui compare l'erreur de couple à partie d'un régulateur PI avec deux formes d'onde triangulaire (180° Déphasage)d'où résulte un couple constant, deux formes d'ondes triangulaires sont nécessaires pour assurer un fonctionnement à quatre quadrants de la DTC. La fréquence de commutation de la commande DTC est déterminée par la fréquence de l'onde triangulaire et presque indépendant de la vitesse. Les résultats de simulation sur la DTC a montré que le contrôleur proposé a réussi à réduire l'ondulation de couple, et a maintenu la fréquence de commutation autor de la fréquence porteuse. Les résultats de l'expérience ont été menés en accord étroit avec les travaux théoriques et de simulation.

Dans [Kaz 95], les valeurs du flux et du couple après une période de calcul sont prédites pour chaque configuration possible de l'onduleur. la configuration qui conduit à l'écart le plus faible entre le flux prédit et le flux de référence est utilisé. Ce choix ne prend donc pas en compte le fait que cette configuration ne sera pas utilisée pendant toute la période de calcul suivante. Le calcul des temps d'applications du vecteur actif et du vecteur nul ne prend en compte que le couple désiré. Il a été observé dans l'étude de simulation que l'ondulation de couple a été réduite de 60% (crete à crete).

L'article [Jef 08], propose une nouvelle technique de prédiction afin de minimiser l'ondulation de couple et du flux dans Direct Torque Control (DTC) d'une machine à induction. La mise en œuvre du système DTC classique est basée sur un temps discret à l'aide d'un dispositif de commande numérique, le choix approprié du vecteur de tension est basée

sur des valeurs calculées de couple et du flux correspondant à l'instant d'échantillonnage précédent. Cette fois le retard provoque une grande partie de l'ondulation globale lorsque les bandes d'hystérésis sont faibles par rapport au couple maximal et les variations de flux au cours d'une période d'échantillonnage. Les auteurs visent de présenter un système prédictif pour corriger ce retard de temps. La technique se caractérise par sa simplicité de calcul étant donné qu'elle ne use des effets des vecteurs de tension calculés pendant les intervalles d'échantillonnage précédents. Le régime montre la même robustesse envers les variations des paramètres que le système DTC classique. Le schéma de prédiction peut être étendu à compenser un retard de temps supplémentaire lorsque la fréquence d'échantillonnage est augmentée, mais la durée totale du processus reste inchangé.

[Her 09] propose dans son article un algorithme de commande prédictive qui utilise un modèle d'espace d'état, basé sur le contrôle classique Théoriquement. Un modèle discret dans le temps exact d'une machine à induction est développé en améliorant la précision de prédiction d'état. Un algorithme de commande de couple et l'amplitude du flux statorique évalue une fonction de coût pour chaque état de commutation disponible dans un onduleur à deux niveaux. Le vecteur de tension est sélectionné pour être appliqué dans l'intervalle d'échantillonnage suivant. Un haut degré de flexibilité est obtenu avec la technique de contrôle proposé en raison de l'optimisation en ligne, où linéarités et restrictions du système peuvent être comprises.

[Tob 09] Cet article présente un schéma de modèle prédictif généralisée de commande Direct de couple avec un horizon étendu, qui est composé de plusieurs groupes de transitions de commutation reliés par plusieurs segments d'extrapolation. La performance de l'unité de commande est en outre améliorée en réduisant au minimum les pertes de commutation dans l'onduleur. Les premiers résultats indiquent que par rapport à l'état de l'art commande Direct de couple, les pertes de commutation sont réduites jusqu'à 60%, tandis que la distorsion harmonique totale du couple est en même temps améliorée de 20%.

Pour les entraînements moyenne tension, le modèle prédictif Direct Torque Control (MPDTC) réduit de manière significative les pertes de commutation et / ou les distorsions harmoniques des courants de couple et de stator, par rapport aux systèmes classiques, tels que le contrôle direct de couple ou de modulation de largeur d'impulsion [Tob 11]. L'extension de l'horizon de prédiction dans MPDTC améliore encore les performances. Dans le même temps, la charge de calcul est considérablement augmentée en raison de l'explosion

combinatoire du nombre de séquences de commutation admissibles. Le nombre de séquences de commutation peut être considérablement réduit en éliminant les séquences sous-optimales. Cela réduit le temps de calcul par un ordre de grandeur, ce qui permet MPDTC avec des horizons de prédiction longs à exécuter sur le matériel disponible aujourd'hui.

[Geo 09] Cet article met l'accent sur le contrôle direct de couple (DTC) pour les entraînements électriques à courant alternatif triphasé. Un nouveau modèle de contrôle prédictif est proposé qui maintient le couple moteur, le flux de stator, et (le cas échéant) le potentiel du point neutre de l'onduleur dans des limites d'hystérésis données tout en minimisant la fréquence de commutation de l'onduleur, basé sur un modèle interne de l'entraînement, le contrôleur prédit plusieurs transitions futures de commutation, extrapole les trajectoires de sortie, et choisit la séquence des positions de commutation de l'onduleur (vecteurs de tension) qui minimise la fréquence de commutation. Les avantages du dispositif de commande proposé sont de deux ordres. Tout d'abord, comme l'a souligné par les résultats expérimentaux dans la deuxième partie de cet article, il donne un rendement supérieur par rapport à l'état industriel de l'art. Plus précisément, la fréquence de commutation est réduite jusqu'à 50%, tandis que le couple et le flux sont conservés avec plus de précision à l'intérieur dans leurs bandes. En outre, la réponse dynamique de couple est rapide. Deuxièmement, le régime est applicable à une grande classe des machines électriques entraînées par les onduleurs.

[Kab 08] L'auteur propose un nouveau contrôleur prédictif, pour compenser le retard (le délai entre la mesure et l'application du vecteur de tension) et de réduire l'ondulation de couple. Le courant du stator est mesuré deux fois dans chaque période d'échantillonnage et la valeur attendue à la fin de la période est prédite conformément à un algorithme d'extrapolation linéaire. Par conséquent, aucun des paramètres de la machine sont utilisés dans la prédiction et, par conséquent, l'algorithme est assez robuste contre les variations des paramètres de la machine. Le calcul du couple électromagnétique est réalisé en utilisant la valeur prédite de courant de stator. Par conséquent, la sélection du vecteur de tension est plus réaliste et empêche l'ondulation supplémentaire de couple. Ce contrôleur est tout à fait approprié pour les convertisseurs de puissance où la fréquence d'échantillonnage est faible, et il n'y a pas assez de temps pour les mesures supplémentaires. Les simulations et résultats expérimentaux confirment la capacité de cette méthode pour réduire considérablement l'ondulation de couple.

Model Prédicative Direct Torque Control (MPDTC) est une nouvelle méthode de contrôle, mise au point pour les convertisseurs de puissance de moyenne tension, qui est basé sur les principes de la commande prédictive, la méthode réduit les pertes de commutation du convertisseur et améliore la distorsion harmonique totale du couple (THD) par rapport à la commande DTC, tout en conservant les propriétés dynamiques et de robustesse favorables de la DTC. Dans cet article [Gey 09], MPDTC est conçu et appliqué à un convertisseur à cinq niveaux d'entraînement d'une machine à induction à haute fréquence. Cette application pose le défi de produire des formes d'onde à cinq niveaux au sein de la (courte) période fondamentale. La méthodologie MPDTC est adaptée à l'application spécifique en décomposant le dispositif de commande dans une machine et trois contrôleurs de phase. Les premiers résultats indiquent que, par rapport à la modulation de largeur d'impulsion (PWM), MPDTC est capable de réduire simultanément les pertes de commutation et le THD de couple, à la fois d'environ 50%.

La commande prédictive est une technique de contrôle automatique avancé. Il vise à contrôler les systèmes industriels complexes. Le principe de cette technique consiste à utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel pour anticiper le comportement futur du processus. De nombreux algorithmes de commande prédictive ont été développés et leurs différences sont basées sur les types de modèle de prédiction utilisé pour représenter le processus.

Cet article [Mah 14] aborde une nouvelle approche pour adapter le concept du modèle Prédicative Control (MPC) en Direct Torque Control (DTC) dans la commande des moteurs à induction. L'algorithme proposé améliore les performances d'un onduleur à deux niveaux d'un contrôleur DTC en conservant le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur de bandes prédéfinies de l'hystérésis, tout en minimisant les pertes de commutation. Le contrôleur MPC extrait les chaînes de séquences de commutation sur l'horizon de prévision. La programmation dynamique est mise en œuvre pour choisir les séquences de commutation qui réduisent au minimum la fonction de coût sur les pertes de puissance. Les simulations sont effectuées sur des modèles précis du moteur et les résultats vérifient les avantages de la méthode DTC proposée en comparaison avec DTC classique.

Les méthodes de contrôles directs prédictifs basés sur des modèles, sont des stratégies avancées de contrôle dans le domaine de l'électronique de puissance, pour commander les machines à induction (IM) [Wan 15]. Le procédé de prédiction du contrôle de couple (PTC)

évalue le couple électromagnétique et le flux statorique dans la fonction de coût. Le vecteur de commutation sélectionné pour l'utilisation dans les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) qui minimise l'erreur entre les références et les valeurs prédites. Les contraintes du système peuvent être facilement comprises. La stratégie de commande prédictive du courant (PCC) évalue le courant de stator dans la fonction de coût. Les deux méthodes PTC et PCC sont des méthodes de contrôle direct très utiles qui ne nécessitent pas l'utilisation d'un modulateur. Dans cet article, les méthodes PTC et PCC sont réalisées expérimentalement pour un IM sur le même banc d'essai. Les comportements et la robustesse et les performances en régime transitoire sont évalués.

I-2 Conclusion

Au cours de cette étude, nous avons balayé un grand nombre d'étude et de travaux effectués sur la commande directe du couple et son approche la commande prédictive directe du couple du moteur à induction. La richesse et la variété des sujets traités justifient l'intérêt croissant pour cette technique de commande dans divers champs d'application.

*Modélisation de
l'ensemble MAS-
convertisseur statique*

II.1 INTRODUCTION

La machine asynchrone, de part sa construction, fait l'objet d'un intérêt accru dans le domaine de l'industrie et occupe une large plage d'applications au détriment des machines synchrones et à courant continu [BAG 99]. Elle présente un système dynamique non linéaire. Par conséquent, sa commande nécessite la disponibilité d'un modèle représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électriques, électromagnétiques et mécanique.

La progression technologique de la microélectronique et l'électronique de puissance a rendu possible l'implémentation des commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et le contrôle rapide du couple [GRE 00].

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation et de sa commande.

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système biphasé. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine en tension.

Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés une fois par la technique de commande par hystérésis et d'autre fois par MLI (modulation de largeur d'impulsion). Afin de voir l'effet de la fréquence de commutation sur l'évolution de vitesse et du couple, nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur – machine où on présentera un modèle général associant la machine asynchrone à son alimentation.

II.2. Modélisation de la machine asynchrone

II.2.1 Présentation de la machine:

Une machine asynchrone à cage est constituée de deux parties : le stator et le rotor. Le stator représente la partie statique de la machine, il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinés trois enroulements

formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on trouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé des barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé sous pression. Ces barres sont reliées entre-elles à chaque extrémité par un anneau de court circuit. Notons que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encoche dû à la forte variation de réductance qui perturbe le couple. Cette inclinaison facilite également le démarrage et rend le fonctionnement plus silencieux. La cage est traversée par l'arbre mécanique qui sort de chaque côté.

II.2.2 Les hypothèses simplificatrices :

La machine électrique est prodigieusement complexe, pour sa modélisation nous sommes obligés d'introduire un certain nombre d'hypothèses simplificatrices [CAN00] [CAR 95]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.
- Nous négligeons les phénomènes d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Le bobinage est réparti de manière à donner une (f.m.m) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additive des flux.
- La constante des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

II.2.3. Modèle dynamique de la machine asynchrone

La MAS triphasée est représenté schématiquement par la (Fig. II.1). Elle est munie de six enroulements. Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

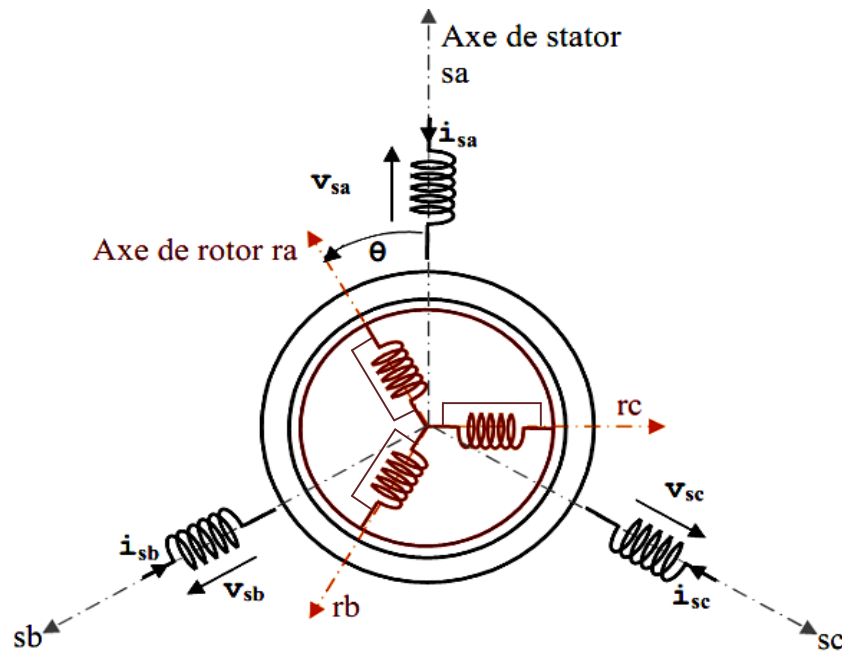


Fig. II.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Et leur comportement se traduit par les trois types d'équations [CAR 95], [STU 00] :

- équations électriques
- équations magnétiques
- équations mécaniques

II.2.4 Equations électriques

L'application de la loi d'Ohm généralisée, à chaque enroulement de la machine de la figure (Fig. II.1) donne les équations de tension du stator et du rotor comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}$$

Sous forme condensé:

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{II-1})$$

Les équations des tensions rotoriques, peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

Sous forme condensé:

$$[0] = [R_r abc] \cdot [I_r abc] + \frac{d}{dt} [\Phi_r abc] \quad (\text{II-2})$$

II.2.5 Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées précédemment donnent des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine, qui s'écrivent sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}$$

Sous forme condensé :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}] \cdot [I_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [I_{rabc}] \quad (\text{II-3})$$

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}] \cdot [I_{rabc}] + [M_{sr}]^t \cdot [I_{sabc}] \quad (\text{II-4})$$

Tel que :

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix}; [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

En mettant (II-3) et (II-4) dans, (II-1) et (II-2), respectivement, nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (\text{II-5})$$

$$[0] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}]^t \cdot [I_s]) \quad (\text{II-6})$$

La résolution du système d'équations (II-5; II-6) est difficile du fait que les termes des matrices des inductances $[M_{sr}]$ et $[M_{sr}]^t$ varient en fonction de la position du rotor par rapport au stator (angle θ) et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage. [CAN 00][CHA 89]. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui

reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celles de **Park**.

II.2.6 Transformation de Park

La transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques disposés sur trois axes (a, b, c) en des enroulements fictifs équivalents (Fig. II.2), du point de vue électriques et magnétiques disposés sur deux axes (d,q), tel que:

θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

θ_{obs} : angle de rotation de (d,q) par rapport au stator.

θ_r : angle de rotation de (d,q) par rapport au rotor.

Les angles sont liés par la relation:

$$\theta_{obs} = \theta + \theta_r \quad (II-7)$$

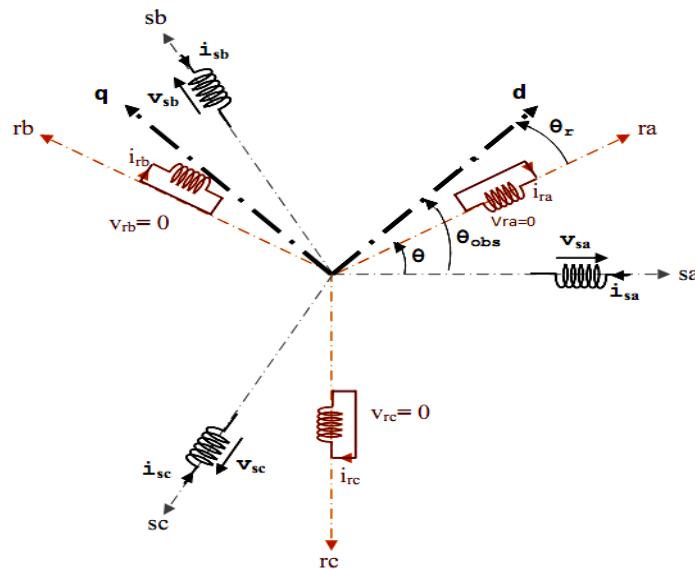


Fig. II.2 Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS

Le passage des grandeurs réelles aux grandeurs équivalentes se fait de la même façon pour les Tensions, courants et flux se fait comme suit :

$$\begin{bmatrix} Xd \\ Xq \\ X0 \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} = [P(\theta_{obs})] \cdot \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} \quad (II-8)$$

$$\begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Xd \\ Xq \\ X0 \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot \begin{bmatrix} Xd \\ Xq \\ X0 \end{bmatrix} \quad (II-9)$$

Où k est une constante qui peut prendre soit la valeur $(\sqrt{2/3})$ pour la conservation des puissances, soit la valeur $(2/3)$ pour la conservation des amplitudes.

Dans notre cas, nous prendrons: $k = \sqrt{2/3}$

II.3 Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone triphasée:

II.3.1 Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q :

Dans ce paragraphe, nous allons donner les équations électriques de la MAS dans le système biphasé en appliquant la transformation de Park (II-8) et (II-9) aux équations (II-1) et (II-2). Pour le stator on obtient:

$$[P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [V_{sdq}] = [R_s] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})][I_{sdq}] + \frac{d}{dt} ([P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [\Phi_{sdq}]) \quad (II-10)$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_{obs})]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sdq}] + [P(\theta_{obs})] \frac{d}{dt} [P(\theta_{obs})^{-1}] \cdot [\Phi_{sdq}] \quad (II-11)$$

Or:

$$\frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{obs}) & -\cos(\theta_{obs}) & 0 \\ -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (II-12)$$

Donc, après un calcul direct, nous trouvons que:

$$[P(\theta_{obs})] \frac{d}{dt} [P(\theta_{obs})^{-1}] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II-13)$$

Et l'expression (II-11) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{obs}}{dt} \\ \frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot [\Phi_{sdq}] \quad (II-14)$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{obs}}{dt} \\ \frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (II-15)$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (II-16)$$

II.3.2 Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q:

Appliquons la transformation de Park (II-8) et (II-9) à l'expression (II-3):

$$[P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [\Phi_{sdq}] = [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})][I_{sdq}] + ([M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}]) \quad (II-17)$$

Soit:

$$[\Phi_{sdq}] = [P(\theta_{obs})] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [I_{sdq}] + [P(\theta_{obs})] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] [I_{rdq}] \quad (II-18)$$

Un calcul simple nous donne :

$$[P(\theta_{obs})] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s - M_s \end{bmatrix} \quad (II-19)$$

$$[P(\theta_{obs})] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Or, d'après l'égalité (II-7), nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_{obs})] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II-20)$$

En introduisant les inductances cycliques:

$$L_s = l_s - M_s \quad : \text{Inductance cyclique propre du stator}$$

$$L_m = \frac{3}{2} \cdot M_0 \quad : \text{Inductance cyclique mutuelle stator-rotor}$$

L'expression (II-18) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (II-21)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique et en introduisant l'inductance cyclique:

$$L_r = l_r - M_r \quad : \text{Inductance cyclique propre du rotor}$$

J'aurai :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (II-22)$$

D'après les équations électriques et magnétiques modélisant la machine dans le repère biphasé (d-q); on peut représenter notre machine par la (Fig. II.3).

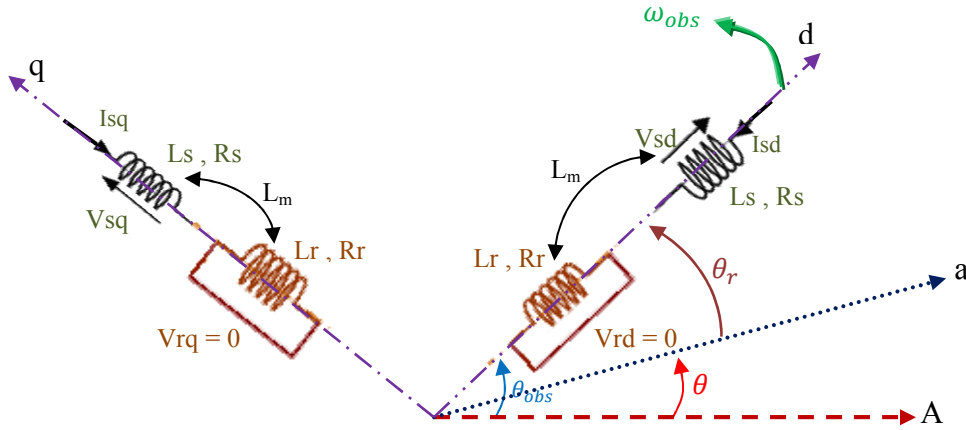


Fig. II.3 Représentation des enroulements fictifs des axes (d-q)

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan (d-q) d'après (II-15), (II-16), (II-21) et (II-22), sont les suivantes :

Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (II-23)$$

Equations des flux:

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (II-24)$$

II.4 Choix du repère de référence:

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations des tensions et des flux de la machine, dans un repère (d-q), faisant un angle électrique θ_{obs} avec le stator, et θ_r avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qu'il est libre. Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d-q) qui dépendent de l'objectif de l'application, et de la commande.

Référentiel (d-q) lié au stator (α - β):

Caractérisé par $\frac{d\theta_{obs}}{dt} = \omega_{obs} = 0$, et par conséquent $\frac{d\theta_r}{dt} = -p\Omega$: Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant

alternatif ainsi que l'observation et la commande non linéaire, le système d'équations(II-23)

$$\text{devient alors : } \begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-25})$$

Référentiel (d-q) lié au rotor:

Caractérisé par $\omega_{obs} = \omega$, Ce référentiel utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones. Le système d'équations (II-23) devient alors:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-26})$$

Référentiel (d-q) lié au champ tournant:

Dans ce cas, la vitesse de repère (d-q) est la vitesse du synchronisme ($\omega_{obs} = \omega_s$), est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues. Le système d'équations (II-23) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-27})$$

II.5 .1 Expressions du couple électromagnétique et de la puissance:

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (d-q) est donnée par l'expression suivante:

$$P_e = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr} \quad (\text{II-28})$$

Elle se décompose en trois termes :

- Puissance dissipée en pertes joules:

$$P_J = R_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r \cdot (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (\text{II-29})$$

- puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source:

$$P_{em} = I_{ds} \cdot \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + I_{qs} \cdot \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + I_{dr} \cdot \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + I_{qr} \cdot \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \quad (\text{II-30})$$

- puissance mécanique:

$$P_{mec} = \omega (I_{dr} \cdot \Phi_{qr} - I_{qr} \cdot \Phi_{dr}) \quad (\text{II-31})$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} = p \frac{P_{mec}}{\omega} \quad \text{telque : } \Omega = \frac{\omega}{p} \quad (\text{II-32})$$

Ω : la vitesse de rotation mécanique du rotor [rad/s]

ω : la vitesse de rotation électrique du rotor [rad/s]

En tenant compte des expressions (II-24), (II-31) et (II-32), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\begin{cases} C_e = P \cdot (\Phi_{qr} \cdot I_{dr} - \Phi_{dr} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ C_e = P \cdot L_m \cdot (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) \end{cases} \quad (\text{II-33})$$

II.5.2 Equation du mouvement :

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse...). L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (\text{II-34})$$

II.6 Mise sous forme d'équations d'état

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état. Pour une machine asynchrone alimentée en tension, nous avons choisi le référentiel immobile par rapport au stator, les tensions statoriques $V_{\alpha s}$ et $V_{\beta s}$ sont les variables de commande, et nous considérons les flux rotoriques ($\Phi_{\alpha r}$, $\Phi_{\beta r}$) les courants statoriques ($I_{\alpha s}$, $I_{\beta s}$) comme variables d'état.

En utilisant les expressions (II-24), (II-25) et après arrangement, nous aurons le modèle suivant:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{dI_{\beta s}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{L_m^2}{t_r L_r} \right) & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r t_r} & \frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} \Omega \\ 0 & -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{L_m^2}{t_r L_r} \right) & -\frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} \Omega & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r t_r} \\ \frac{L_m}{t_r} & 0 & -\frac{1}{t_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{L_m}{t_r} & p\Omega & -\frac{1}{t_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-35})$$

II.7. Modélisation de l'alimentation de la machine :

Le moteur asynchrone utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesses variables, nécessite une alimentation qui doit fournir l'énergie électrique au moteur et la récupérer en cas de freinage. Cette alimentation est assurée par un onduleur de tension. L'onduleur de tension est un convertisseur statique permettant la transformation d'une tension continue en une ou des tensions alternatives, il est tributaire des caractéristiques de la source continue et de la charge entre lesquelles il est inséré.

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

Ces caractéristiques guident les concepteurs au choix convenable des semi-conducteurs à employer et leurs commandes. Dans cette partie, nous allons présenter la MAS associée à son alimentation qui est un onduleur de tension à MLI triphasé.

L'alimentation de l'onduleur est constituée d'un pont redresseur triphasé à diodes, un filtre (L_f C_f), et un circuit de freinage. Comme l'illustre la (Fig. II.4):

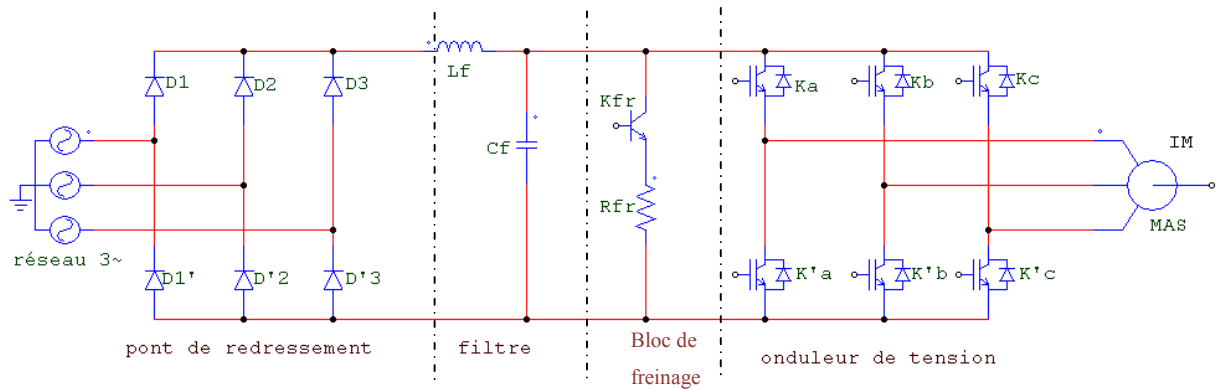


Fig. II.4 Association MAS-onduleur de tension

II.7. 1 Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [LAB 98].

Ce type de redresseur comporte trois diodes à cathode commune (D_1 , D_2 et D_3) assurant l'aller du courant I_d , et trois diodes à anode commune (D'_1 , D'_2 et D'_3) assurant le retour du courant I_d . Il est schématisé par la (fig. II.5).

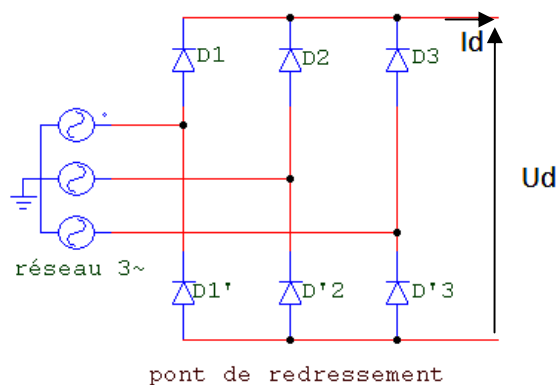


Fig. II.5 Redresseur triphasé à diodes double alternance

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tension et de fréquence constante. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement anodique et aux pertes dans les diodes [LAB 98], Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} v_1(t) = V_{\max} \cos wt \\ v_2(t) = V_{\max} \cos(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ v_3(t) = V_{\max} \cos(wt - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II-36})$$

La tension redressée à la sortie de redresseur, est donnée par:

$$U_d(t) = \max [v_1(t), v_2(t), v_3(t)] - \min [v_1(t), v_2(t), v_3(t)] \quad (\text{II-37})$$

Sa valeur moyenne est donné par :

$$\overline{U_d} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \quad (\text{II-38})$$

Et son taux d'ondulation est donnée par:

$$\tau\% = \frac{U_{d\max} - U_{d\min}}{2\overline{U_d}} \quad (\text{II-39})$$

La tension redressée aura la forme schématisée par la figure (Fig. II.6):

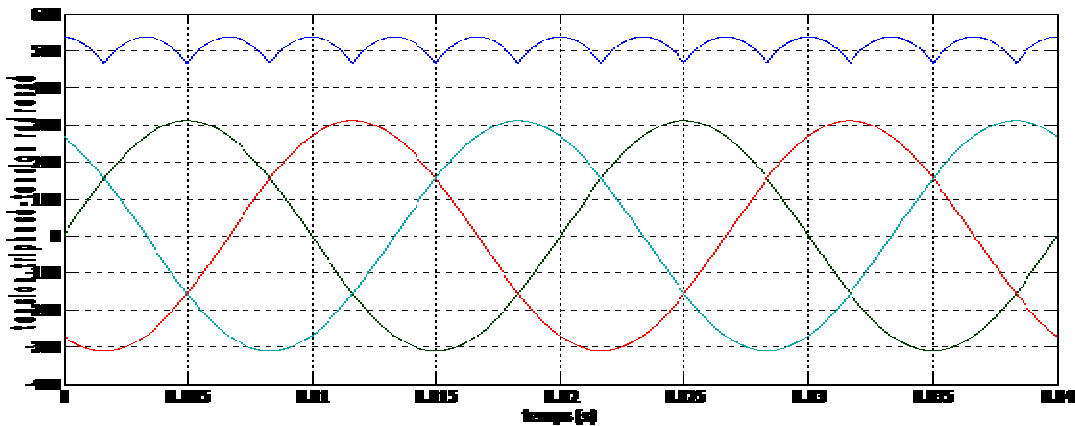


Fig. II.6 Représentation de la tension redressée

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre pour diminuer ces ondulations.

II.7.2 Modélisation du filtre

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (L_f C_f), schématisé par la (Fig. II.7):

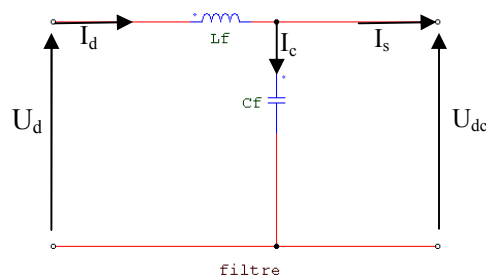


Fig. II.7 Représentation d'un filtre passe bas

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (\text{II-40})$$

D'où la fonction de transfert du filtre ($I_s=0$):

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1+(s\sqrt{L_f C_f})^2} \quad (\text{II-41})$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad [\text{rad/s}] \quad (\text{II-42})$$

La détermination de L_f et C_f , se fait en imposant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de la première harmonique à éliminer de $U_d(t)$.

II.7.3 Modélisation de l'onduleur de tension:

L'onduleur de tension est un convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitude et fréquence réglable à partir d'un réseau standard 220/380V, 50 Hz. Après redressement, la tension filtrée $U_{dc}(t)$ est appliquée à l'onduleur.

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors MOSFET, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible. Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors MOSFET mais d'avantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors IGBT sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors GTO destinées aux applications des grandes puissances et commutent très lentement et du type commandable à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique [LAB 98].

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la (Fig. II.8). Chaque groupe transistor-diode assemblé en antiparallèle forme un interrupteur bi-commandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation.

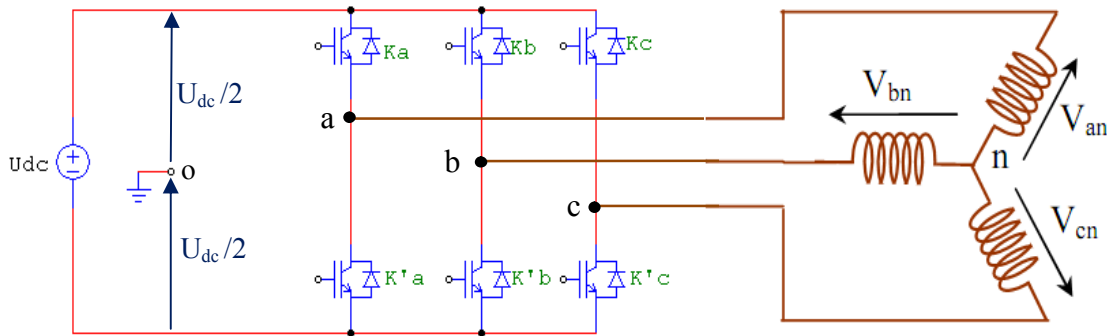


Fig. II.8 Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Les couples d'interrupteurs (K_a et K'_a), (K_b et K'_b), (K_c et K'_c) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les six diodes antiparallèles sont des diodes de roue libre assurant la protection des transistors [H.FOC], [MIC 99].

Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne:

$S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bras **haut** (a,b ou c) fermé.

$S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bras **bas** (a,b ou c) fermé.

Pour simplifier l'étude, on supposera que:

- la commutation des interrupteurs est instantanée ;
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} sont obtenues à partir de ces relations:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ U_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ U_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (\text{II-43})$$

Tel que V_{a0} , V_{b0} et V_{c0} sont les tensions d'entrée de l'onduleur. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (\text{II-44})$$

Sachant que :

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simple de la machine. et V_{n0} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif « o ».

$$\text{Soit : } V_{j0} = V_j - V_0 = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2} & \text{si } K_j \text{ fermé } (S_j = 1) \\ \frac{-U_{dc}}{2} & \text{si } K_j' \text{ fermé } (S_j = 0) \end{cases} \quad j = a; b; c \quad (\text{II-45})$$

Le système V_{an} , V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, donc :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II-46})$$

La substitution de (II-46) dans (II-44) aboutit à :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II-47})$$

En remplaçant (II-47) dans (II-44), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{II-48})$$

L'équation (II-47) peut être réécrite se forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad \text{Soit } [Vjn] = [T][Vjo] \quad (\text{II-49})$$

Nous avons exprimés V_{an} , V_{bn} et V_{cn} considérées comme des tensions de sortie de l'onduleur en fonction de V_{ao} , V_{bo} , V_{co} comme tensions d'entrée, et par conséquent la modélisation de l'onduleur par la matrice [T].

En substituant les valeurs de V_{jo} de (II-45) dans le système (II-49) on obtient les tensions aux bornes de la charge en fonction des valeurs booléennes des états des interrupteurs :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} ; \quad [Vjn] = U_{dc}[T][S_j] \quad (\text{II-50})$$

II.8 Commande de l'onduleur de tension

L'objectif de la commande de l'onduleur de tension consiste, à envoyer des séquences d'amorçage et de blocage aux semi-conducteurs de l'onduleur. Les modalités d'implantation et les principes utilisés pour déterminer les instants de commande sont très variés. Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont :

- La commande par hysteresis.
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

II.8.1 La technique de commande par hystérésis

C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant, Le principe de contrôle des courants par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation. La figure (Fig. II.9) présente le schéma de principe de cette technique.

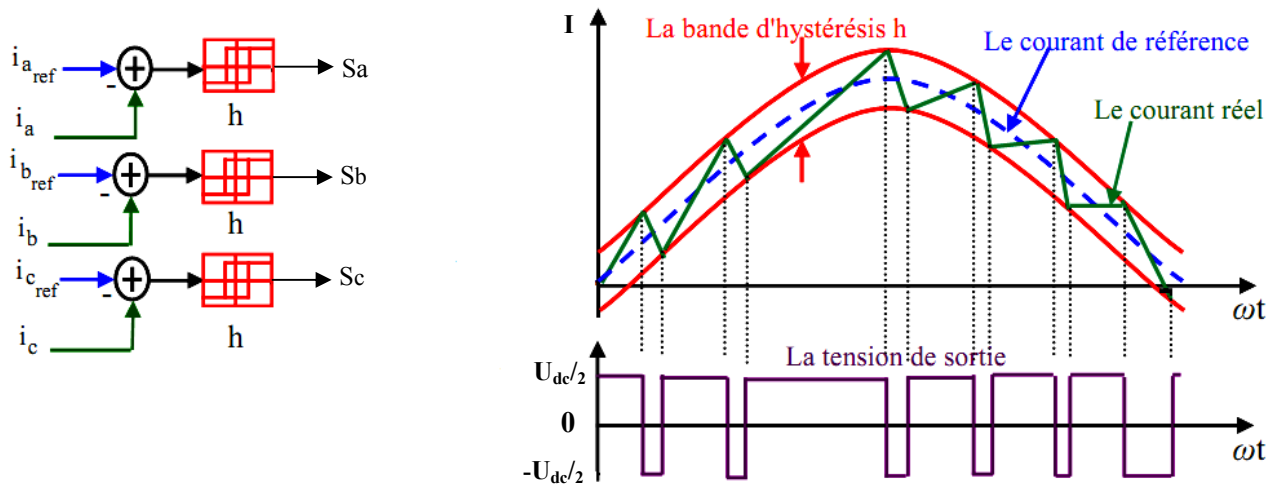


Fig. II.9 Représentation de contrôle de courant par la technique à hystérésis

Les courants de référence sont donné par :

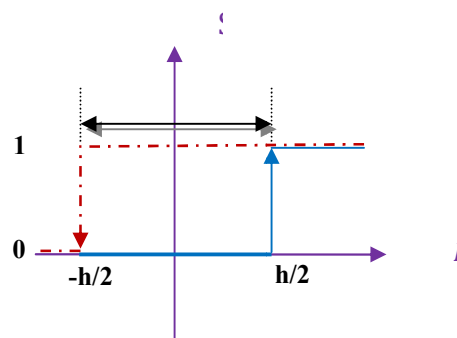
$$\begin{cases} I_{a_{ref}}(t) = I_{max} \cos wt \\ I_{b_{ref}}(t) = I_{max} \cos(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{c_{ref}}(t) = I_{max} \cos(wt - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (II-51)$$

Ces courants de référence sont comparés avec ceux des phases de chaque bras de l'onduleur, la différence entre le courant de référence $I_{j_{ref}}(t)$ et le courant mesuré $I_j(t)$, c'est l'écart du courant $I_{j_e}(t)$ appliqué à l'entrée du bloc de l'hystérésis qui fournit le signal logique(1 ou 0).

Comme montre la figure ci-contre :

$$\begin{cases} \text{si } I_{j_e}(t) \geq \frac{h}{2} \text{ alors } S_j = 1 \\ \text{si } I_{j_e}(t) \leq -\frac{h}{2} \text{ alors } S_j = 0 \end{cases}$$

h : est la bande d'hystérésis



La bande d'hystérésis est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi-conducteurs utilisés, et à minimiser les harmoniques des courants.

II.8.2 La technique de commande par MLI:

La modulation de largeur d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former une succession de créneaux de largeurs convenables.

La MLI utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence f_m appelé modulante, et un signal triangulaire de haut fréquence f_p appelé la porteuse, afin de déterminer les instants de commutation.

Les paramètres essentiels de la MLI sont :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de la porteuse à la fréquence du modulante. $m = \frac{f_p}{f_m}$.
- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de la porteuse (V_p). $r = \frac{V_m}{V_p}$

Le schéma de principe est donné par la figure suivante:

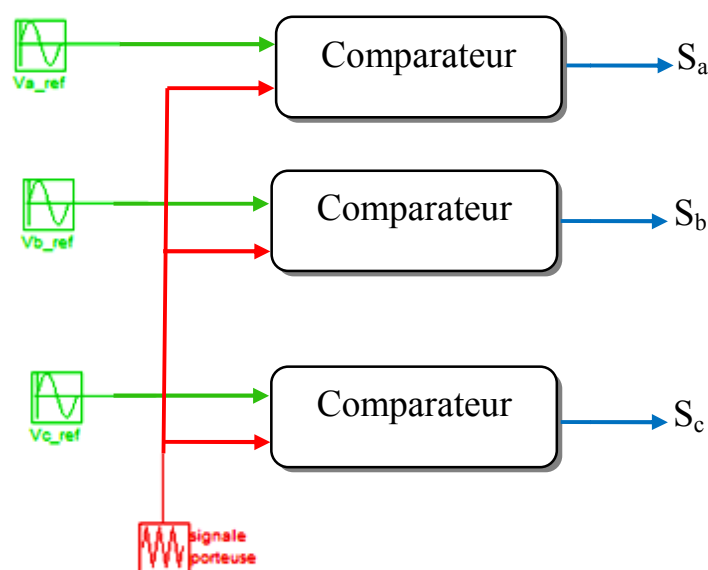


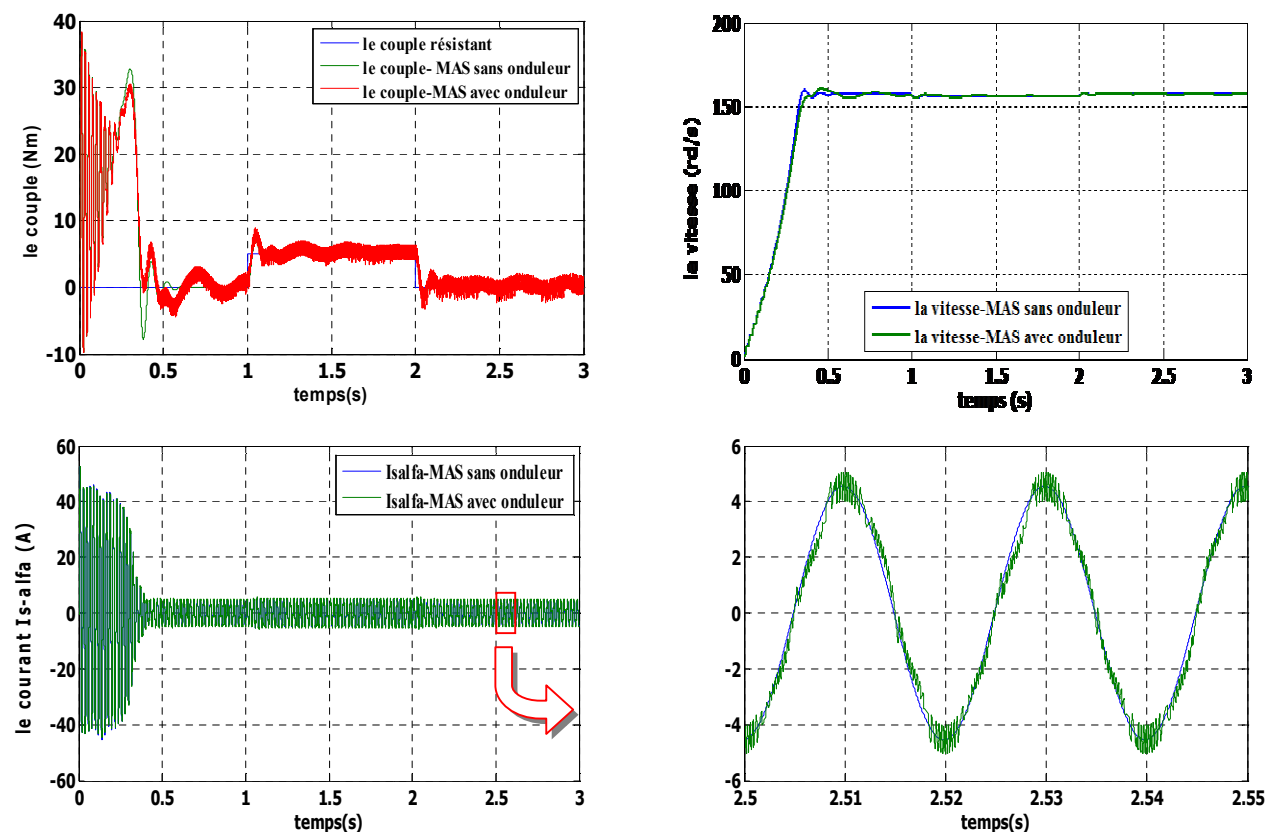
Fig. II-10 schéma de principe de la MLI sinus-triangle

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants:

- Repousse les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage.
- Le réglage de la tension de sortie.
- Obtention dans la charge des courants dont la variation est proche de la sinusoïde par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques, et grâce à la fréquence des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence de sortie.
- Minimisation des oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; Ce qui permettra de réduire la pollution en harmonique dans le réseau électrique avec minimisation des pertes et donc amélioration du rendement.

II.9.1 Tests de simulation (onduleur commandé par La technique d'hystérésis):

Dans cette partie d'étude, nous sommes intéressés à l'influence de la bande d'hystérésis sur les performances de la machine à induction surtout au niveau de la vitesse, couple, et la forme des courants ainsi la fréquence de commutation des interrupteurs pour cela nous avons simulé l'ensemble machine-onduleur à vide puis en charge à partir de l'instant $t=1s$ jusqu'à $t= 2s$ sous un couple résistant de valeur $C_r=5$ N.m. Ces tests ont été effectués pour deux différentes bandes d'hystérésis sont $h=0.8=[-0.4 ; 0.4]$ et $h=0.2=[-0.1 ; 0.1]$.



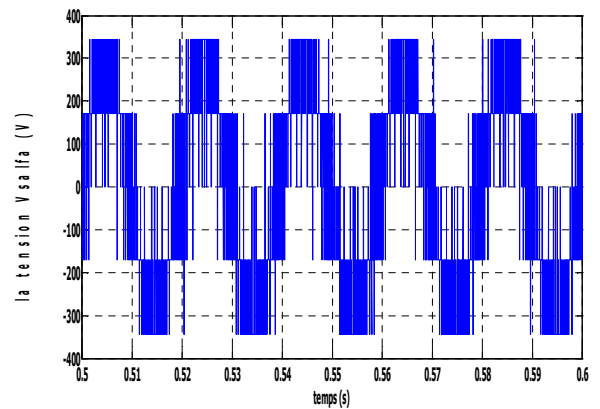
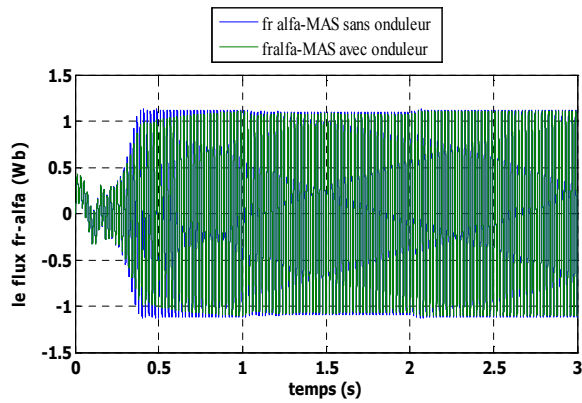
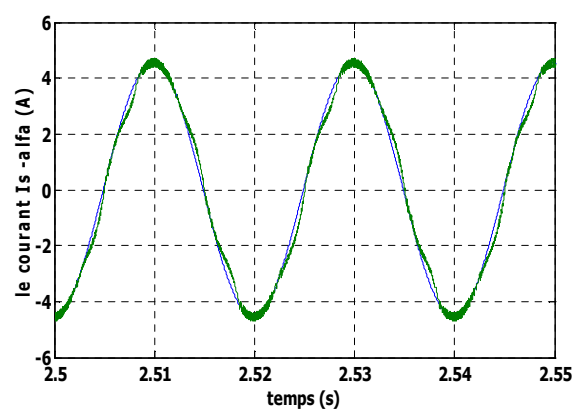
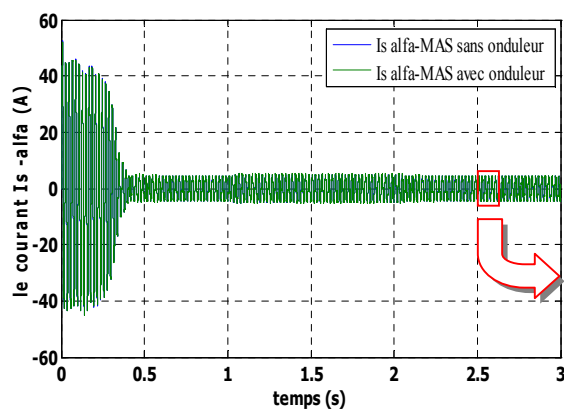
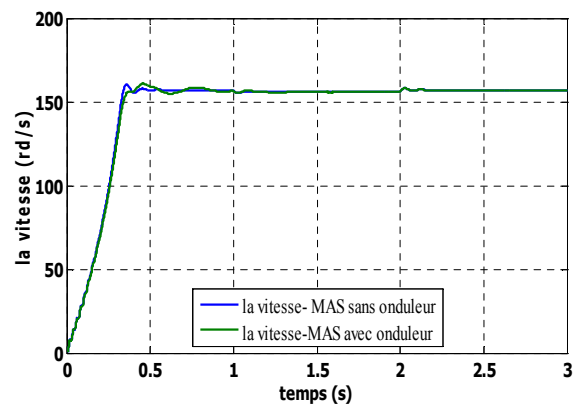
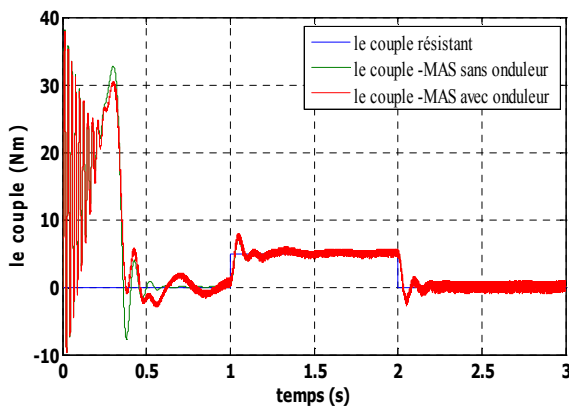


Fig. II.11 Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension Commandé par hystérésis (la bande d'hystérésis $h=0.8$) dans un référentiel lié au stator (α - β).



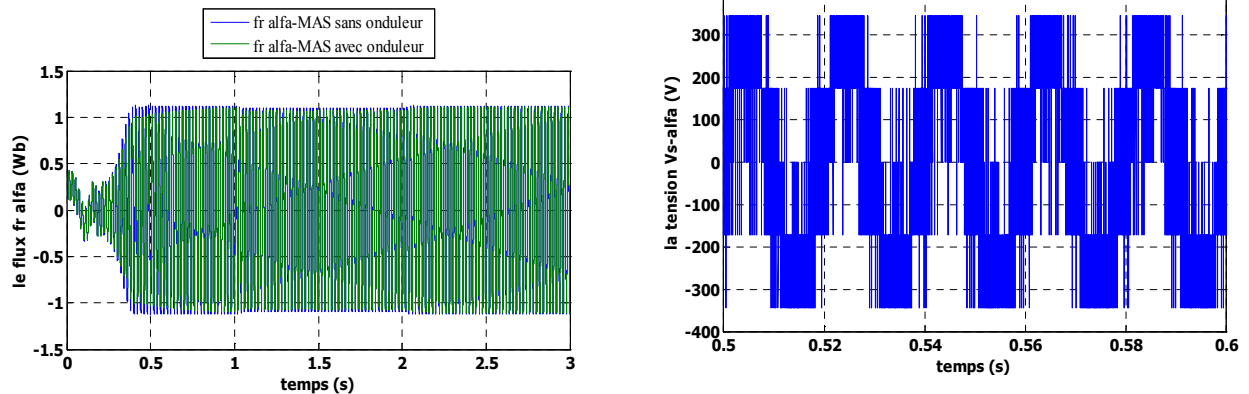


Fig. II.12 Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension Commandé par hystérésis (la bande d'hystérésis $h=0.2$) dans un référentiel lié au stator ($\alpha-\beta$).

Interprétation des résultats de la simulation :

Les figures (Fig. II.11; Fig. II.12) montrent les résultats obtenus par un contrôle à hystérésis.

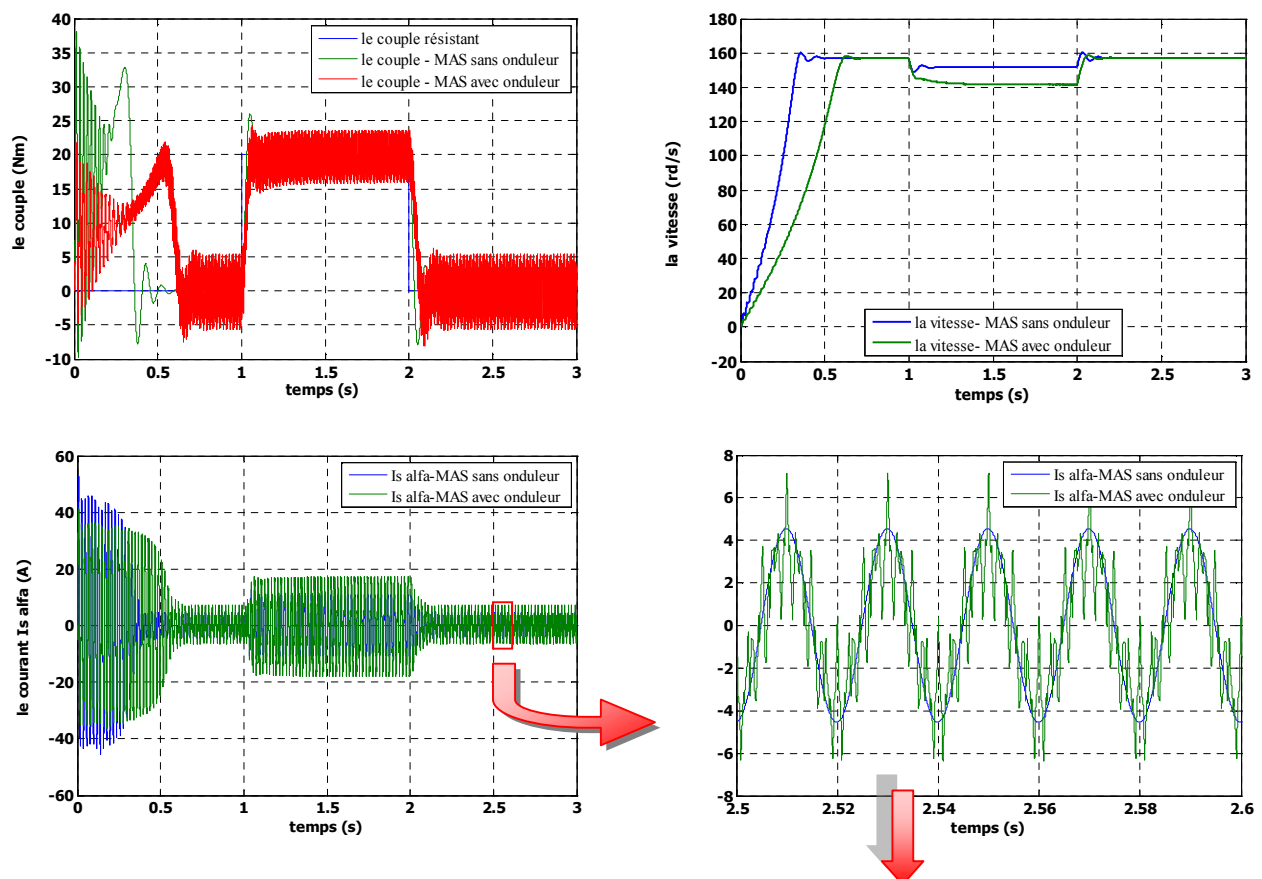
On constate les remarques suivantes:

- la réponse de vitesse pour la MAS alimentée directement par réseau ou par un onduleur de tension, se stabilise à 157rd/s dans un temps d'établissement de 0.4s après un régime transitoire à vide où la vitesse augmente linéairement, (le moteur possède 2 paires de pôles).
- Le couple électromagnétique transitoire présente une composante pulsante qui atteint 2 fois le couple nominale, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. Après la disparition du régime transitoire il stabilise à sa valeur de référence.
- Ce qui concerne les réponses de courant, nous constatons qu'il ya un fort appel de courant dans le régime transitoire et qui atteint 5 fois environ le courant nominal puis suit le courant de référence en régime permanent. Dans le fonctionnement à vide du moteur il ya un courant correspondent au comportement inductif de moteur. La diminution de la bande d'hystérésis permet d'améliorer la forme de courant et minimise les pulsations du couple mais provoque une augmentation très importante de la fréquence de commutation.
- Le contrôle par hystérésis force le courant de chaque phase à être supérieur ou inférieur par rapport à leur courant de référence qui résulte la commutation de la tension de phase entre $\frac{U_{dc}}{2}$ et $-\frac{U_{dc}}{2}$.
- La fréquence de commutation des interrupteurs dépend de la tension continue appliquée à l'entrée de l'onduleur, du niveau de la f.e.m. qui dépend de la vitesse de rotation, de l'inductance de fuite du stator et de la bande d'hystérésis [DJA 09].

- On note que les pertes de commutation de l'onduleur sont proportionnelles à cette fréquence qui est directement proportionnelle à la tension continue et inversement proportionnelle à la bande d'hystérésis.
- On note aussi que, plus la largeur de la bande d'hystérésis est petite, plus la fréquence de commutation des interrupteurs est grande, et donc, les harmoniques des courants sont de haute fréquence, et par conséquent, leur filtrage est facile.
- On note que la commande par hystérésis conduit à des fonctionnements à fréquence variable, ce qui peut être indésirable, en particulier pour des raisons de dimensionnement. Il est alors fréquent de recourir à la commande MLI à fréquence fixe.

II.9.2 Tests de simulation (onduleur commandé par La technique à MLI):

Dans cette partie d'étude nous avons associé à la MAS un onduleur de tension sous une commande MLI pour différentes valeurs de l'indice de modulation, afin de visualiser l'effet de la fréquence de commutation sur les performances de la machine surtout au niveau de la vitesse, le couple, et la forme de courant. Pour cela, nous avons appliqué un couple de charge nominale de valeur $C_r = 20 \text{ Nm}$ à l'instant $t = 1 \text{ s}$ pendant une durée de 1 s . Ces tests ont été effectués pour trois valeurs différentes de l'indice de modulation.



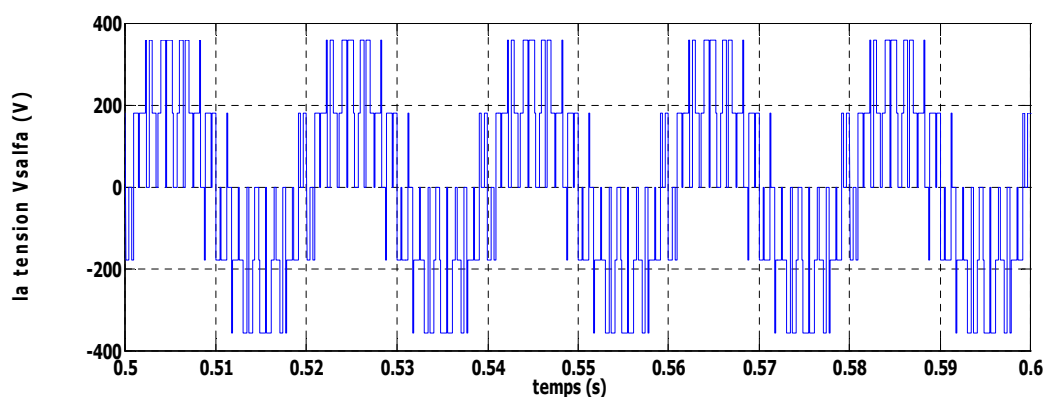
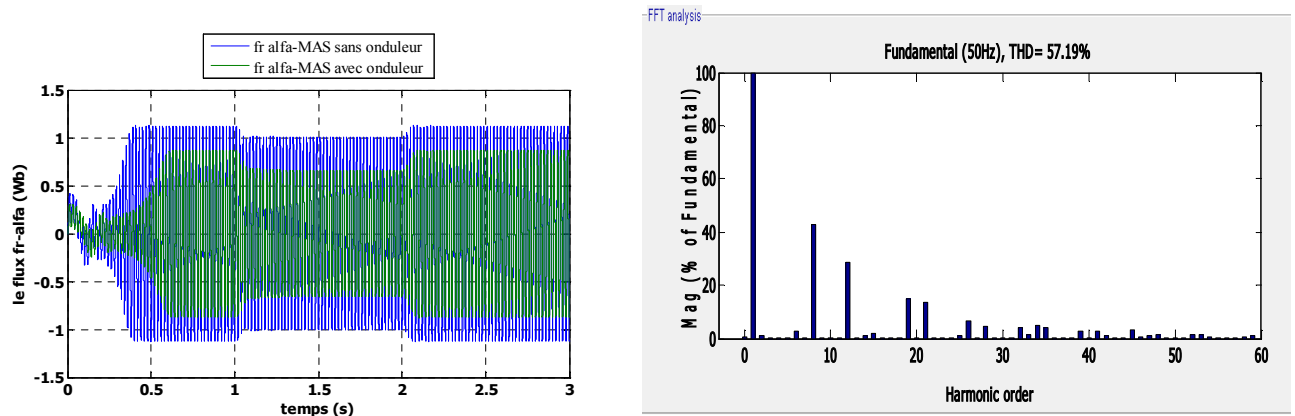
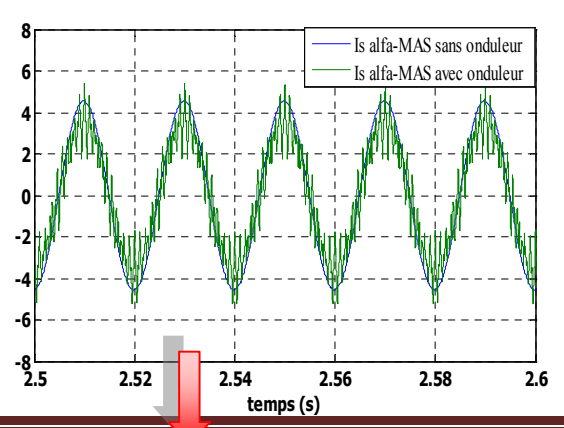
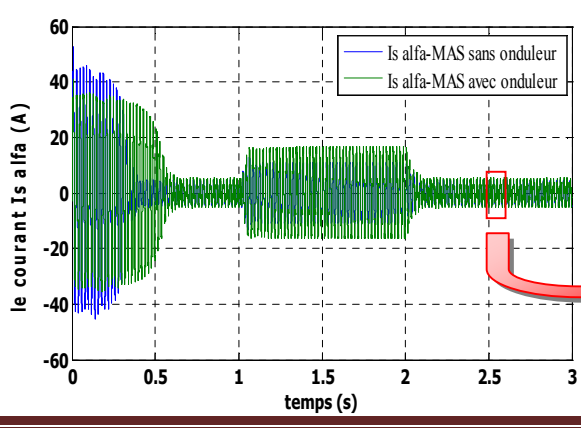
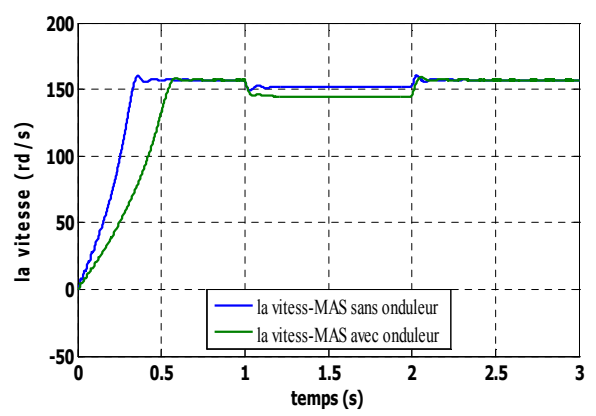
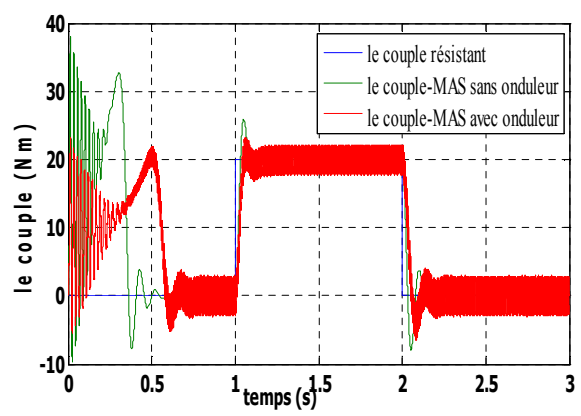


Fig. II.13 Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension [m = 10, r = 0.9] dans un référentiel lié au stator (α - β).



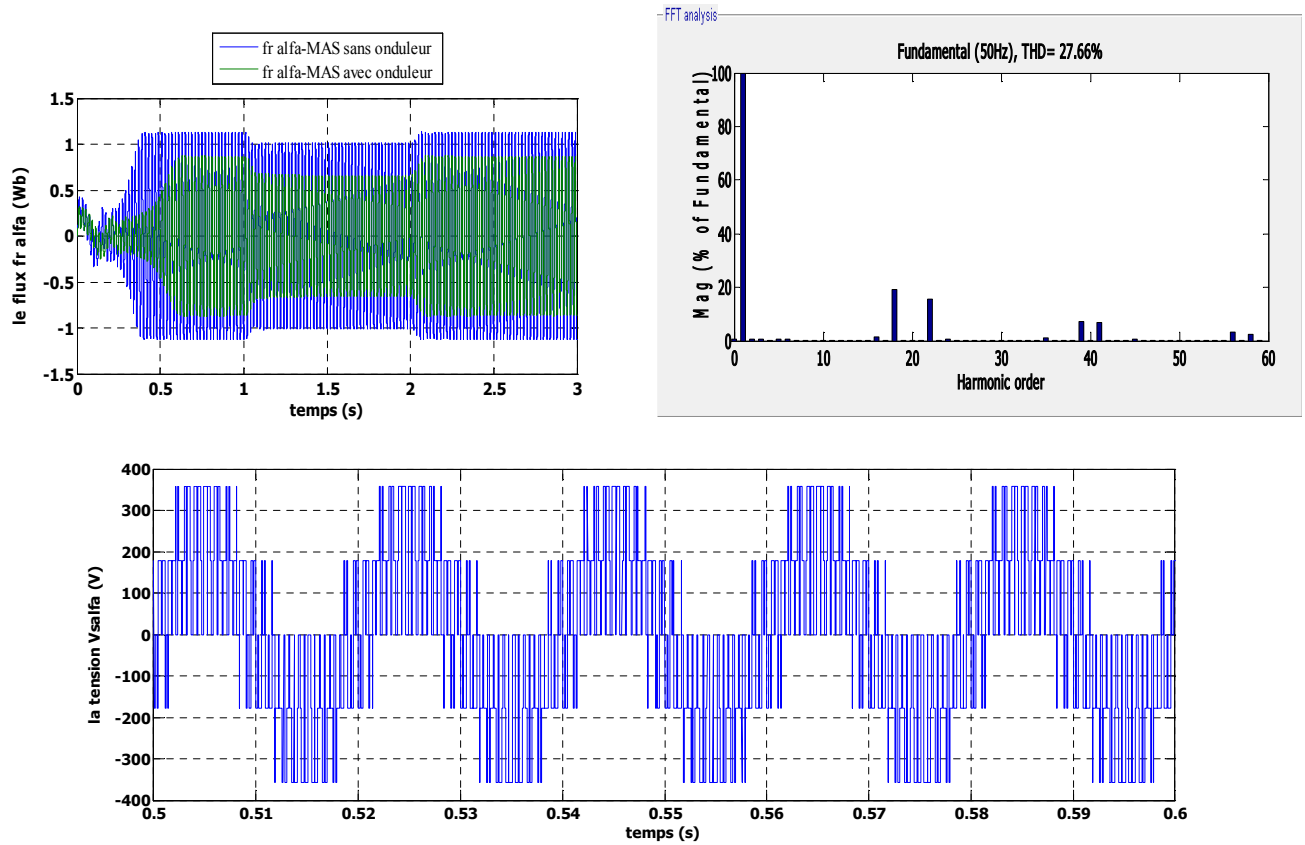
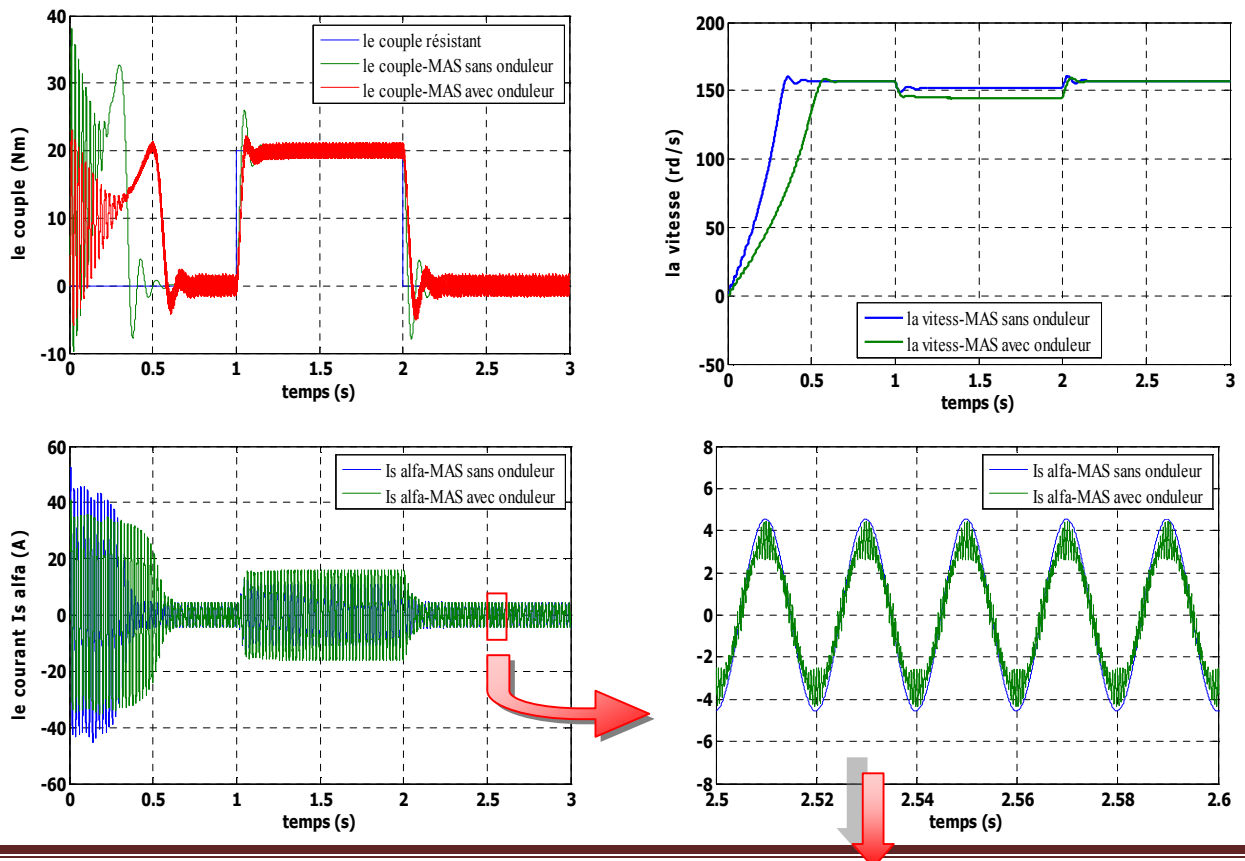


Fig. II.14 Résultats de simulation de la MAS alimentée par un ondulateur de tension [m = 20, r = 0.9] dans un référentiel lié au stator (α - β).



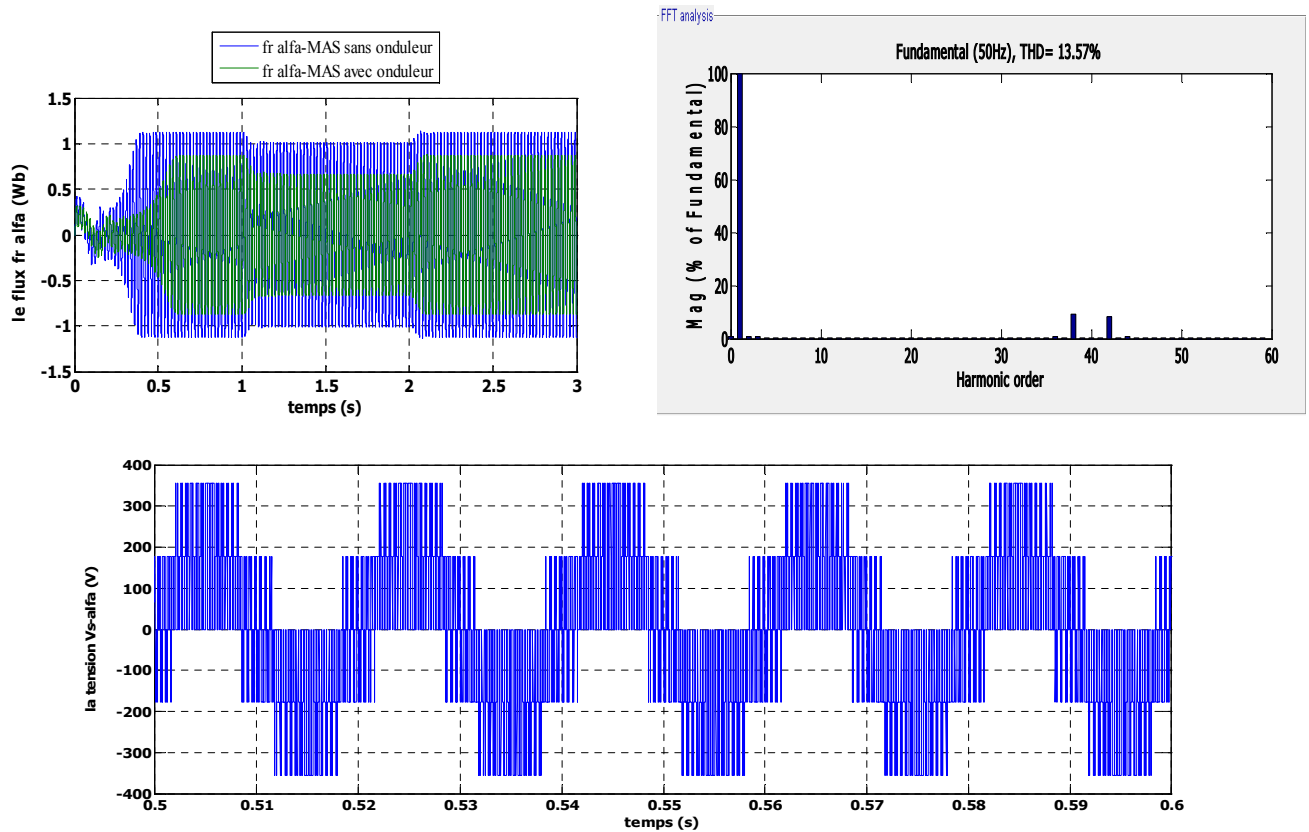


Fig. II.15 Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension $[m = 40, r = 0.9]$ dans un référentiel lié au stator $(\alpha-\beta)$.

Interprétation des résultats de la simulation:

Les remarques les plus importantes sont :

La réponse de la vitesse ainsi que celle du couple pour une MAS alimentée directement par réseau triphasé équilibrée est très rapide par rapport à celle alimentée par un onduleur, à cause d'une diminution de la valeur efficace de la tension qui alimente la machine.

L'absence de régulation de la vitesse (test en boucle ouverte) provoque une diminution importante de la vitesse lors d'application d'une charge pour l'ensemble MAS-onduleur.

Les oscillations au niveau du couple sont dues essentiellement au convertisseur statique, car la conversion continue alternative fait apparaître des harmoniques au niveau des tensions de sortie et des courants qui influent directement sur la forme du couple. On peut diminuer ces oscillations en augmentant la fréquence de commutation des interrupteurs; ce qui permet de minimiser le taux d'harmoniques.

On note que l'augmentation de la fréquence de commutation provoque l'augmentation des pertes joule (l'échauffement des composants de puissance).

II-10 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension triphasé. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de Park, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone. Ensuite nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé une fois par la technique d'hystérésis et d'autre fois par la modulation de largeur d'impulsion .

Les résultats obtenus montrent la validité du modèle, mettent en évidence les performances de la machine associée aux techniques hystérésis et MLI.

Pour obtenir des performances dynamiques élevées de la machine en boucle fermé, nous allons adopter la commande directe de couple (DTC) qui sera détaillé dans le chapitre suivant.

*Commande directe du
couple de la machine à
induction*

III-1 : Introduction :

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, on a développé des méthodes de commande dans lesquelles le flux et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans le recours à des capteurs mécaniques. Parmi ces méthodes, la commande directe du couple, basée sur l'orientation du flux statorique, introduite en 1986 par TAKAHASHI [TAK 89].

Le contrôle direct de couple DTC " Directe Torque Control" , basé sur l'orientation du flux statorique, est l'une des méthodes introduite par depenbrock sous la terminologie DSC "Direct Self Control "[DEP 92].Ce type de commande a été présenté comme une alternative à la commande vectorielle par orientation de flux statorique, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine.

Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle, le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des grandeurs accessibles à la mesure sans recours aux capteurs dédiés, et d'imposer directement l'amplitude des ondulations de ces grandeurs.

Les méthodes de contrôle direct du couple (DTC) consistent à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur selon l'évolution des valeurs du flux stator et du couple électromagnétique de la machine.

L'application de la commande aux interrupteurs a pour but d'orienter le vecteur flux électromagnétique selon une direction déterminée.

Dans ce chapitre on présentera le principe du contrôle direct du couple, ainsi que les résultats obtenus par la simulation. L'effet de variation des paramètres de la machine sur les performances de la commande est aussi étudié par la suite.

III.2 Principe du contrôle direct de couple

Le contrôle direct de couple (DTC) d'une machine à induction, est basé sur la détermination de la séquence de commande, à appliquer aux interrupteurs de l'onduleur de tension à chaque instant de commutation.

Pour chacune des grandeurs contrôlées, flux stator et couple électromagnétique, on définit une ou plusieurs bandes ; la valeur estimée de chaque grandeur est comparée avec une valeur de référence à l'aide d'un régulateur à hystérésis.

La séquence de commande est choisie selon:

- ❖ Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du couple électromagnétique.
- ❖ Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du flux stator.
- ❖ Le signal informant sur la position du vecteur flux stator.

L'objectif de ce choix est de déterminer le vecteur de tension optimal pour le contrôle de l'amplitude du flux et du couple, et les maintenir dans leurs bandes d'hystérésis.

Le contrôle direct de couple est caractérisé par [Mar 05] [CAS 03] :

- une excellente réponse dynamique.
- La sélection des vecteurs de tension optimaux pour l'onduleur assure le contrôle direct de couple et de flux et indirectement le contrôle de la tension et de courant statoriques
- La fréquence de commutation de l'onduleur est variable et dépend des régulateurs à hystérésis utilisés.
- L'existence des oscillations de couple entraînant la variation du niveau sonore.
- Nécessité à des fréquences d'échantillonnage très élevées (>20KHz).

Cette méthode de commande a pour avantages:

- ✓ de ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d-q).
- ✓ il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI.
- ✓ il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- ✓ de n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse.
- ✓ il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- ✓ la réponse dynamique est très rapide.

Et pour inconvénient:

- ☒ l'existence de problème à basse vitesse.
- ☒ la nécessité de disposer des estimateurs de flux statorique et du couple.
- ☒ l'existence des oscillations du couple.
- ☒ la fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes par commutation, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

III.3 Principes généraux de contrôle vectoriel de couple :

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j\omega \bar{\Phi}_r \\ \bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + L_m \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

A partir des expressions des flux, le courant de rotor s'écrit :

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r L_s} \bar{\Phi}_s \right) \quad (\text{III-2})$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ étant le coefficient de dispersion

En injectant (III-2) dans (III-1) j'aurai le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \left(\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma t_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r \right) = \frac{L_m}{\sigma t_r L_s} \bar{\Phi}_s \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

Ces relations du système montrent que :

- * il est possible de contrôler le vecteur $\bar{\Phi}_s$ à partir du vecteur \bar{V}_s à la chute de tension $R_s \bar{I}_s$ prés.
- * Le flux $\bar{\Phi}_r$ suit les variations de $\bar{\Phi}_s$ avec une constante de temps σt_r ; le rotor agit comme un filtre de constant de temps σt_r entre le $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$.

Si on reporte dans l'expression de couple électromagnétique, en posant l'angle $\delta = (\bar{\Phi}_s, \bar{\Phi}_r)$, le couple s'exprime par:

$$C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r L_s} (\bar{\Phi}_s \otimes \bar{\Phi}_r) = P \cdot \frac{L_m}{L_r L_s} \|\bar{\Phi}_s\| \cdot \|\bar{\Phi}_r\| \sin \delta \quad (\text{III-4})$$

$\|\bar{\Phi}_s\|$: module du vecteur flux stator.

$\|\bar{\Phi}_r\|$: module du vecteur flux rotor.

δ : angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor.

Le couple dépend de l'amplitude de deux vecteurs $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$ et de leur position relative si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\Phi}_s$ à partir de \bar{V}_s en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$, et donc le couple. Ceci n'est bien sûr possible que si la période de commande T_e de la tension \bar{V}_s est telle que $T_e \ll \sigma t_r$.

III-4 principes du contrôle du flux statorique :

Le contrôle direct de couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentielle lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante :

$$\bar{\Phi}_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt + \bar{\Phi}_{s0} \quad (\text{III-5})$$

Pendant une période de contrôle $[0, T_e]$ correspondant à la période d'échantillonnage T_e l'expression (III-5) peut s'écrire comme suit :

$$\overline{\Phi}_s(t) = \overline{\Phi}_{s_0} + \overline{V}_s T_e - \int_0^t R_s \overline{I}_s dt \quad (\text{III-6})$$

Où : $\overline{\Phi}_{s_0}$: est le vecteur de flux à $t=0$

On applique un vecteur de tension non nul à la machine, et on considère le terme $R_s \overline{I}_s$ négligeable devant la tension \overline{V}_s ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée.

J'aurai:

$$\overline{\Phi}_s(t) = \overline{\Phi}_{s_0} + \overline{V}_s T_e \quad (\text{III-7})$$

Donc :

$$\overline{\Phi}_s(t) - \overline{\Phi}_{s_0} = \Delta \overline{\Phi}_s = \overline{V}_s T_e \quad (\text{III-8})$$

L'équation (III-8) est illustrée à la Figure (III.1), qui montre l'extrémité du vecteur flux statorique $\overline{\Phi}_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliqué \overline{V}_s .

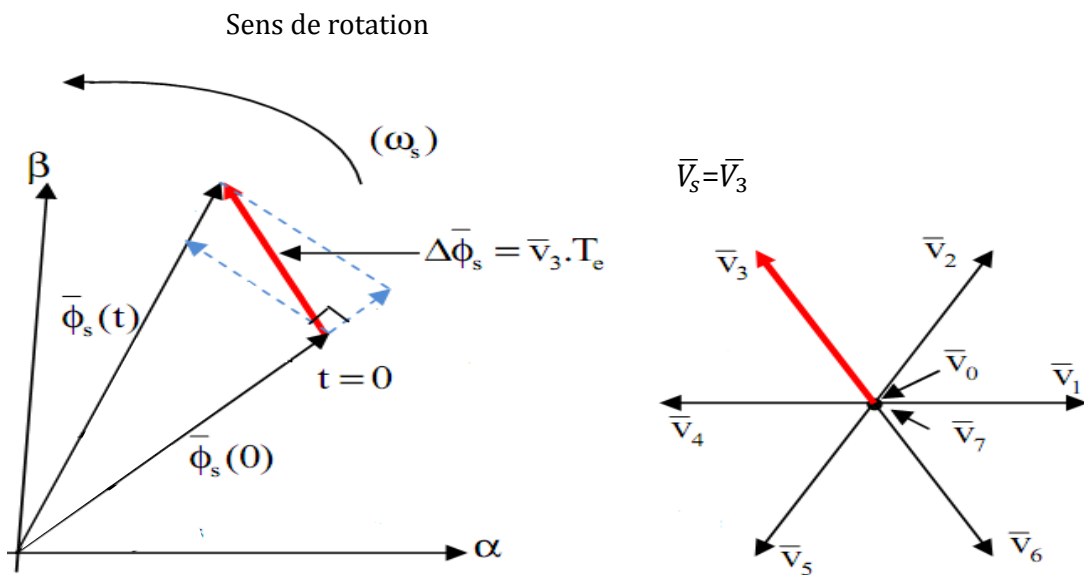


Fig. III.1 l'évolution de l'extrémité de $\overline{\Phi}_s$ pour $R_s \overline{I}_s$ négligeable

En choisissant une séquence adéquate du vecteur \overline{V}_s sur la période de commande T_e , il est donc possible de fonctionner avec un module de flux $\overline{\Phi}_s$ pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de $\overline{\Phi}_s$ une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation de flux statorique.

lorsque le vecteur de tension \bar{V}_s sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de $\bar{\Phi}_s$ est donné par sa dérivée $\frac{d\bar{\Phi}_s}{dt}$, ainsi que la vitesse de déplacement de l'extrémité de $\bar{\Phi}_s$.

lorsqu'on néglige le terme $R_s \bar{I}_s$, le vecteur tension est donné par $\bar{V}_s = \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt}$ la vitesse de rotation de $\bar{\Phi}_s$ dépend fortement du choix de \bar{V}_s .

III-5 choix du vecteur de tension :

Une sélection appropriée du vecteur tension \bar{V}_s par (S_a, S_b, S_c) permet de déplacer le vecteur flux $\bar{\Phi}_s$ de manière à maintenir son amplitude constant.

Le choix de vecteur \bar{V}_s dépend alors [Kab 03]:

- de la variation souhaité pour le module de flux statorique $\bar{\Phi}_s$,
- du sens de rotation de $\bar{\Phi}_s$,
- de l'évolution souhaité pour le couple et
- de la position de $\bar{\Phi}_s$ dans le référentiel du stator

Ainsi nous pouvons délimiter l'espèce d'évolution de $\bar{\Phi}_s$ dans le référentiel du stator en le décomposant en six zone Z_i $i = [1, 6]$ déterminer à partir des composantes du flux dans le plan (α, β) comme le montre la figure (III-2).

Lorsque le vecteur de flux $\bar{\Phi}_s$ se trouve dans une zone numéroté Z_i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs tension, il s'agit des vecteurs $V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i-1}, V_{i-2}$; sur toute la zone Z_i parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension \bar{V}_s sélectionné reste le même.

Donc :

- Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et **Ce** croit.
- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croit et **Ce** décroît.
- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et **Ce** croit.
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et **Ce** décroît.
- Quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position Z_i les deux vecteurs tension \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés puisqu'ils peuvent augmenter ou diminuer le couple selon la position du flux $\bar{\Phi}_s$ dans le secteur i . [Kan 99], [Rod 04].
- Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnés alors la rotation du flux $\bar{\Phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple, alors que le module du flux $\bar{\Phi}_s$ reste inchangée.

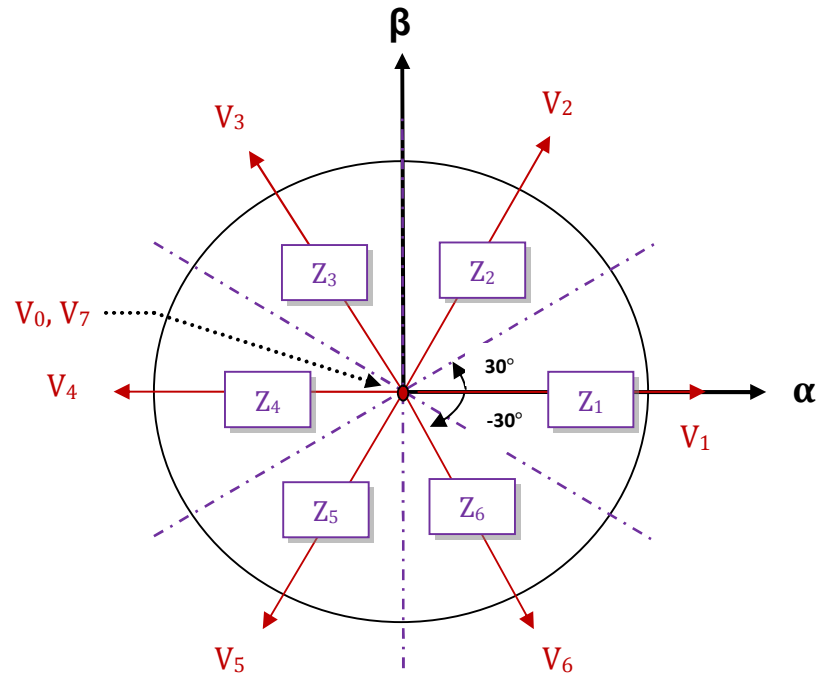


Fig. III.2 Choix du vecteur de tension

III-6 Les estimateurs

III-6 -1 Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et courant statorique, l'expression de flux statorique s'écrit :

$$\overline{\Phi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{III-9})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α - β)

$$\text{Tel que : } \overline{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (\text{III-10})$$

Pour calculer les composantes $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de Concordia, à partir des courants (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) mesurés :

$$\overline{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{III-11})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

On obtient ainsi $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_{dc} et des états de commande (S_a, S_b, S_c) :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

Le module de flux statorique s'écrit :

$$\|\bar{\Phi}_s\| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III-14})$$

Le secteur Z_i dans lequel se trouve le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est déterminé à partir des composantes

$\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$.

L'angle θ_s détermine la position du vecteur $\bar{\Phi}_s$ est égal à :

$$\theta_s = \text{arctg} \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{III-15})$$

III-6-2 Estimation de couple électromagnétique :

A partir des valeurs calculées de $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ et les composantes estimées de $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ on peut estimer le couple électromagnétique par la relation suivante :

$$C_e = P \cdot (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{III-16})$$

III-7 Elaboration du vecteur de commande :

III-7-1 Elaboration du contrôleur de flux :

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la Figure (III. 3). La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx = 1), ou diminuée (Cflx = 0) de façon à maintenir

$$|\Phi_{s\text{ref}} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s \quad (\text{III-17})$$

Avec :

$\Phi_{s\text{ref}}$: le flux de référence.

$\Delta\Phi_s$: la largeur de la bande d'hystérésis du correcteur.

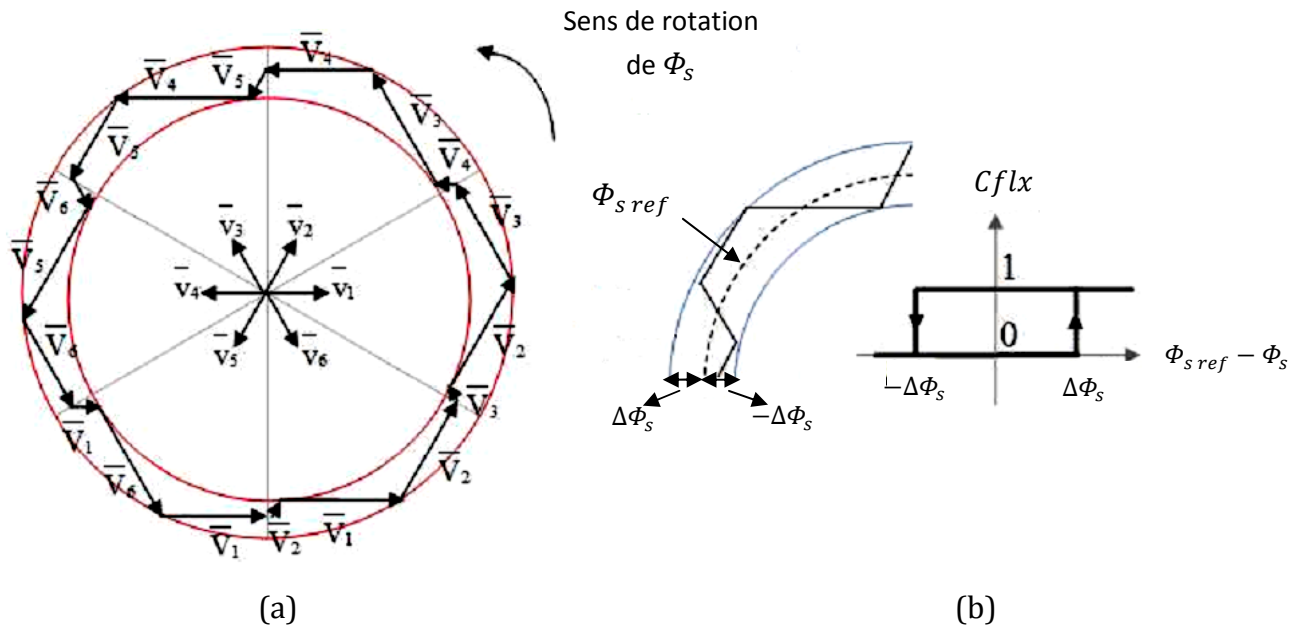


Fig. III-3 (a) : Sélection des tensions correspondant au contrôle de flux.
 (b) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

III-7-2 Elaboration de contrôleur de couple :

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$|C_{e ref} - C_e| \leq \Delta C_e \quad (III-18)$$

Avec : $C_{e ref}$: le couple de référence.

ΔC_e : la largeur de la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant le couple peut être positif ou négatif selon la rotation de la machine, pour cela il faut un correcteur du couple à deux niveaux ou à trois niveaux.

III-7-2-1 Contrôleur de couple à deux niveaux:

Ce contrôleur est identique à celui utilisé pour le contrôle du vecteur flux. Le contrôleur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle de couple dans un seul sens de rotation. Seulement les vecteurs tensions V_{i+1} et V_{i+2} et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour évoluer le vecteur flux. La diminution du couple est assurée par la sélection des vecteurs tensions nuls.

III-7-2-2 Contrôleur de couple à trois niveaux:

Ce contrôleur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur délivre une variable binaire que l'on note C_{cpl} . Figure (III-4) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl} = 1$) pour une consigne positive, et ($C_{cpl} = -1$) pour une consigne

négative, ou doit être diminuée ($C_{cpl} = 0$). En effet, pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} , ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

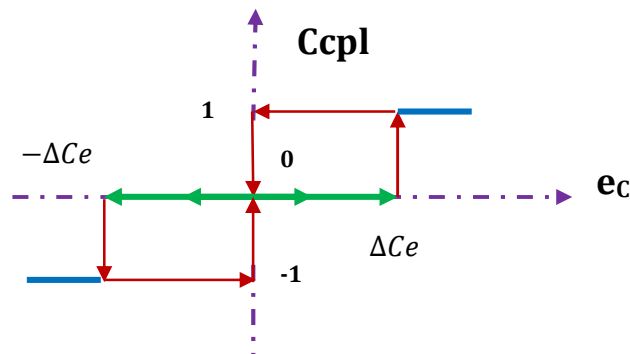


Fig. III-4 Contrôleur à hystérésis à trois niveaux

Le signal de sortie de ce correcteur est définie comme suit :

$$\begin{cases} C_{cpl} = 1 & \text{si } e_c > \Delta C_e \\ C_{cpl} = 0 & \text{si } -\Delta C_e < e_c < \Delta C_e \\ C_{cpl} = -1 & \text{si } e_c < -\Delta C_e \end{cases} \quad (\text{III-19})$$

III-8 Elaboration de la table de commutation:

III-8-1 Stratégie de commutation dans la DTC :

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, et ceci par la combinaison des différents stratégies de commutation.

La sélection adéquate du vecteur tension à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis.

En particulier la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux et du couple. Plusieurs vecteurs tensions peuvent être sélectionnées pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacun d'elles affect le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou à quatre quadrant.

III-8-2 Table de commutation fonctionnement à quatre quadrants :

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables (C_{cpl}) et (C_{flx}) et le secteur que l'on note Z déterminant la position de flux Φ_s ; Elle se présente donc sous la forme suivante [CHA 96], [Elm 00] :

| Flux | Couple | Z=1 | Z=2 | Z=3 | Z=4 | Z=5 | Z=6 | Correcteur à |
|--------|---------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|--------------|
| Cflx=0 | Ccpl=1 | V_3 | V_4 | V_5 | V_6 | V_1 | V_2 | 2 niveaux |
| | Ccpl=0 | V_0 | V_7 | V_0 | V_7 | V_0 | V_7 | |
| | Ccpl=-1 | V_5 | V_6 | V_1 | V_2 | V_3 | V_4 | 3 niveaux |
| Cflx=1 | Ccpl=1 | V_2 | V_3 | V_4 | V_5 | V_6 | V_1 | 2 niveaux |
| | Ccpl=0 | V_7 | V_0 | V_7 | V_0 | V_7 | V_0 | |
| | Ccpl=-1 | V_6 | V_1 | V_2 | V_3 | V_4 | V_5 | 3 niveaux |

Tab .III-1 table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêtée ce qui entraîne ainsi une décroissance du couple. Nous choisissons V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur.

III-9 Structure générale de contrôle de couple :

Le schéma bloc de la figure (III-5) représente le synoptique d'une commande de la machine asynchrone basée sur la stratégie de commande directe de couple avec la table de commutation donnée ci-dessus.

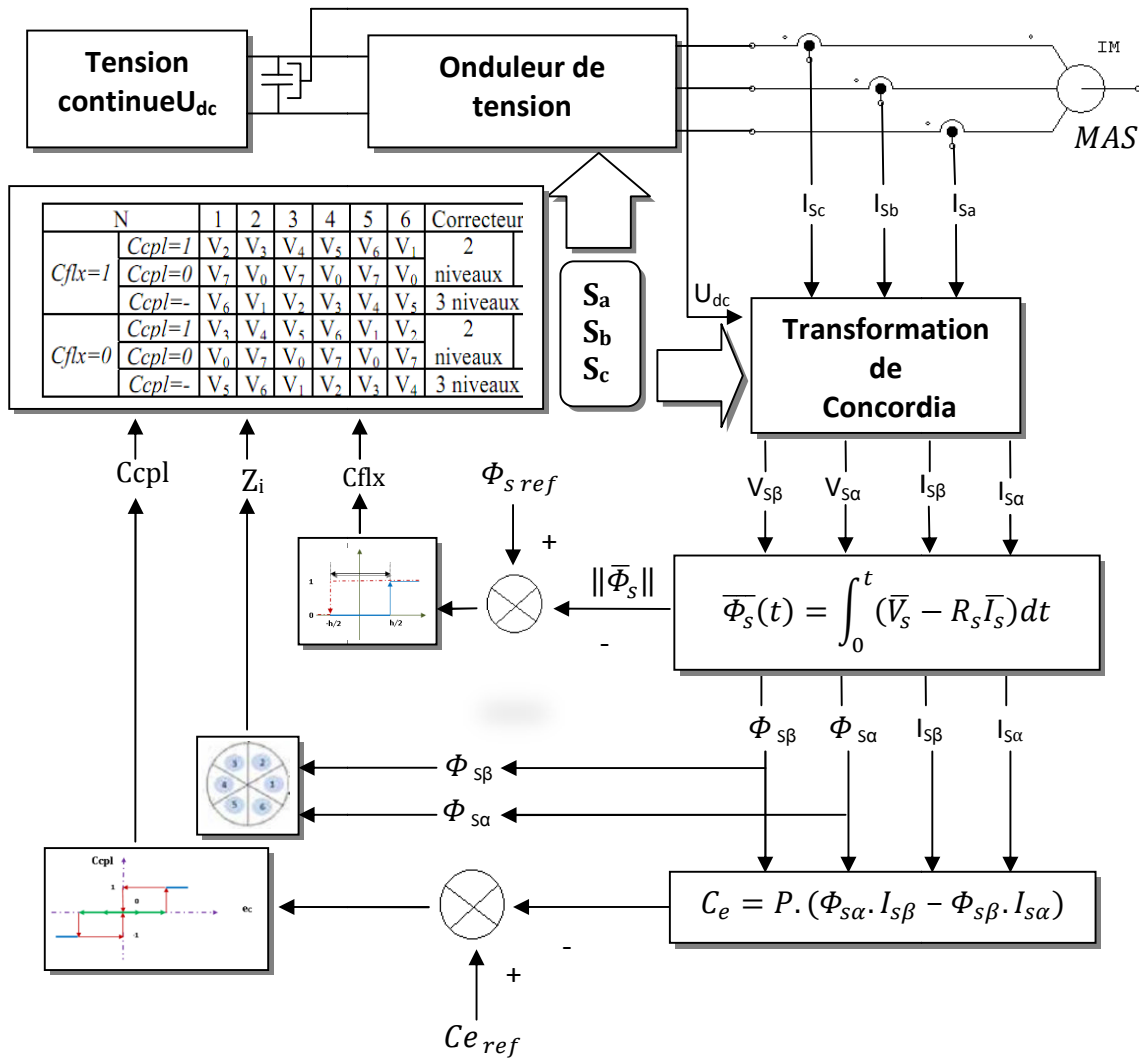


Fig. III-5 structure générale de contrôle direct de couple(DTC)

III-9- 1 Le choix de la largeur des bandes d’hystérésis:

Le choix judicieux de la largeur des bandes d’hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l’essentiel pour la réalisation des performances de la DTC. En effet, une bande assez large donne lieu à des pulsations plus amples sur les grandeurs à contrôler; d’autre part, une largeur de bande assez étroite sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, en outre même si l’écart sur les grandeurs à contrôlées (flux ou couple), dépasse la bande permise.

III-10 Résultats de simulation:

Les résultats à présenter ont été obtenus à l'aide d'un schéma de simulation d'une machine asynchrone dont ses paramètres sont récapitulés dans l'annexe A et l'outil utilisé est l'environnement Matlab/Simulink.

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- La bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à ± 0.1 Nm.
- La bande d'hystérésis du comparateur de flux à ± 0.001 Wb ;
- La valeur de référence du flux statorique est $\Phi_{s\ ref} = 1.11$ Wb.
- La valeur de référence du couple électromagnétique sans boucle de vitesse est $Ce_{ref} = 20$ Nm .
- La valeur de référence de couple avec une boucle de vitesse, est récupérée à la sortie d'un régulateur **PI** (dont ces paramètres sont calculés dans l'annexe B).

III-10-1 Démarrage à vide :

On a simulé le comportement de la machine avec contrôle direct de couple DTC schématisé par la figure (III-5) lors d'un démarrage à vide avec $\Omega_{ref} = 100$ rd /s.

Les figures (III-6) montrent les performances de la régulation :

On note une nette amélioration en régime dynamique où la vitesse est obtenue sans dépassement et atteint la valeur de consigne au bout d'environ 0.3s.

Le couple présente un pic au démarrage et se stabilise après environ 0.3s à une valeur moyenne nulle oscillé entre [-2, 2]. La composante de courant statorique $I_{s\alpha}$ présente une allure sinusoïdale riche en harmoniques dans le régime permanent.

Par ailleurs, l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) montre que le module de flux a une valeur pratiquement constante (1.11 Wb) et l'extrémité de son vecteur forme une couronne circulaire dans le plan (α, β). Les ondulations du flux aux premiers instants de démarrage, reviennent en partie à l'effet du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse.

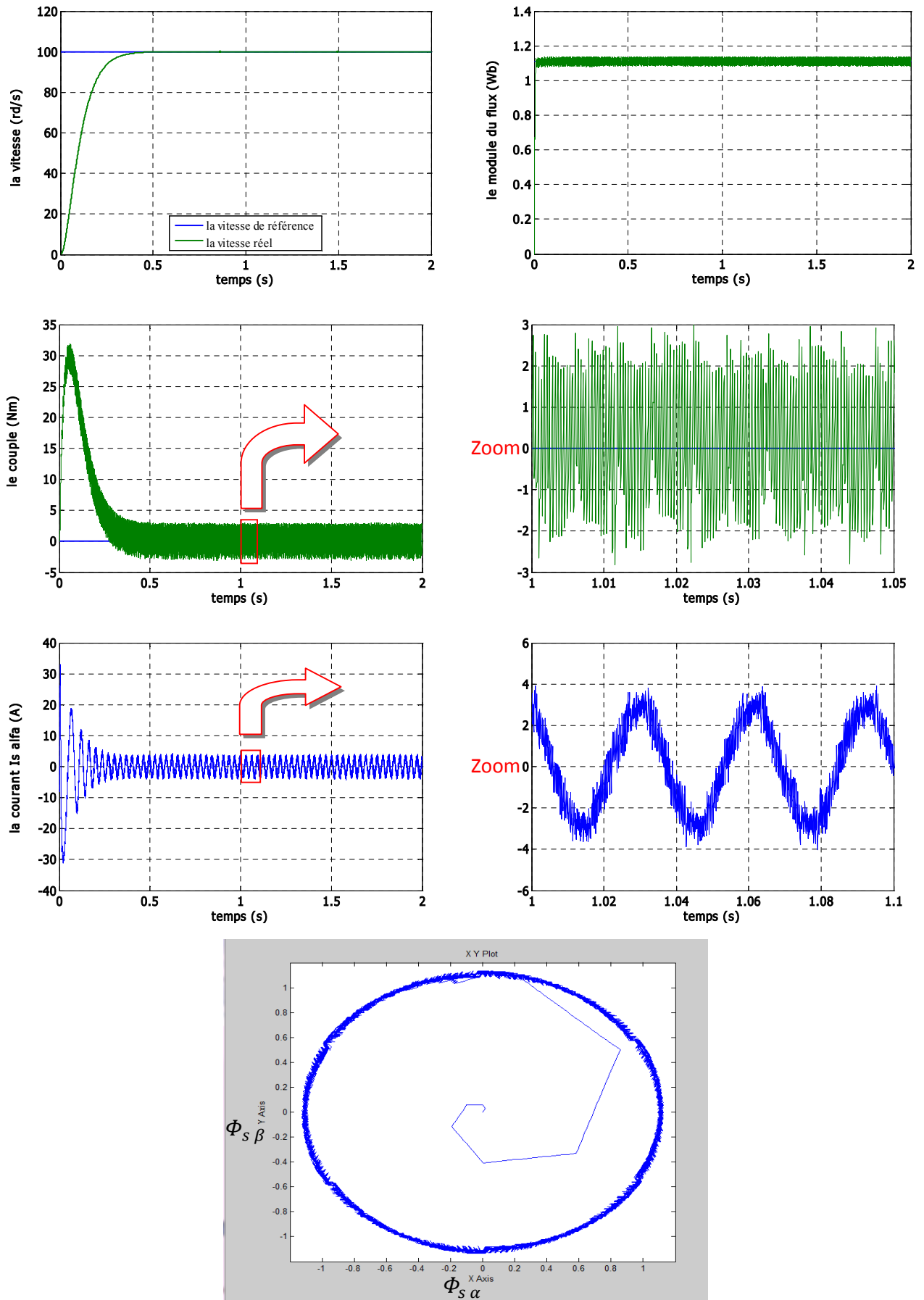


Fig. III-6 Réponse du système à vide

III-10-2 Introduction d'un couple de charge :

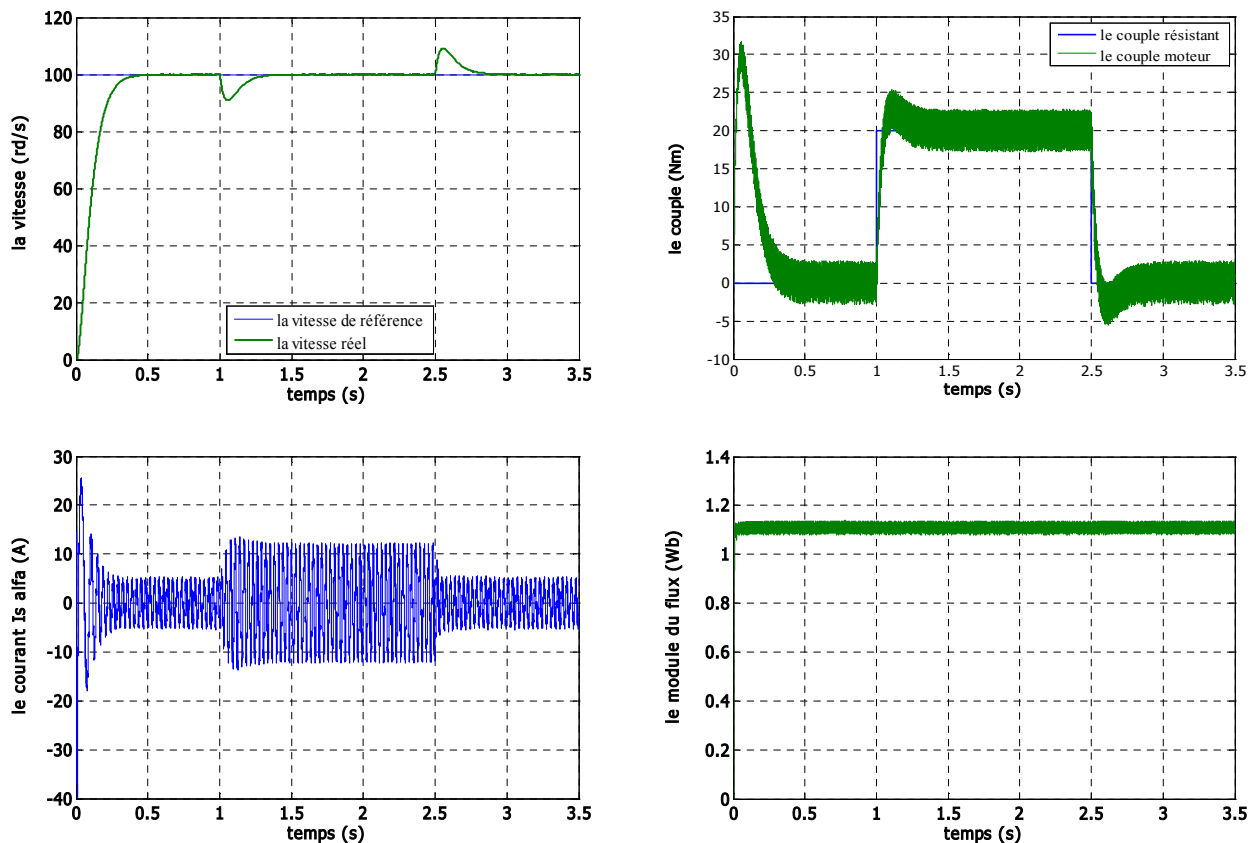
➤ Avec boucle de vitesse :

L'effet de l'introduction d'un couple de charge de 20Nm après un démarrage à vide sur la dynamique de la machine est montré aux figures (III-7):

On remarque que le régulateur PI classique est moins robuste vis-à-vis de la variation de la charge, en effet un rejet rapide de la perturbation exige une augmentation de la constante d'intégration ce qui peut entraîner des dépassements au niveau de la réponse dynamique de la vitesse. A travers cette simulation, nous constatons que le couple suit parfaitement les valeurs de la consigne.

La composante de courant $I_{s\alpha}$ présente une allure sinusoïdale bruitée.

La réponse du module du flux statorique garde la même allure, il n'est pas affecté par la variation de la charge.



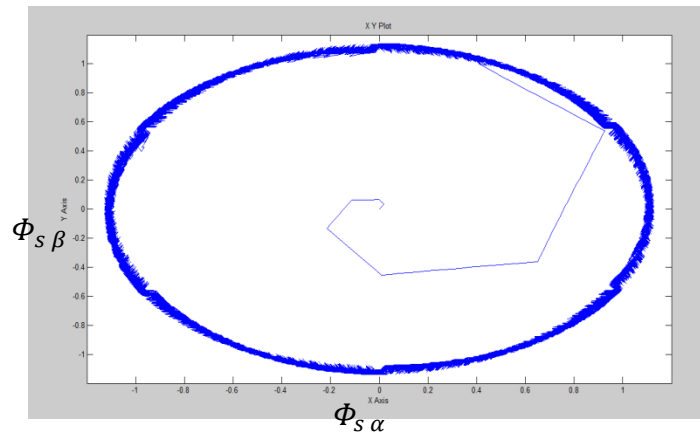


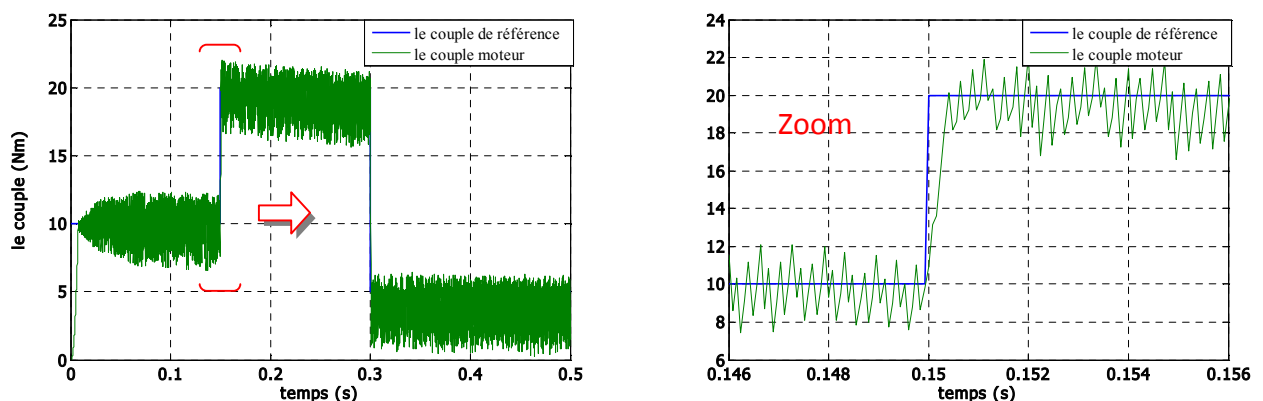
Fig.III-7 Réponse du système à une variation charge , avec boucle de vitesse

➤ **Sans boucle de vitesse :**

La commande directe du couple est une commande sans capteur de vitesse; de nombreuses applications l'adoptent, comme la traction ferroviaire, les machines –outils, et récemment les véhicules électriques. La figure (III-8) présente les résultats de simulation sur 0.5 s pour trois consignes de couple de charge qui sont 10Nm appliqué au démarrage; 20Nm appliqué à 0.15 s et 5Nm appliqué à 0.3 s.

A travers cette simulation nous constatons que le couple suit parfaitement les valeurs de leur consigne.

On remarque bien que sans boucle de vitesse, en introduisant une variation de consigne, le couple répond presque instantané, ce qui fait que le flux change de secteur dans des temps plus courts par rapport à ceux du cas de la boucle de vitesse.



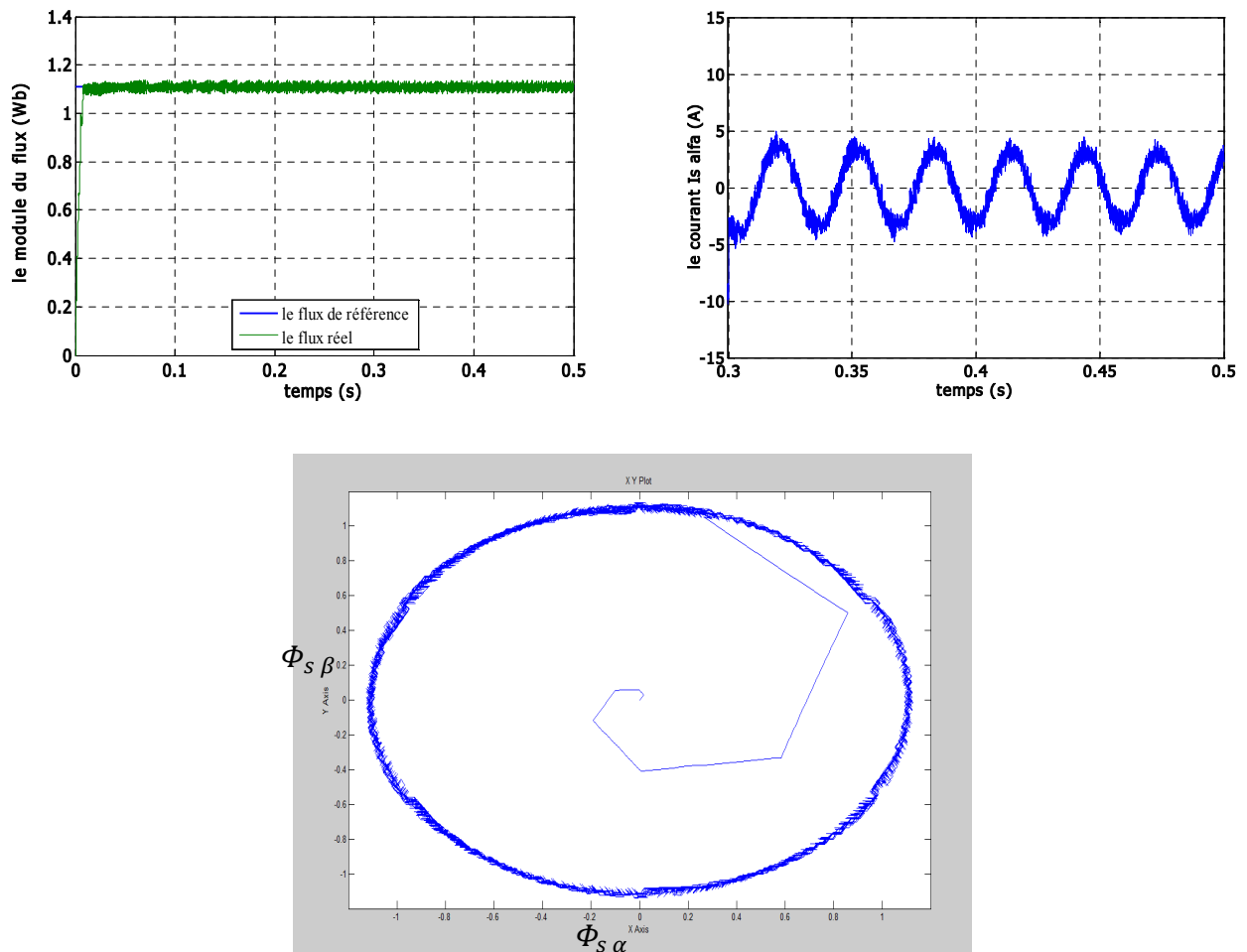
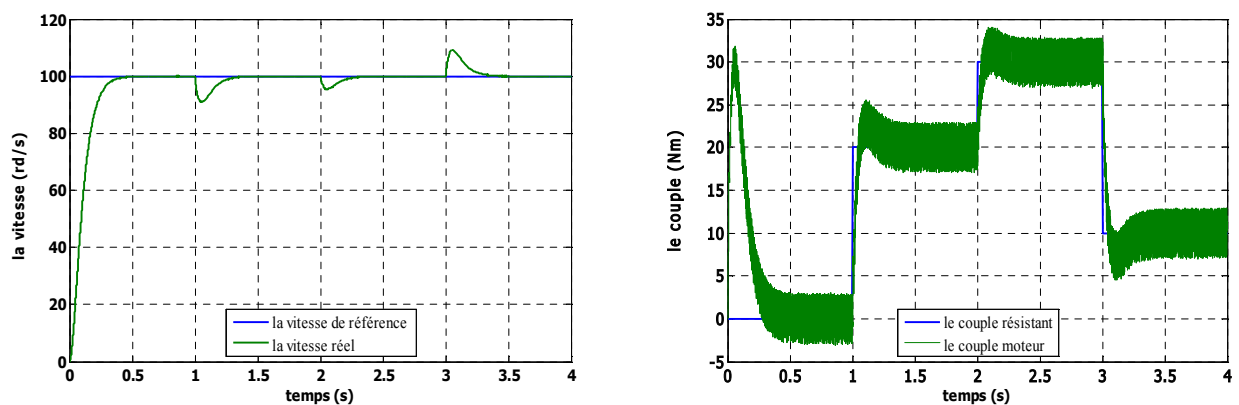


Fig.III-8 Réponse du système à une variation de charge sans boucle de vitesse

III-10-3 Test avec couple de charge variable (avec boucle de vitesse) :

La Figure (III-9) présente les résultats de simulation du système pour des consignes de charge variable de : 20Nm à 1s ; 30Nm à 2s et 10Nm à 3s.

On constate que le couple suit parfaitement les valeurs des consignes, le courant répond à la variation de charge rapidement et présente une allure sinusoïdale bruitée, le module du flux reste pratiquement constant et il n'est pas affecté pas la variation de la charge.



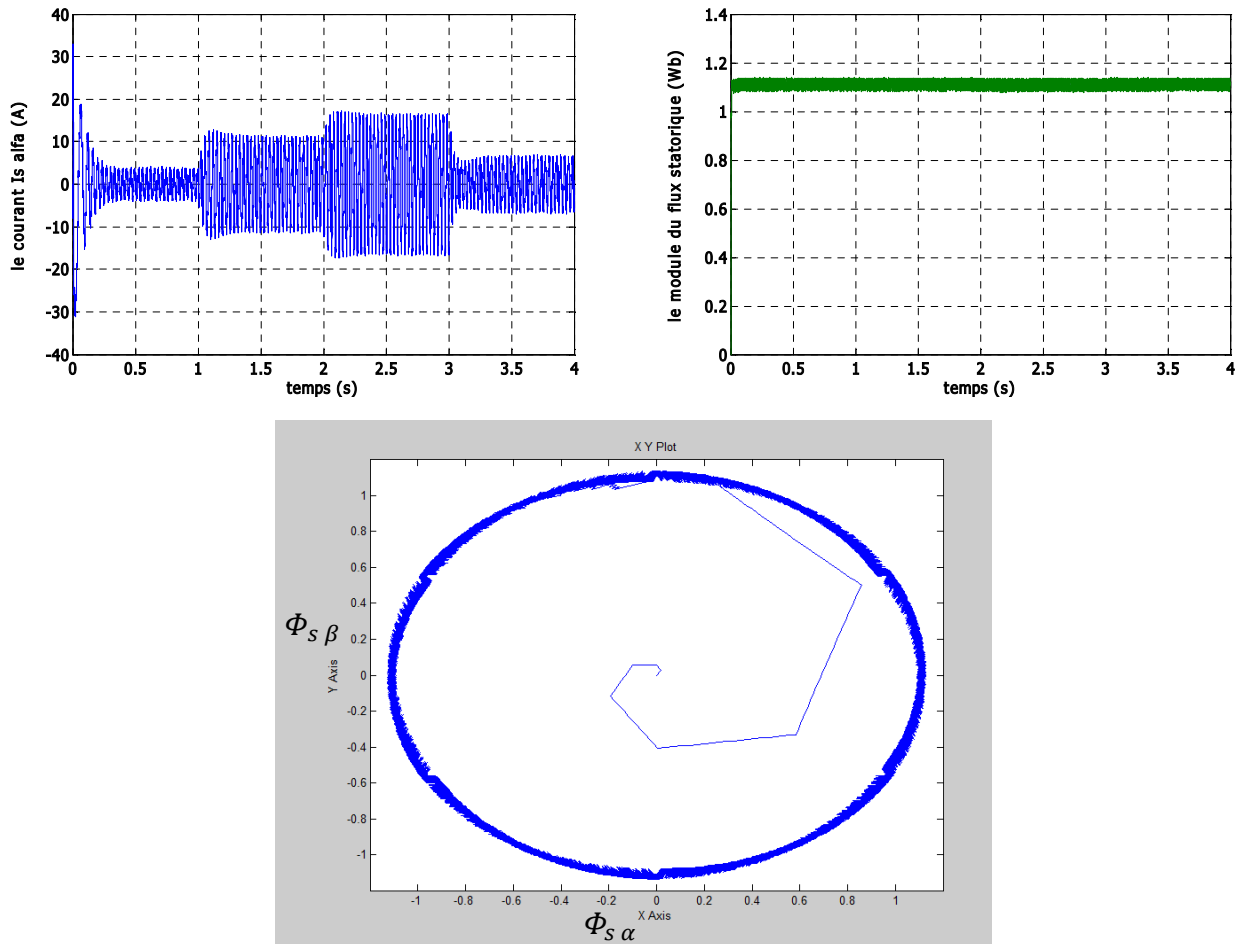


Fig.III-9 Réponse du système à couple de charge variable

III-10-4 Test avec inversion de sens de rotation :

Afin de tester la robustesse du contrôle direct de couple vis-à-vis à une inversion importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de 100 rd/s à -100 rd/s à l'instant $t=1s$ après un démarrage à vide.

A l'inversion de vitesse on remarque sur la figure (III-10) que la poursuite en vitesse s'effectue sans dépassement, de même pour le couple qui subit à un dépassement avant de se stabiliser.

Le courant $I_{s\alpha}$ et le module du flux sont affectés au instant de la variation de vitesse et reviennent rapidement pour se stabiliser au régime permanent, l'influence de cette variation n'est pas claire sur la trajectoire du module de flux.

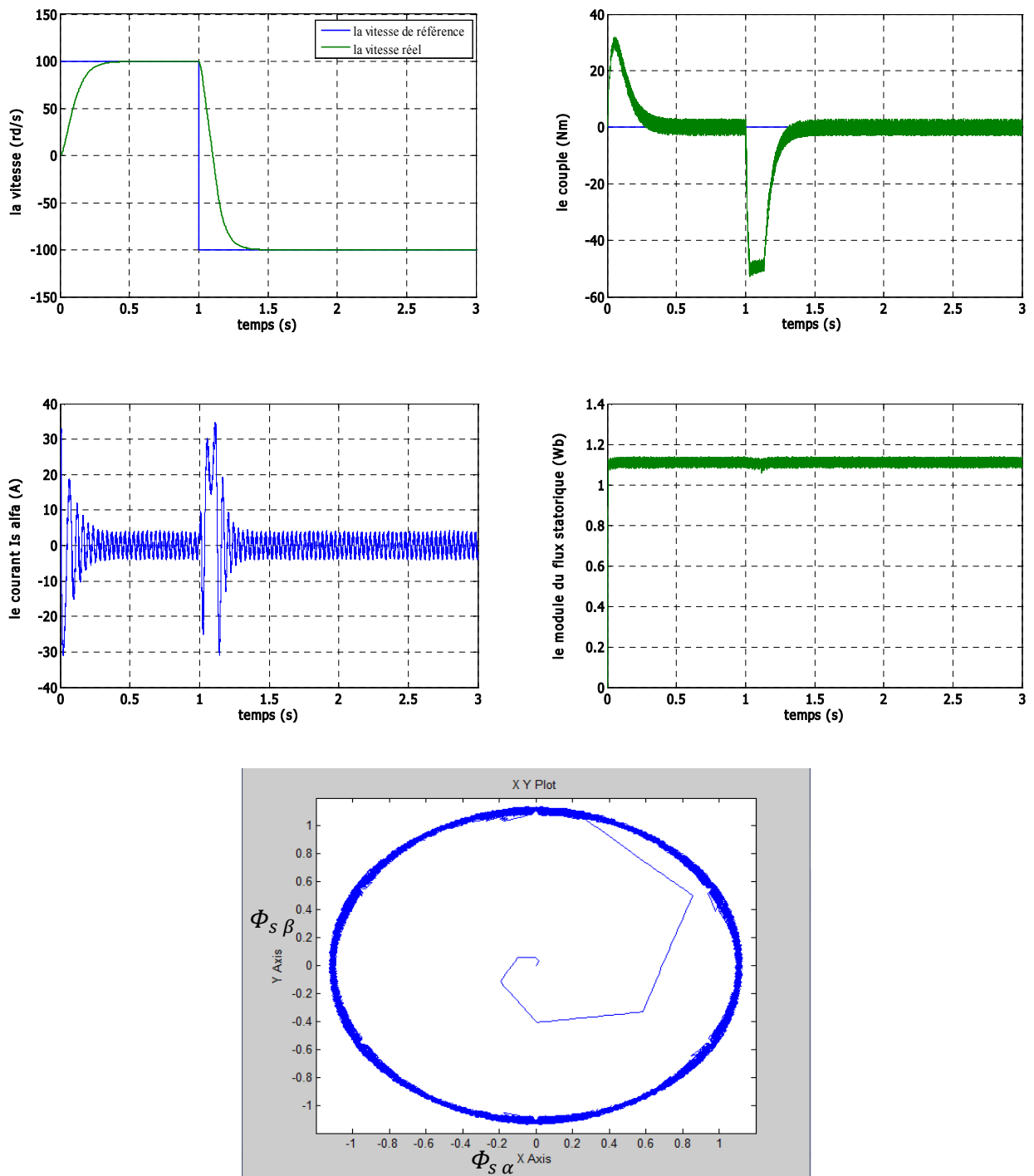


Fig.III-10 Réponse du système pour une inversion de vitesse à -100 rd/s à t=1s

III-11 Robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques :

Dans cette partie on présente les résultats de simulation pour voir la robustesse de la commande DTC, face à la variation paramétrique due à plusieurs phénomènes et perturbations à savoir [Jid07] [Haq03]:

- L'état magnétique de la machine caractérisé par le phénomène de saturation qui influe sur les inductances de la machine.
- L'effet de la température sur les résistances en particulier.
- la variation de la vitesse rotorique qui provoque l'évolution de l'effet de peau.
- la variation de la charge qui peut affecter l'inertie du rotor et le coefficient de frottement...etc. les performances de cette commande vis-à-vis la variation de la résistance statorique et de la vitesse rotorique, ont été établies par les simulations suivantes:

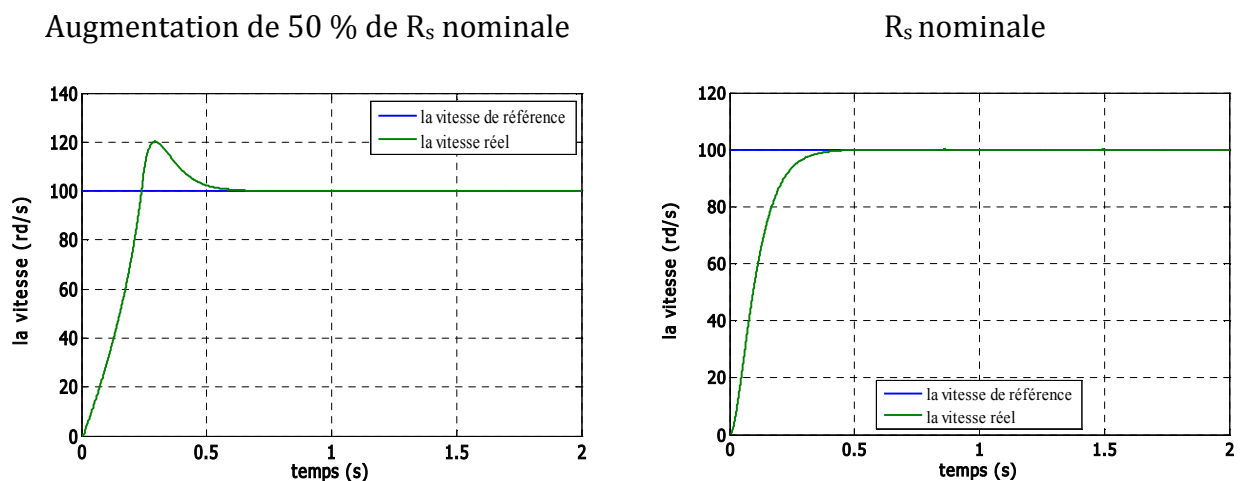
III-11-1 Test pour la variation de la résistance statorique:

Les principes du contrôle direct du couple ont été établis en supposant que la vitesse de la machine est élevée pour négliger l'influence du terme résistif surtout pour le contrôle du flux ; il est nécessaire donc d'étudier le comportement du flux et du couple lors de leurs établissements respectifs.

Pour étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine, nous avons également simulé le système à une augmentation de **50%** de la résistance statorique par rapport à la valeur nominale.

La figure (III-11) illustre l'évolution de la vitesse, du module de flux statorique, et le couple électromagnétique, ainsi que la trajectoire du flux statorique. Ces résultats sont comparés avec ceux correspondant à la résistance nominale.

On remarque effectivement d'après les résultats obtenus que la variation de la résistance statorique affecte le module du flux statorique et le couple électromagnétique ainsi que la vitesse lors de démarrage; de même on constate clairement la déformation lors de démarrage de la trajectoire du flux statorique dans le plan (α - β).



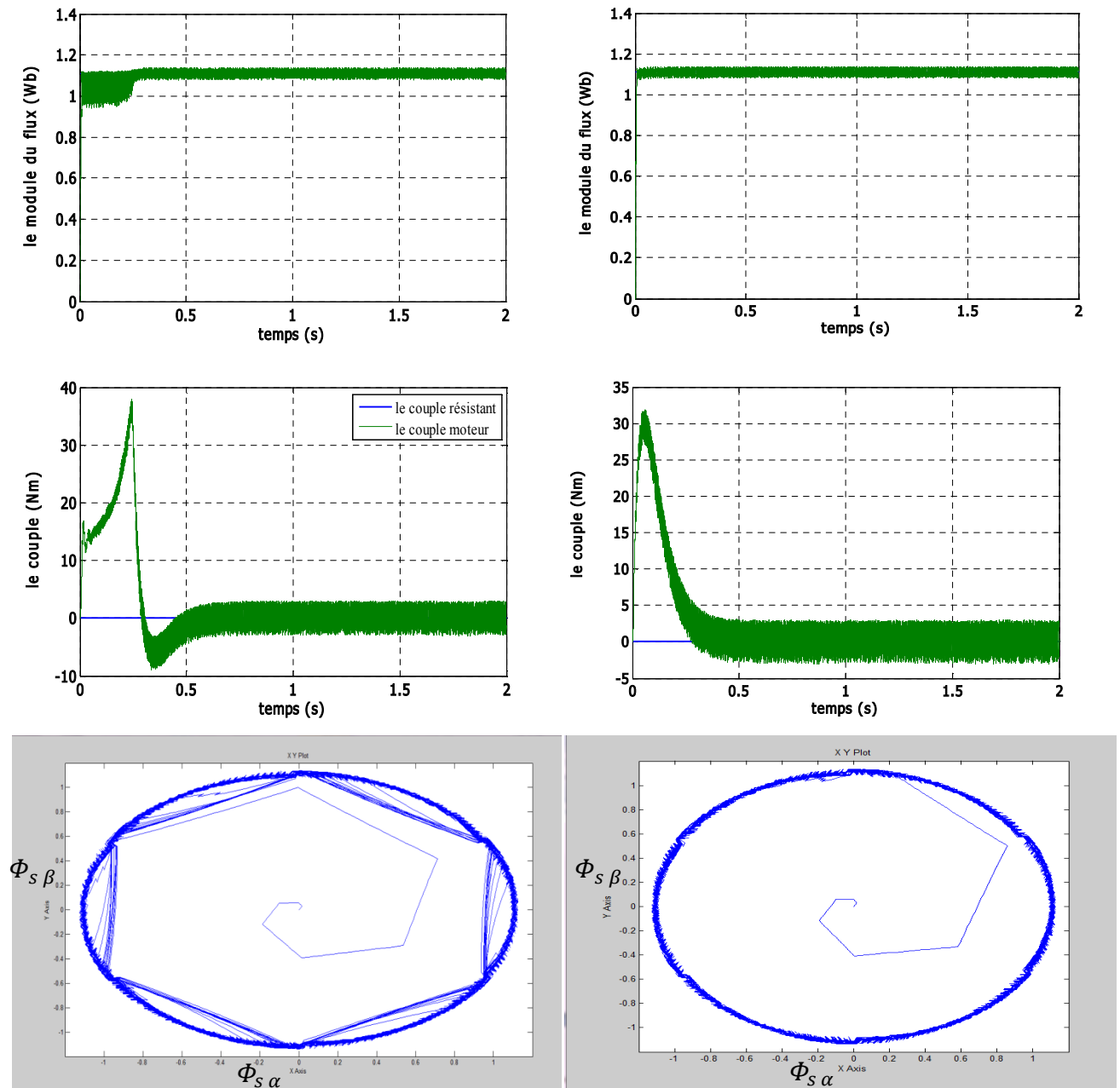


Fig. III-11 Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de +50%

III-11-2 Test pour faible vitesse de rotation:

La figure (III-12) montre les résultats de simulation du système pour les faibles vitesses de rotation de la machine lors d'une variation de 20rd/s à -20rd/s à l'instant $t=1s$.

On constate que la poursuite de la vitesse s'effectue sans dépassement. On remarque l'influence de la diminution de la vitesse sur le module du flux, son trajectoire dans le plan (α, β) , et le couple électromagnétique.

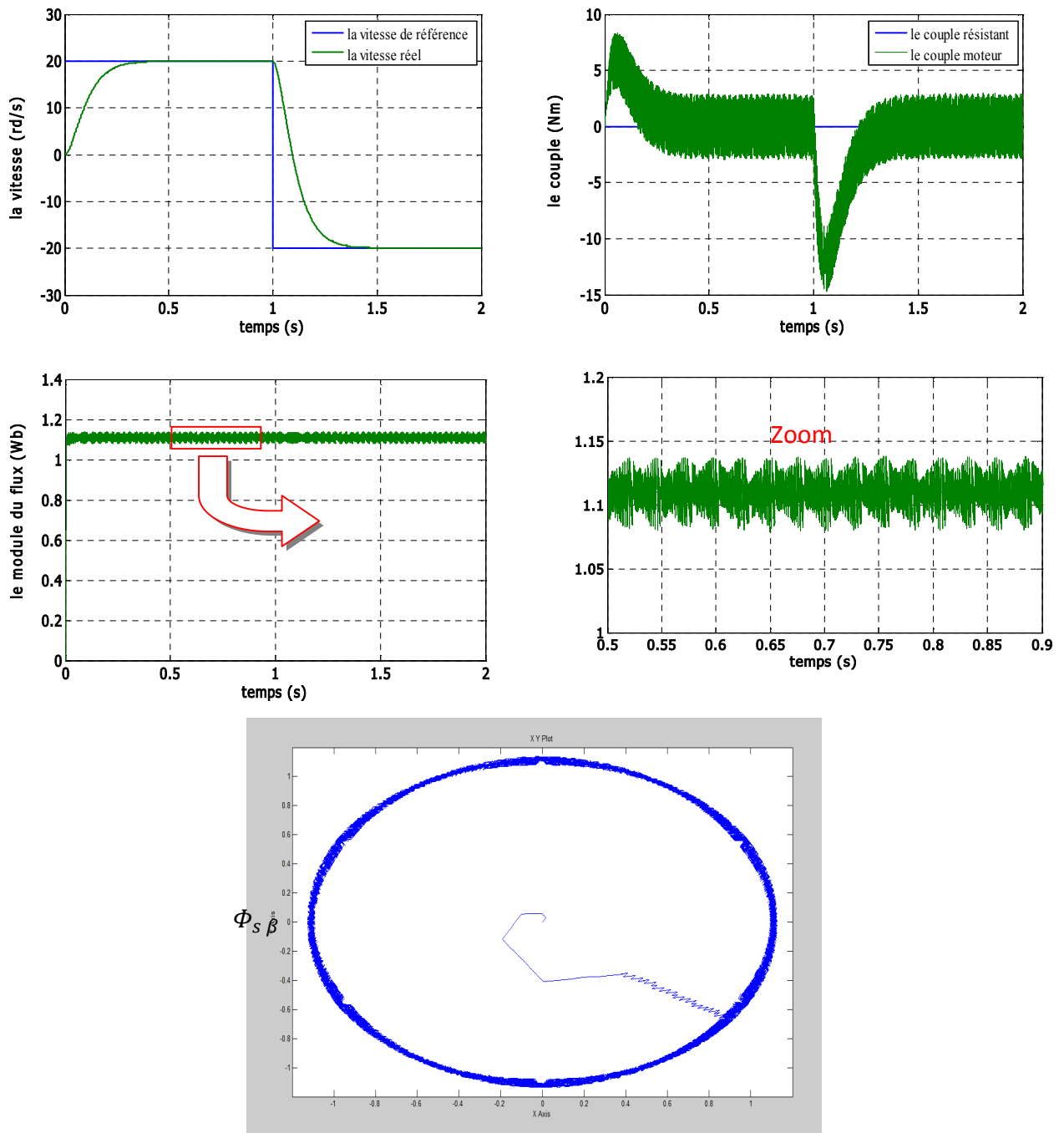


Fig. III-12 Réponse du système à faible vitesse de rotation

III-12 Amélioration des performances du DTC:

Amélioration les performances du contrôle DTC classique revient surtout à maîtriser la variation de la fréquence de commutation et réduire les ondulations sur le couple et sur le flux. Notre travail se concentre sur la minimisation des ondulations sur le couple et sur le flux, pour cela nous allons aborder deux solutions basées sur l'affectation de la table de vérité :

- Amélioration de la commande DTC par changement de la table dans les faibles vitesses.
- La commande DTC avec table de 12 secteurs.

III-12-1 Commande DTC modifiée (amélioration dans les faibles vitesses):

L'idée est d'améliorer la commande DTC par un changement de la table de vérité et de modifier les six zones du DTC classique; au lieu de prendre le premier secteur de -30° à 30° , on prend le premier secteur de 0° à 60° [Ria 07][Bou 07]. La figure (III-13) montre la nouvelle partition des zones.

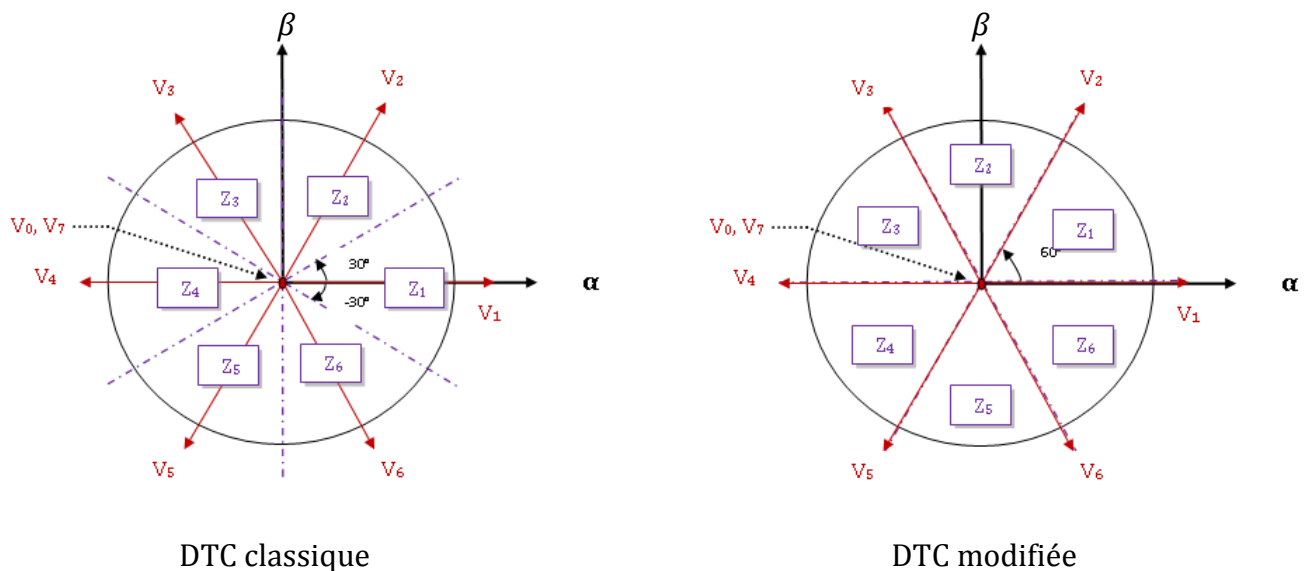


Fig. III-13 définition des secteurs utilisés dans la DTC modifiée

La nouvelle table de vérité associée à la DTC modifiée est donnée comme suit :

| Flux | Couple | Z=1 | Z=2 | Z=3 | Z=4 | Z=5 | Z=6 |
|--------|---------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| Cflx=0 | Ccpl=1 | V ₄ | V ₅ | V ₆ | V ₁ | V ₂ | V ₃ |
| | Ccpl=0 | V ₇ | V ₀ | V ₇ | V ₀ | V ₇ | V ₀ |
| | Ccpl=-1 | V ₅ | V ₆ | V ₁ | V ₂ | V ₃ | V ₄ |
| Cflx=1 | Ccpl=1 | V ₂ | V ₃ | V ₄ | V ₅ | V ₆ | V ₁ |
| | Ccpl=0 | V ₇ | V ₀ | V ₇ | V ₀ | V ₇ | V ₀ |
| | Ccpl=-1 | V ₁ | V ₂ | V ₃ | V ₄ | V ₅ | V ₆ |

Tab. III-2 Table de la commande DTC modifiée.

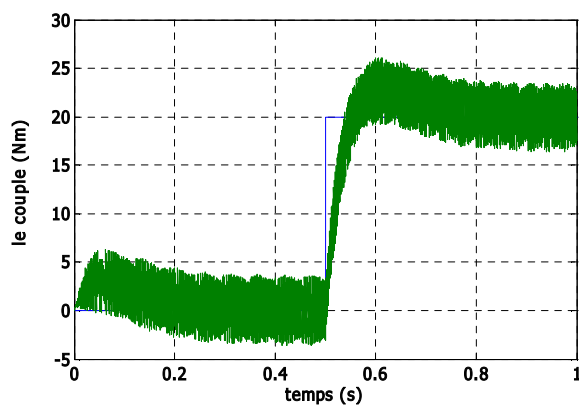
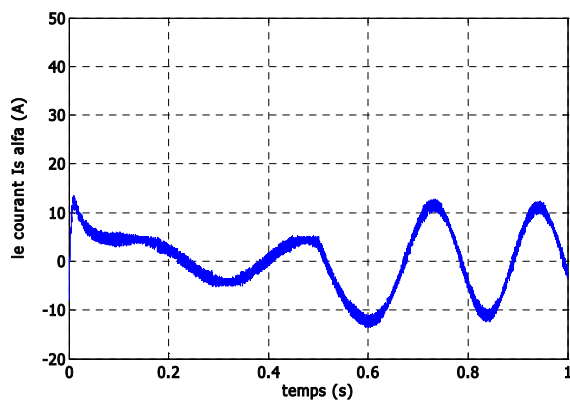
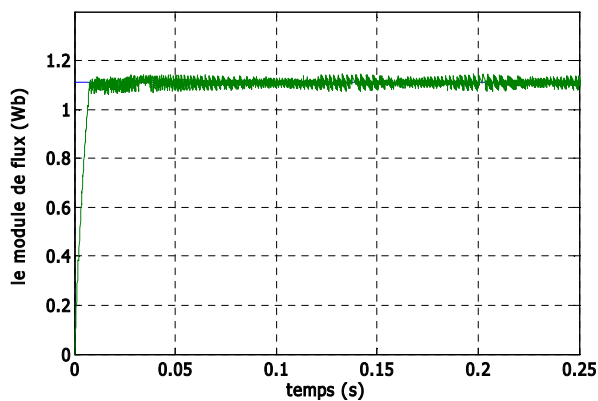
➤ Test de simulation :

Les résultats de simulation comparés avec la DTC classique sont montrés sur la figure (III-14) pour un fonctionnement à faible vitesse de 10 rd/s.

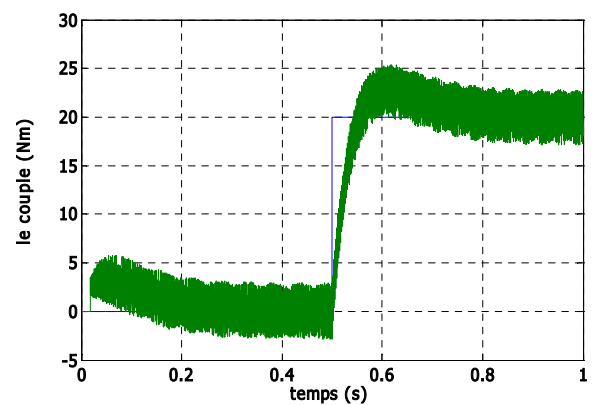
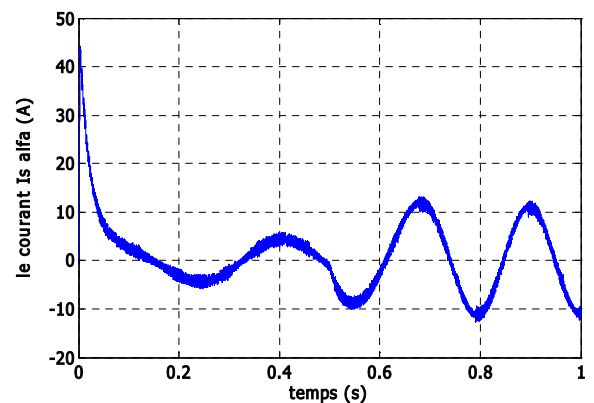
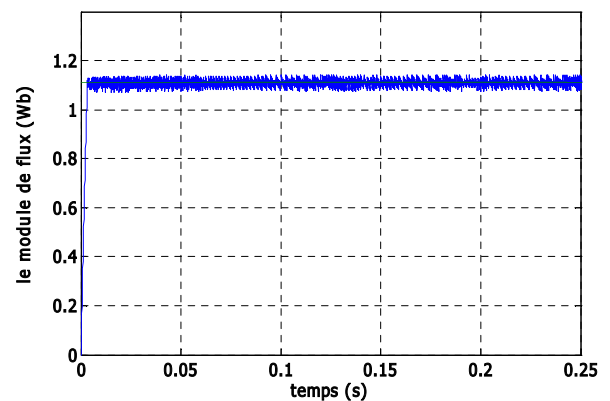
Il est noté que le flux de la DTC modifié s'établit plus rapidement que celui de la DTC classique et son extrémité suit une trajectoire pratiquement circulaire, donc l'effet du terme résistif est éliminé par cette nouvelle table modifiée.

Cet établissement rapide du flux diminue les transitoires du courant et améliore nettement la dynamique lors de démarrage de la machine. La DTC modifiée ne peut être fonctionnelle normalement pour les grandes variations de couple ou de vitesse. Donc, il est clair qu'on peut composer une stratégie de commande combinant à la fois la DTC modifiée pour les faibles vitesses et la DTC classique pour les grandes vitesses.

- DTC classique-



- DTC modifiée-



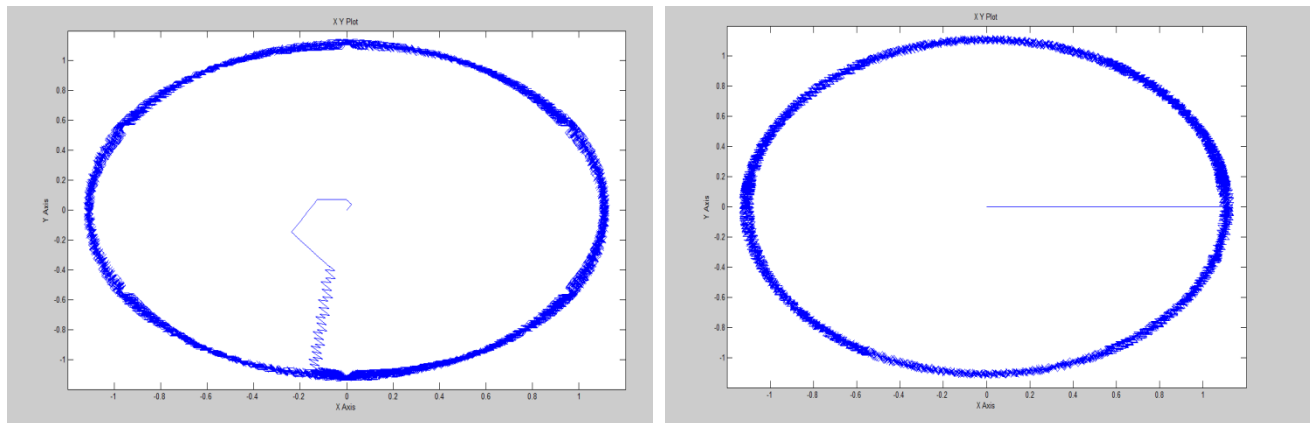


Fig III.14 Résultats de simulation pour la DTC classique et modifiée

III-12-2 Commande DTC avec table de 12 secteurs:

Cette partie présente une amélioration de la commande DSVM. La commande est appelée Discrete Space Vector Modulation - Elle analyse le problème des fluctuations introduites au niveau du couple et du flux dans la DTC classique.

Le nom DSVM provient du fait que chaque période d'échantillonnage est divisée en trois intervalles de temps égaux de sorte à produire la technique MLI vectorielle. Ainsi, le nombre vecteurs de tension augmentent d'où une amélioration de la trajectoire du vecteur flux et par conséquent une réduction des ondulations. Le système de contrôle utilise des tables prédéfinies pour chaque niveau de vitesse ce qui complique la simplicité de la DTC classique.

III-12-2-1 Principe de la commande DSVM - DTC

La plupart des blocs existants dans La commande DSVM_DTC (Fig.III.16) sont identiques à ceux du contrôle par DTC classique. Les nouveaux blocs seront examinés ci-dessous.

Dans la DTC classique il y a une asymétrie dans le comportement du couple à cause de la tension induite créée par la vitesse sous un flux constant. Le DSVM calcule cette tension et l'utilise pour choisir un vecteur tension. La plage d'accélération de zéro à l'endroit où la tension induite est égale au vecteur tension appliquée est divisée en trois régions; faible, moyen et élevé [Red 14].

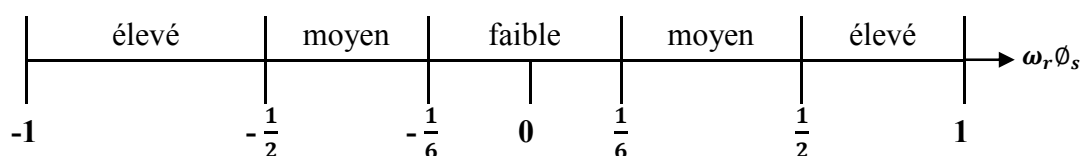


Fig III.15 Régions de vitesse de tension

La tension induite est :

$$\omega_r \begin{bmatrix} \Phi_\alpha \\ \Phi_\beta \end{bmatrix}, \text{ seulement sa valeur est utilisée donc la tension calculée est}$$

$$\bar{V}_s = \omega_r \bar{\Phi}_s \tag{III.20}$$

Elle est ensuite comparée aux régions.

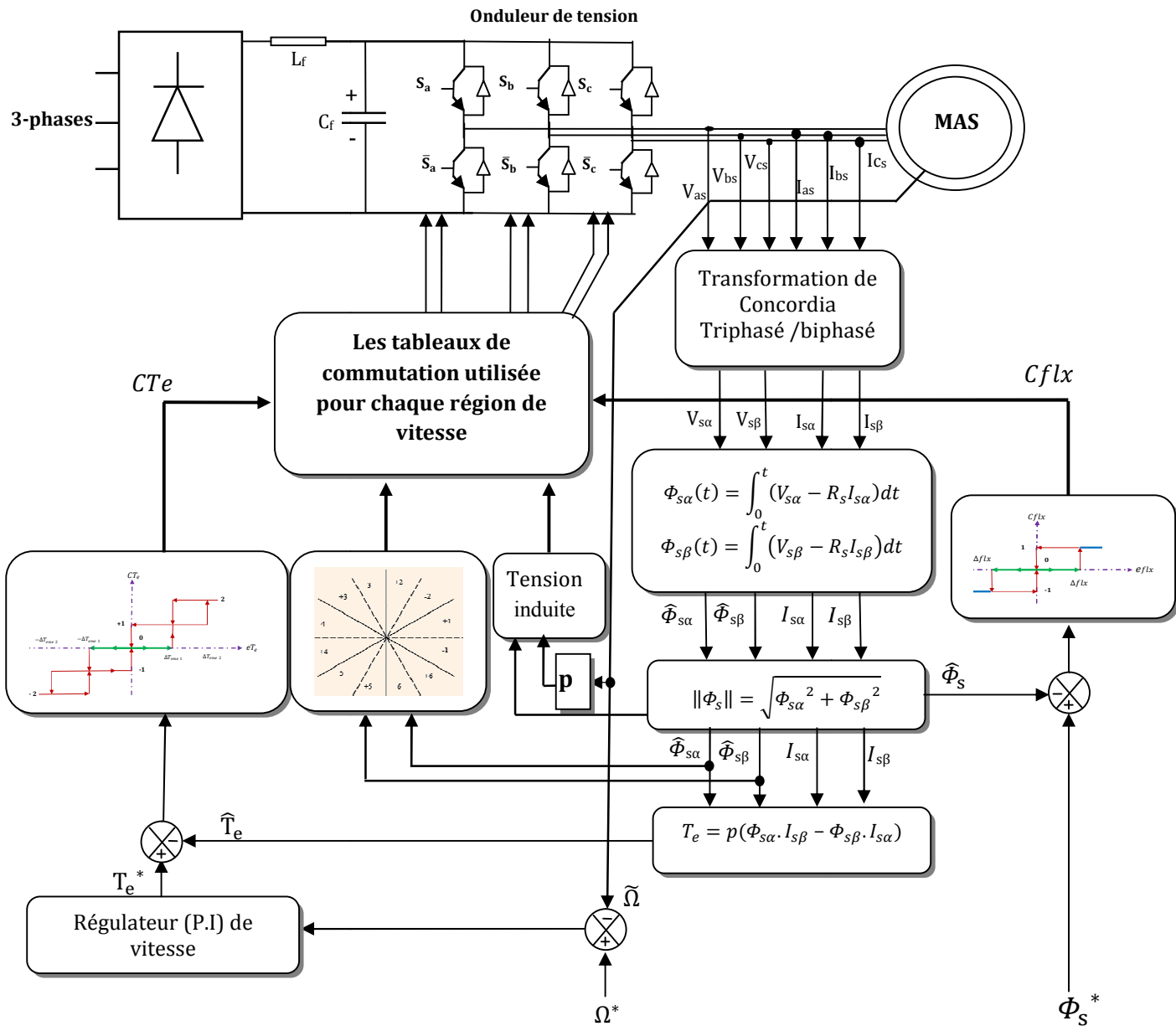


Fig III.16 Schéma de la structure générale de la commande DSVM.

III-12-2-2 Utilisation des secteurs

La commande DSVM_DTC utilise douze secteurs au lieu de six. Tous les six secteurs de la commande DTC sont divisés en Moitié. Douze secteurs seront utilisés pour la gamme à grande vitesse. Tandis que la gamme à faible et moyenne vitesse seulement six secteurs sont utilisés.

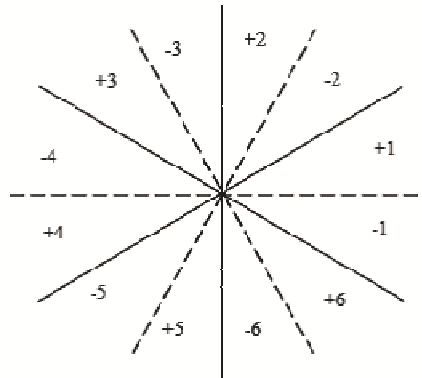


Fig III.17 Secteurs de la DTC-DSVM

III-12-2-3 Comparateur à hystérésis du couple

La commande DSVM_DTC peut produire plusieurs vecteurs de tension, si ils sont correctement appliqués on aura moins ondulation dans le couple et le flux. Pour y parvenir, on utilise un comparateur à hystérésis à 5 niveaux au lieu de deux pour le couple.

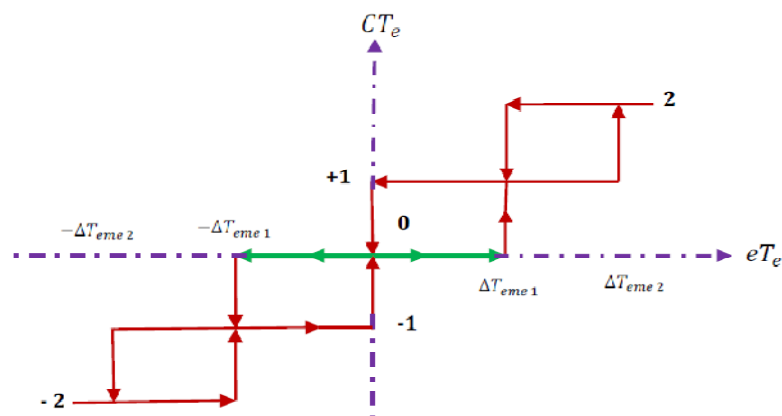


Fig III.18 Blocs d'hystérésis de couple

Si l'erreur du couple est petite donc l'hystérésis est en état 0. Dans ce cas, un vecteur de tension est choisi pour maintenir le couple à son niveau actuel. Si l'hystérésis est en état +1 ou -1, le vecteur choisi doit être moyen pour hisser le couple dans la petite région. Lorsque l'hystérésis est en état +2 ou -2, le vecteur choisi pour compenser l'erreur du couple le plus vite possible doit être assez grand, c'est-à-dire le même vecteur utilisé dans la commande DTC classique.

III-12-2-4 Tableaux de commutation

Dans ce type de commande la table de commutation a pour entrée quatre variables qui sont :

- l'état hystérésis du flux,
- l'état hystérésis du couple,
- numéro du secteur et
- la tension induite par la vitesse.

Étant donné que la commande choisit les vecteurs de tension en fonction de la tension induite donc chaque région de vitesse utilise une table de commutation correspondante. Lorsque la commande fonctionne dans la région à vitesse élevée deux tableaux de commutations sont utilisés pour chaque secteur à cause d'une asymétrie introduite par la tension induite. Les tableaux de commutation utilisés dans ce cas sont aussi asymétriques. Pour la commande en basse et moyenne vitesse un seul tableau est utilisé pour chaque secteur. Ainsi différentes tables de commutation peuvent être utilisées selon le sens de rotation.

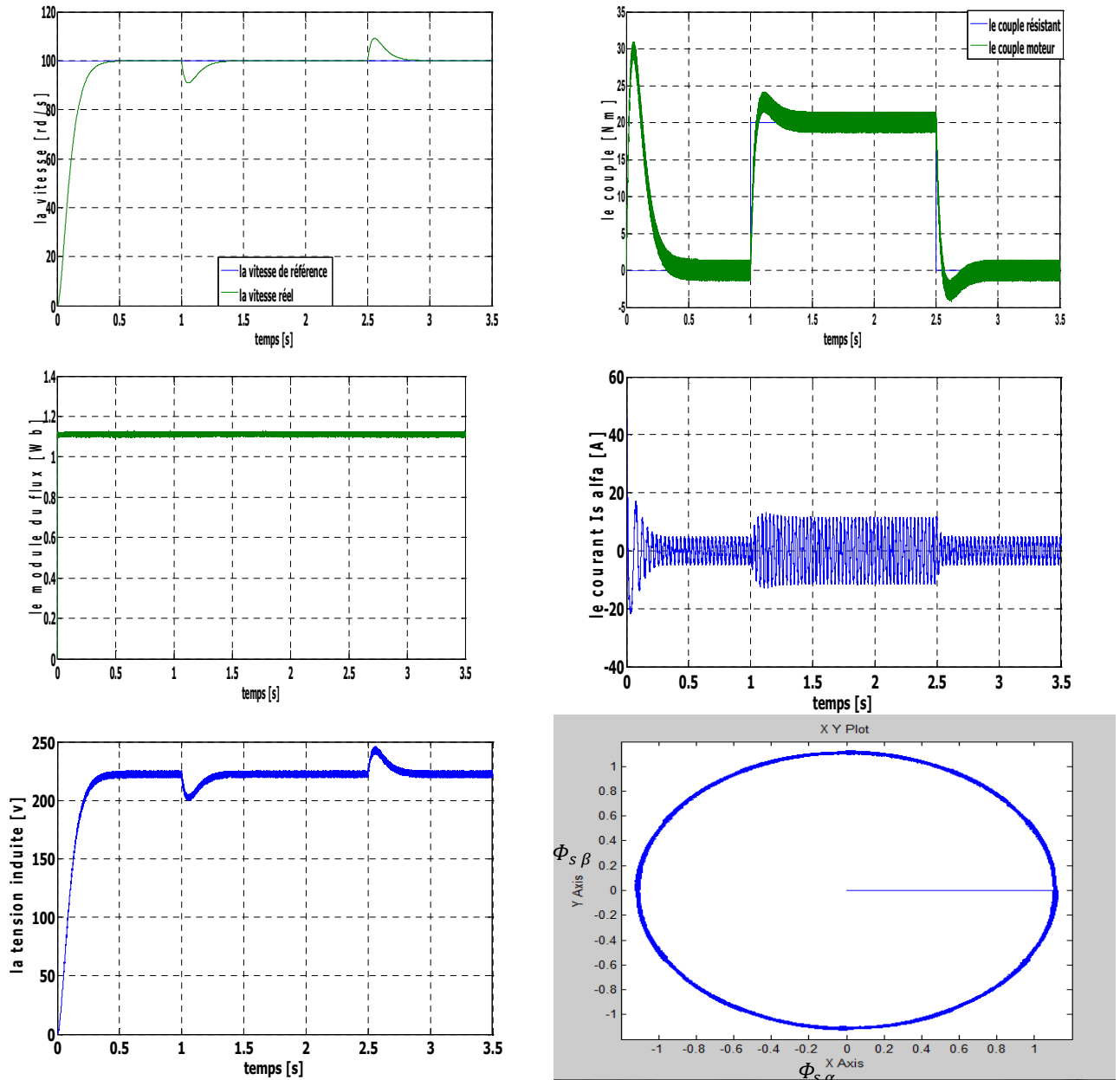
En commande DSVM_DTC chaque période d'échantillonnage est divisée en trois intervalles de temps égaux. Dans chaque intervalle est appliqué soit un vecteur actif soit un vecteur nul. L'onduleur doit donc travailler à trois fois la fréquence d'échantillonnage ou utiliser la modulation de largeur d'impulsion pour générer un vecteur.

III-12-2-5 Sélection des vecteurs tensions

La tension induite dépend de la vitesse mécanique, lorsqu'elle augmente, la tension \bar{V}_s appliquée à la machine augmente également. Le vecteur tension \bar{V}_s entraîne le flux $\bar{\phi}_s$ avec un décalage de 90° donc il se trouve calé sur l'axe β . Le vecteur résultant qui affecte le couple est la composante $\bar{V}_{\beta s}$ du vecteur tension, De ce fait, le critère de sélection du vecteur tension \bar{V}_s doit choisi comme référence. Si $\bar{V}_{\beta s} \approx \bar{V}_s$ le couple est maintenu à son état actuel, si $\bar{V}_{\beta s} > \bar{V}_s$ le couple augmente, et si $\bar{V}_{\beta s} < \bar{V}_s$ le couple diminue.

➤ **Test de simulation :**

On remarque, dans La figure (III-19), que les fluctuations du couple et du flux restent toujours à l'intérieur des bandes d'hystérésis et que les réponses de ces variables de contrôle sont rapides avec moins d'ondulations comparativement à la commande DTC classique.



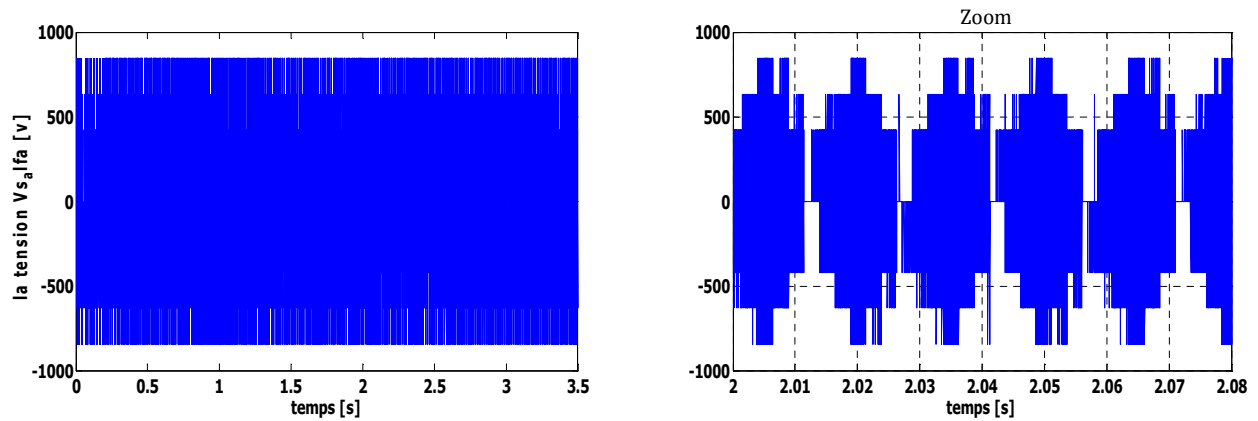


Fig III.19 Résultats de simulation de la DSVM.

III-13 Conclusion :

Dans ce chapitre, les principaux concepts de base de la commande directe de couple ont été présentés. Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé entre le couple et le flux statorique en utilisant un choix convenable des vecteurs tensions de l'onduleur.

L'un des avantages de ce type de commande est le non nécessité du capteur mécanique. D'un autre coté, l'inconvénient principal est la présence des oscillations au niveau du couple qui sont due à la variation de la fréquence de commutation. Afin de réduire les ondulations sur le couple et sur le flux, deux approches basées sur l'affectation de la table de commutation, sont traitées qui sont la DTC modifié et la DSVM_DTC.

Dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique surtout la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux, on a étudié deux autres approches dans le chapitre qui suit.

*Commande par DTC-
SVM de la machine à
induction*

IV-1 Introduction :

Dans ce chapitre nous allons présenter une méthode modifiée du contrôle direct du couple pour le moteur à induction. Cette commande diffère de la commande DTC classique par l'utilisation d'une modulation vectorielle qui assure ainsi un fonctionnement à fréquence de modulation constante pour le convertisseur.

Deux approches sont étudiées et simulées dans ce chapitre pour minimiser les oscillations du couple et du flux à savoir :

- L'utilisation d'un algorithme pour lequel le couple et le flux sont régulés chacun par un régulateur PI, où la table de vérité et les hystérésis sont éliminées.
- L'utilisation d'un algorithme qui sert à l'estimation du flux du rotor et le contrôle de l'angle de charge par un régulateur PI.

IV. 2 La modulation vectorielle

IV. 2.1 Principe de la MLI vectorielle :

Le principe de la MLI vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur de tension $\bar{V}_{s\,ref}$ à partir de huit vecteurs de tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé.

Un vecteur de tension de référence $\bar{V}_{s\,ref}$ est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_s par un vecteur de tension moyen $\bar{V}_{s\,moy}$. Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

La machine a été modélisée à partir des tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_j . Les tensions de sortie de l'onduleur s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (IV-1)$$

Appliquons la transformation triphasé/biphasé respectant le transfert de puissance :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (IV-2)$$

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs de l'onduleur permet de calculer les composantes du vecteur de tension $\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$. Nous pouvons donc dresser un tableau, qui synthétise les différents états de l'onduleur Tab (IV-1) :

| Vecteur | Etats des grandeurs booléennes de commande | | | Tensions simples | | | Tensions biphasées | | Vecteur \bar{V}_i |
|---------|--|-------|-------|----------------------|----------------------|----------------------|-----------------------------|-----------------------------|---|
| | S_a | S_b | S_c | V_{sa} | V_{sb} | V_{sc} | $V_{s\alpha}$ | $V_{s\beta}$ | |
| V_0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| V_5 | 0 | 0 | 1 | $-\frac{U_{dc}}{3}$ | $-\frac{U_{dc}}{3}$ | $2\frac{U_{dc}}{3}$ | $-\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$ | $-\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$ | $\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$ |
| V_3 | 0 | 1 | 0 | $-\frac{U_{dc}}{3}$ | $2\frac{U_{dc}}{3}$ | $-\frac{U_{dc}}{3}$ | $-\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$ | $\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$ | $\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$ |
| V_4 | 0 | 1 | 1 | $-\frac{2U_{dc}}{3}$ | $\frac{U_{dc}}{3}$ | $\frac{U_{dc}}{3}$ | $-\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$ | 0 | $-\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$ |
| V_1 | 1 | 0 | 0 | $2\frac{U_{dc}}{3}$ | $-\frac{U_{dc}}{3}$ | $-\frac{U_{dc}}{3}$ | $\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$ | 0 | $\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$ |
| V_6 | 1 | 0 | 1 | $\frac{U_{dc}}{3}$ | $-\frac{2U_{dc}}{3}$ | $\frac{U_{dc}}{3}$ | $\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$ | $-\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$ | $\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$ |
| V_2 | 1 | 1 | 0 | $\frac{U_{dc}}{3}$ | $\frac{U_{dc}}{3}$ | $-\frac{2U_{dc}}{3}$ | $\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$ | $\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$ | $\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$ |
| V_7 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Tab.IV-1 Tensions simples, et biphasées

Les huit vecteurs de tensions redéfinies par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) par la figure (IV-1):

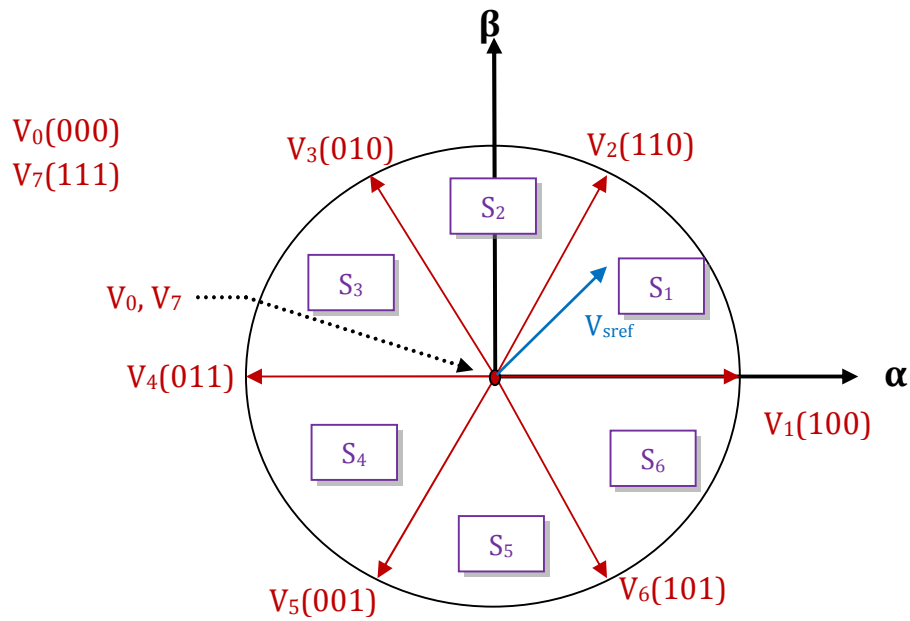


Fig. IV-1 Représentation des vecteurs de tensions dans le repère (α, β)

La figure (IV-2) représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur **1** et les vecteurs adjacents sont représentés par V_1 et V_2 . La MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension statorique de référence \vec{V}_{sref} désiré sur les deux vecteurs de tensions adjacents correspondants V_1 et V_2 . Si nous notons par T_1 et T_2 les deux temps d'application de ces vecteurs, T_0 le temps d'application des vecteurs nuls, leur somme doit être inférieure à la période T_s de commutation de l'onduleur.

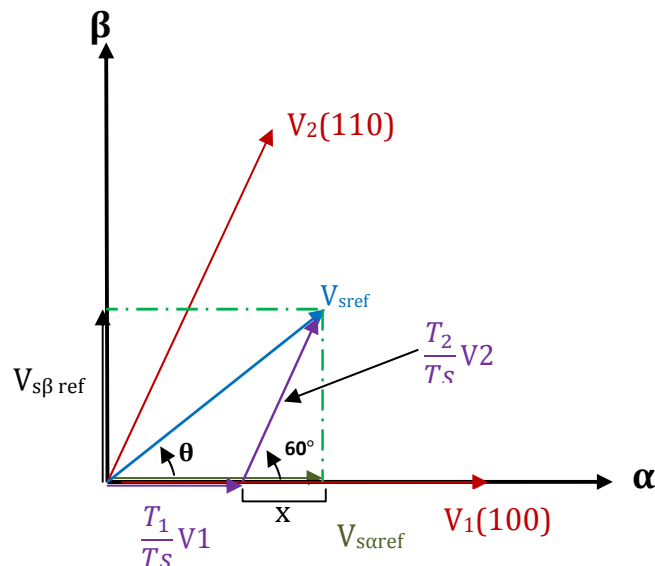


Fig. IV-2 Décomposition d'un vecteur de tension de référence \vec{V}_{sref}

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \overline{V_{sref}} dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{T_1} \overline{V_1} dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \overline{V_2} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \overline{V_0} dt \right) \quad (IV-3)$$

$$\overline{V_{sref}} = \frac{T_1}{T_s} \overline{V_1} + \frac{T_2}{T_s} \overline{V_2} + \frac{T_0}{T_s} \overline{V_0} \quad (IV-4)$$

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 \quad (IV-5)$$

En supposant qu'initialement, le vecteur $\overline{V_{sref}}$ coïncide avec le vecteur $\overline{V_1}$, deux séquences sont active. La séquence qui correspond au vecteur $\overline{V_1}$ est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue-libre est appliquée durant la durée T_0 . La séquence qui correspond au vecteur $\overline{V_2}$ est inactive car la durée T_2 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur $\overline{V_{sref}}$ s'éloigne du vecteur $\overline{V_1}$ et en s'approche du vecteur $\overline{V_2}$, T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur $\overline{V_{sref}}$ atteint le vecteur $\overline{V_2}$, T_1 sera nul et T_2 sera maximale.

IV-3 Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle :

IV-3-1 Détermination des secteurs :

Le secteur est déterminé selon la position du vecteur V_{sref} dans le plan (α, β) , tel que cette position présente la phase θ de ce vecteur définie par:

$$\theta = \arctan\left(\frac{V_{s\beta ref}}{V_{s\alpha ref}}\right) \quad (IV-6)$$

IV-3-2 Calcule les variables X, Y et Z:

La détermination des périodes adjacent T_1 et T_2 est donnée par une simple projection sur la figure (IV-2):

$$\begin{cases} V_{s\alpha ref} = \frac{T_1}{T_s} |\overline{V_1}| + x \\ V_{s\beta ref} = \frac{T_2}{T_s} |\overline{V_2}| \sin(60^\circ) \\ x = \frac{V_{s\beta ref}}{\text{tg}(60^\circ)} \end{cases} \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} T_1 = \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{6}V_{s\alpha ref} - \sqrt{2}V_{s\beta ref}) \\ T_2 = \frac{T_s\sqrt{2}}{U_{dc}} V_{s\beta ref} \end{cases} \quad (IV-7)$$

Le tableau ci-dessous montre les différents temps d'application des vecteurs d'états pour les différents secteurs (S_1 à S_6).

| Secteur 1 | Secteur 2 | Secteur 3 |
|--|---|---|
| $T_1 = \frac{T_s}{2U_{dc}}(\sqrt{6}V_{s\alpha ref} - \sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_2 = \frac{T_s\sqrt{2}}{U_{dc}}V_{s\beta ref}$ $T_0 = T_s - T_1 - T_2$ | $T_2 = \frac{T_s}{2U_{dc}}(\sqrt{6}V_{s\alpha ref} + \sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_3 = \frac{T_s}{2U_{dc}}(-\sqrt{6}V_{s\alpha ref} + \sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_0 = T_s - T_2 - T_3$ | $T_3 = \frac{T_s}{U_{dc}}(\sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_4 = -\frac{T_s}{2U_{dc}}(\sqrt{6}V_{s\alpha ref} + \sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_0 = T_s - T_3 - T_4$ |
| Secteur 4 | Secteur 5 | Secteur 6 |
| $T_4 = \frac{T_s}{2U_{dc}}(-\sqrt{6}V_{s\alpha ref} + \sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_5 = -\frac{T_s}{U_{dc}}(\sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_0 = T_s - T_4 - T_5$ | $T_5 = -\frac{T_s}{2U_{dc}}(\sqrt{6}V_{s\alpha ref} + \sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_6 = \frac{T_s}{2U_{dc}}(-\sqrt{6}V_{s\alpha ref} - \sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_0 = T_s - T_5 - T_6$ | $T_6 = -\frac{T_s}{U_{dc}}(\sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_1 = \frac{T_s}{2U_{dc}}(\sqrt{6}V_{s\alpha ref} + \sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_0 = T_s - T_6 - T_1$ |

Tab. IV-2 Les temps d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur

le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables X, Y, Z suivants:

$$\begin{cases} X = \frac{T_s}{U_{dc}}(\sqrt{2}V_{s\beta ref}) \\ Y = \frac{T_s}{2U_{dc}}(\sqrt{6}V_{s\alpha ref} + \sqrt{2}V_{s\beta ref}) \\ Z = \frac{T_s}{2U_{dc}}(-\sqrt{6}V_{s\alpha ref} + \sqrt{2}V_{s\beta ref}) \end{cases} \quad (IV-8)$$

Les durées T_i et T_{i+1} d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur à partir des valeurs X, Y et Z sont tabulés ci-après [Seb 10]:

| Secteur | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|-----------|----|---|----|----|----|----|
| T_i | -Z | Y | X | Z | -Y | -X |
| T_{i+1} | X | Z | -Y | -X | -Z | Y |

Tab. IV-3 Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls

IV-3-3 Génération des signaux modulateurs T_{aon} , T_{bon} , T_{con} :

Les durées relatives d'application de vecteur V_{sref} ne sont pas directement exploitables pour piloter l'onduleur, il est plus pratique de considérer les durées relatives T_{aon} , T_{bon} , T_{con} (rapports cycliques) pendant lesquelles les grandeurs booléennes de commande S_a , S_b et S_c sont égales à 1 sur une période d'échantillonnage.

Les trois rapports cycliques nécessaires pour chaque secteur sont :

$$\begin{cases} T_{aon} = \frac{T_S - T_i - T_{i+1}}{2} \\ T_{bon} = T_{aon} + T_i \\ T_{con} = T_{bon} + T_{i+1} \end{cases} \quad (IV-9)$$

IV-3-4 Génération des séries d'impulsions S_a , S_b , S_c :

La détermination des signaux de commande (S_a , S_b , S_c) en fonction des signaux modulants est donnée par le tableau suivant [raf 07] :

| Secteur | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|---------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Signaux | | | | | | |
| S_a | T_{aon} | T_{bon} | T_{con} | T_{con} | T_{bon} | T_{aon} |
| S_b | T_{bon} | T_{aon} | T_{aon} | T_{bon} | T_{con} | T_{con} |
| S_c | T_{con} | T_{con} | T_{bon} | T_{aon} | T_{aon} | T_{bon} |

Tab .IV-4 Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur

IV.4 La commande DTC-SVM basée sur des régulateurs PI :

Cette méthode proposée conserve l'idée de base de la méthode DTC. Pour cela, la technique d'orientation du flux statorique est utilisée. Ainsi, les tensions de commande peuvent être générées par des régulateurs PI et imposées par la technique SVM. En outre l'estimation du couple et du flux est basée sur le modèle en tension de la machine.

Cette structure de commande possède les avantages du contrôle vectoriel et du contrôle direct du couple et permet de surpasser les problèmes de la DTC classique. Les régulateurs PI et la technique de modulation vectorielle sont employés pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins de pulsations de couple et de flux. L'efficacité de l'approche proposée est montrée par les résultats de simulation.

Le schéma bloc de la structure de contrôle est illustré par la figure (IV-3).

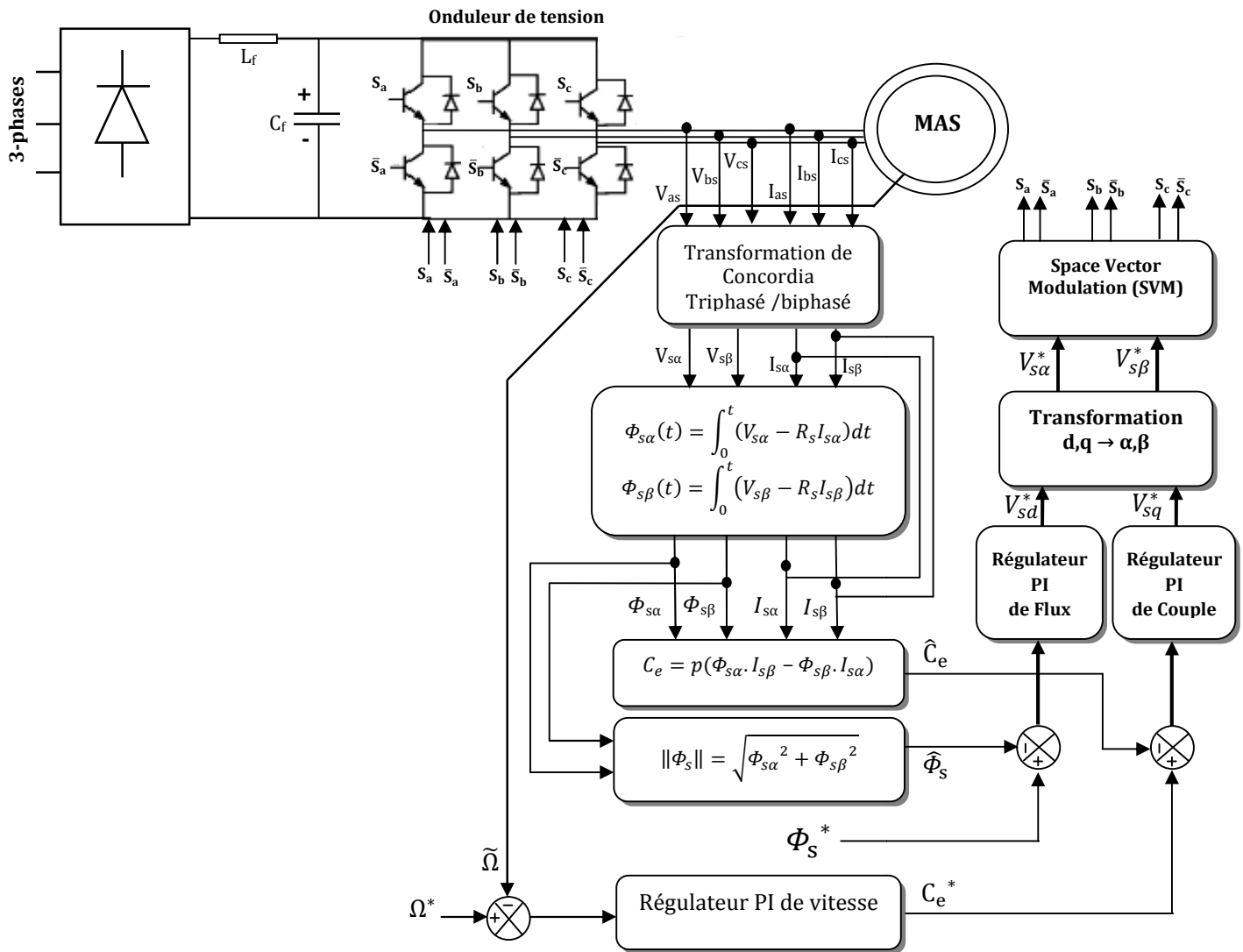


Fig. IV-3 Schéma de la commande DTC-SVM de la machine à induction basé sur des régulateurs PI

IV-4 -1 Stratégie de commande

IV-4-1-1 Modèle de la machine en vue de la commande:

Parmi les différentes formes de modèles utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise les courants statoriques et les flux statoriques et la vitesse de rotation, comme variables d'état et les tensions (V_{sd} , V_{sq}) comme variables de commande. Ce modèle est présenté dans le référentiel (d, q), lié au champ tournant. Ce modèle est exprimé par le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (IV-10)$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (IV-11)$$

Par ailleurs l'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (IV-12)$$

L'équation du couple électromagnétique peut être exprimée en fonction des courants statoriques et du flux statorique comme suit:

$$C_e = P \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \quad (IV-13)$$

IV-4-1-2 Contrôle du flux statorique:

Dans le cas de l'orientation du flux statorique dans le référentiel (d, q) figure (IV-4), c'est à dire que l'axe **d** soit confondu avec la direction du vecteur flux statorique Φ_s .

La composante d'axe **d** du courant statorique I_{sd} est alors directement proportionnelle à l'amplitude du flux statorique. En régulant et en maintenant constante l'amplitude de la composante du courant statorique I_{sd} , nous obtenons ainsi le découplage entre la commande du couple et celle du flux de la machine.

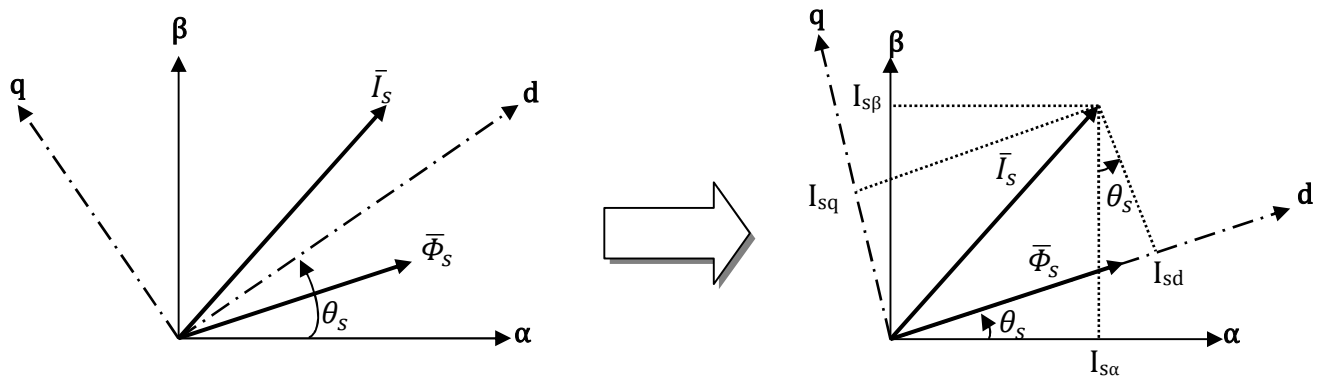


Fig. IV-4 Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation de flux statorique.

A partir du modèle de la machine développé précédemment, nous en déduisons une expression du vecteur flux statorique.

Donc, si le flux statorique est orienté sur l'axe d on a donc :

$$\Phi_{sd} = \Phi_s \text{ et } \Phi_{sq} = 0 \quad (\text{IV-14})$$

Alors (IV-10) deviennent:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \omega_s \cdot \Phi_s \\ V_{dr} = 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{IV-15})$$

Le couple devient :

$$C_e = P \cdot \Phi_s \cdot I_{qs} \quad (\text{IV-16})$$

Avec la loi d'autopilotage :

$$\omega_s = \omega_r + p\Omega \quad (\text{IV-17})$$

Les courants et les flux rotoriques peuvent être exprimés, en fonction des courants statoriques par :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{L_m} (\Phi_s - L_s I_{ds}) \\ I_{qr} = -\frac{L_s}{L_m} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{IV-18})$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \frac{L_r}{L_m} (\Phi_s - \sigma L_s I_{ds}) \\ \Phi_{qr} = -\frac{\sigma L_s L_r}{L_m} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{IV-19})$$

En substituant (IV-18), (IV-19) dans (IV-15), et en tenant compte de la transformée de Laplace, on a :

$$\Phi_s = \left((1 + \sigma t_r s) I_{ds} + \sigma t_r I_{qs} \omega_r \right) \frac{L_s}{1 + \sigma t_r s} \quad (\text{IV-20})$$

$$I_{qs} = \left(\frac{1}{L_s} \Phi_s - \sigma I_{ds} \right) \frac{t_r \omega_r}{1 + \sigma t_r s} \quad (\text{IV-21})$$

Avec : $t_r = \frac{L_r}{R_r}$, $t_s = \frac{L_s}{R_s}$ les constantes de temps statorique et rotorique.

En exprimant la composante d du courant statorique en fonction de la composante q et du flux statorique, les tensions statorique s'expriment comme suit:

$$V_{ds} = \frac{\Phi_s}{G_{\Phi_s}} + E_d$$

$$V_{qs} \approx \omega_s \cdot \Phi_s \quad (\text{IV-22})$$

Avec :

$$G_{\Phi_s} = \frac{t_s(1+\sigma t_r s)}{1+(t_r+t_s)s+\sigma t_r t_s s^2} \quad (\text{IV-23})$$

$$E_d = -\frac{\sigma R_s t_r}{1+\sigma t_r s} I_{qs} \omega_r \quad (\text{IV-24})$$

Donc le flux statorique peut être contrôlé par la composante d de la tension statorique. La figure (IV-5) montre la relation entre Φ_s et V_{sd} ; un système équivalent du second ordre avec une perturbation E_d . Un régulateur PI peut être utilisé pour obtenir les performances désirées et maintenir le flux statorique à sa valeur de référence Φ_{sref} .

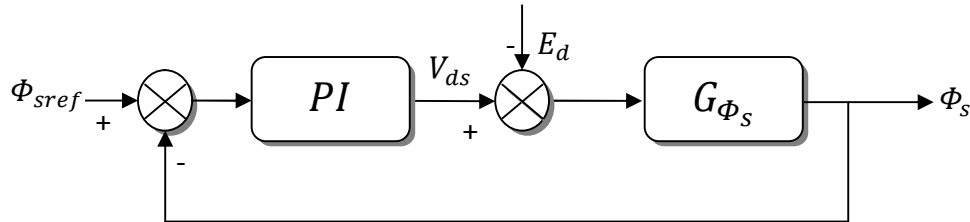


Fig. IV-5 Schéma fonctionnel de la régulation du flux

IV-4-1-3 Détermination des paramètres de la régulation du flux :

La fonction de transfert du PI est donnée par :

$$C(s) = K_{pf} + \frac{K_{if}}{s} = K_{pf} \left(1 + \frac{1}{\tau_f s} \right) = K_{pf} \frac{(1+\tau_f s)}{\tau_f s} \quad (\text{IV-25})$$

Où K_{pf} , K_{if} désignent respectivement les gains proportionnel et intégral du correcteur, et

$$\tau_f = \frac{K_{pf}}{K_{if}} \text{ sa constante de temps.}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donné par :

$$\begin{aligned} FTBO &= C(s) \cdot G_{\Phi_s} \\ &= K_{pf} \frac{(1+\tau_f s)}{\tau_f s} \cdot \frac{t_s(1+\sigma t_r s)}{1+(t_r+t_s)s+\sigma t_r t_s s^2} \end{aligned} \quad (\text{IV-26})$$

On peut écrire la relation (IV-26) sous forme pôle-zéro comme suit:

$$FTBO = K_{pf} \frac{\left(\frac{1}{\tau_f} + s\right)}{s} \cdot \frac{\sigma t_r t_s \left(\frac{1}{\sigma t_r} + s\right)}{(s-P_1)(s-P_2)} \quad (\text{IV-27})$$

Afin d'éliminer le pôle dominant on mettre :

$$(s - P_2) = \left(\frac{1}{\tau_f} + s \right) \quad (IV-28)$$

J'aurai :

$$FTBO = \frac{K_{pf}}{s} \cdot \frac{t_s(1+\sigma t_r s)}{(s-P_1)} \quad (IV-29)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1+FTBO} \quad (IV-30)$$

En substituant (IV-29) dans (IV-30) et après simplification j'aurai :

$$FTBF = \frac{K_{pf} t_s (1 + \sigma t_r s)}{s^2 + (K_{pf} t_s \sigma t_r - P_1) s + K_{pf} t_s} \quad (IV-31)$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients K_{pf} et K_{if} , pour cela, on utilise la méthode de l'imposition des pôles.

La fonction de transfert standard d'un système du deuxième ordre est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{k \omega_n^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (IV-32)$$

Par analogie entre les expressions (IV-31) et (IV-32) en tenant compte l'expression (IV-28) on trouve:

$$\begin{cases} (s - P_2) = \left(s + \frac{1}{\tau_f} \right) \\ 2\xi \omega_n = (K_{pf} t_s \sigma t_r - P_1) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{1}{\tau_f} = -P_2 \Rightarrow K_{if} = -K_{pf} P_2 \\ K_{pf} = \frac{2\xi \omega_n + P_1}{t_s \sigma t_r} \end{cases} \quad (IV-33)$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence du dépassement. Cette technique concerne l'imposition des valeurs de l'amortissement et de la pulsation ξ et ω_n pour déterminer les coefficients K_{pf} et K_{if} .

$$\text{Pour } \xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ et } \omega_n = 100 \text{ rad/sj, j'aurai : } \begin{cases} K_{pf} = 6.8236e + 003 \\ K_{if} = 2.3478e + 004 \end{cases}$$

IV-4-1-4 Contrôle du couple électromagnétique

A partir des relations (IV-20), (IV-21), le courant suivant la composante q peut être exprimée

par :

$$I_{qs} = \frac{t_r(1-\sigma)}{L_s} \frac{\Phi_s w_r}{(1+\sigma t_r s)^2 + (\sigma t_r w_r s)^2} \quad (\text{IV-34})$$

La substitution de (IV-34) dans (IV-16) donne :

$$C_e = p \frac{t_r(1-\sigma)}{L_s} \frac{\Phi_s^2 w_r}{(1+\sigma t_r s)^2 + (\sigma t_r w_r s)^2} \quad (\text{IV-35})$$

Et comme le module de vecteur Φ_s reste constant et égale à sa valeur de référence Φ_s^* , et $\sigma t_r \ll 1$; la relation (IV-35) peut simplifier sous formule suivant [Dja 15]:

$$C_e = p \frac{t_r(1-\sigma)}{L_s} \frac{\Phi_s^{*2}}{(1+2\sigma t_r s)} (\omega_s - p\Omega) \quad (\text{IV-36})$$

Le couple électromagnétique est proportionnel à la pulsation de glissement, ainsi, l'équation (IV-36) s'écrit comme suit:

$$C_e = G_{C_e} (\omega_s - p\Omega) \quad (\text{IV-37})$$

tel que :

$$G_{C_e} = p \frac{t_r(1-\sigma)}{L_s} \frac{\Phi_s^{*2}}{(1+2\sigma t_r s)} \quad (\text{IV-38})$$

Ainsi que le couple peut être contrôlé par la pulsation statorique, la figure (IV-6) montre la relation entre C_e et ω_s . Un régulateur PI est utilisé pour obtenir les performances désirées et maintenir le couple à sa valeur de référence $C_{e \text{ ref}}$.

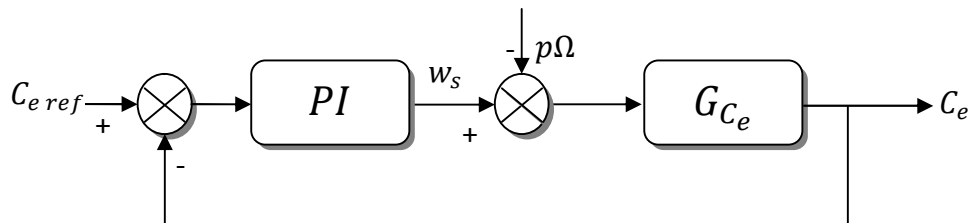


Fig. IV-6 Schéma fonctionnel de la régulation de couple.

IV-4-1-5 Détermination des paramètres de la régulation du couple :

La fonction de transfert de PI est donnée par :

$$C(s) = K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} = K_{pc} \left(1 + \frac{1}{\tau_c s} \right) = K_{pc} \frac{(1 + \tau_c s)}{\tau_c s} \quad (\text{IV-39})$$

Et la fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$FTBF = \frac{C(s).G_{Ce}}{1+C(s).G_{Ce}} \quad (IV-40)$$

En substituant (IV-38) et (IV-39) dans (IV-40) et après simplification j'aurai :

$$FTBF = \frac{K_{ic}Pt_r(1-\sigma)\Phi_s^2(1+\tau_c s)}{2\sigma t_r L_s s^2 + (K_{ic}\tau_c Pt_r(1-\sigma)\Phi_s^2 + L_s)s + K_{ic}Pt_r(1-\sigma)\Phi_s^2} \quad (IV-41)$$

$$= \frac{(1+\tau_c s)}{\frac{2\sigma t_r L_s}{K_{ic}Pt_r(1-\sigma)\Phi_s^2} s^2 + \frac{(K_{ic}\tau_c Pt_r(1-\sigma)\Phi_s^2 + L_s)}{K_{ic}Pt_r(1-\sigma)\Phi_s^2} s + 1} \quad (IV-42)$$

La FTBF sous forme d'un système du deuxième ordre est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{k}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (IV-43)$$

Par identification des équations (IV-42) et (IV-43) on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{2\sigma t_r L_s}{K_{ic}Pt_r(1-\sigma)\Phi_s^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_n^2} = \frac{(K_{ic}\tau_c Pt_r(1-\sigma)\Phi_s^2 + L_s)}{K_{ic}Pt_r(1-\sigma)\Phi_s^2} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} K_{ic} = \frac{2\sigma t_r L_s \omega_n^2}{Pt_r(1-\sigma)\Phi_s^2} \\ \tau_c = \frac{K_{pc}}{K_{ic}} = \frac{2\xi}{\omega_n^2} - \frac{L_s}{K_{ic}Pt_r(1-\sigma)\Phi_s^2} \end{array} \right. \quad (IV-44)$$

$$\text{Pour } \left\{ \begin{array}{l} \xi = 1 \\ \omega_n = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ \Phi_s^* = 1.11 \text{ Wb} \end{array} \right. \text{ on trouve : } \left\{ \begin{array}{l} K_{ic} = 52.3766 \\ K_{pc} = 1.5746 \end{array} \right.$$

IV-5 Test de simulation :

Pour approuver la commande proposée. On a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma bloc de la figure (IV-3) pour $\Omega_{ref} = 100 \text{rd/s}$.

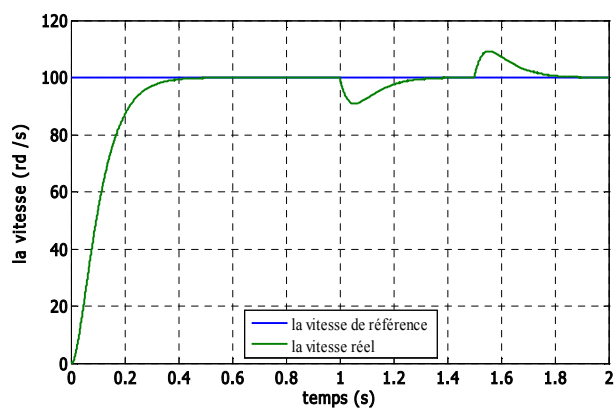
La figure (IV-7), illustre les résultats de simulation lors de l'introduction d'un couple de charge après un démarrage à vide. À l'instant $t=1\text{s}$, on applique un couple de charge nominale de 20 Nm , puis on l'annule à l'instant $t=1.5\text{s}$. Ces résultats de simulation sont comparés avec ceux de la DTC classique sous la même période d'échantillonnage.

Le module du flux statorique s'établit rapidement à sa valeur de référence de 1.11 Wb par rapport à la DTC classique. On constate que la vitesse atteint sa référence $\Omega_{ref} = 100 \text{rd/s}$ sans dépassement et que les rejets de perturbation dus aux consignes de charges appliqués aux différents instants précités sont éliminés. En effet le couple électromagnétique agit rapidement pour suivre les consignes de charges introduites. Il présente aussi une diminution

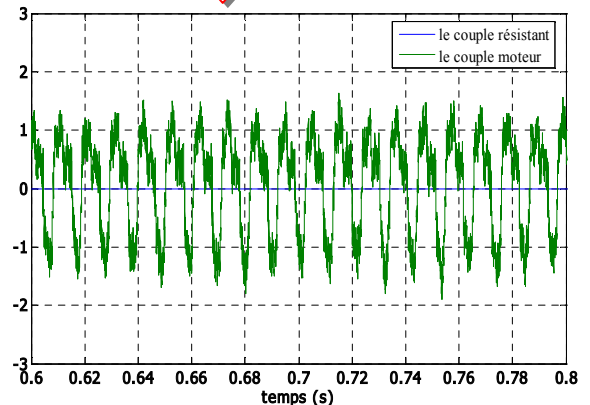
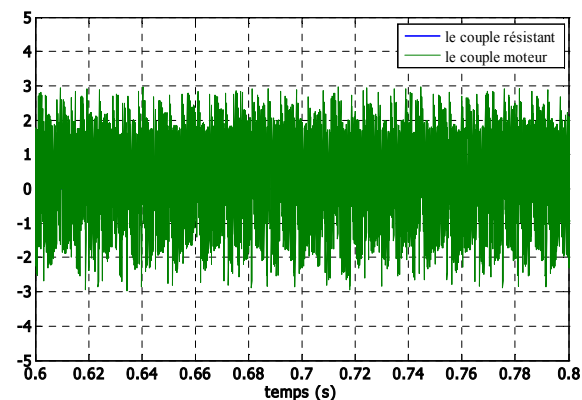
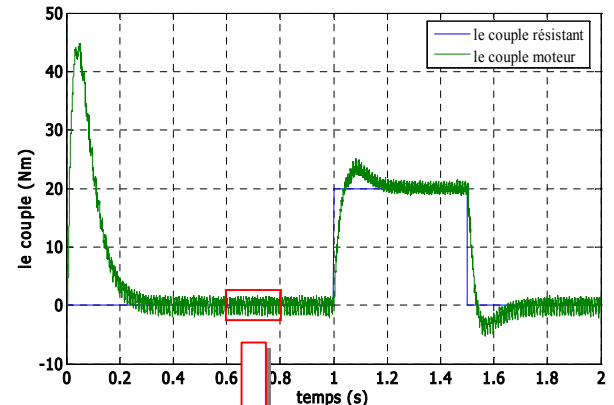
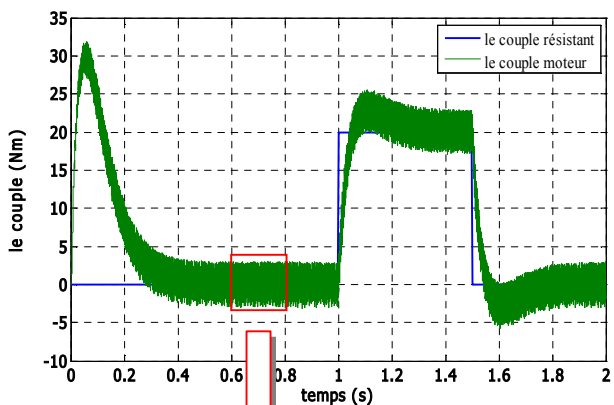
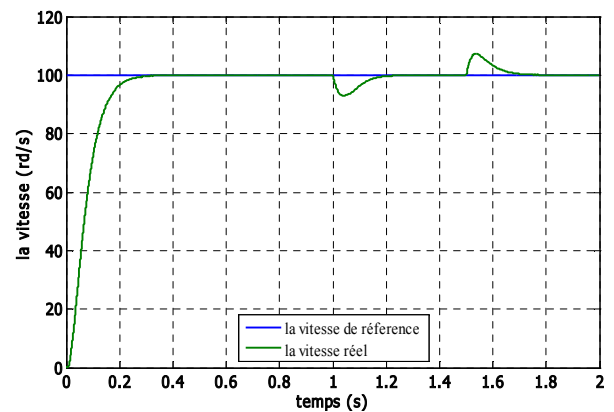
remarquable de l'amplitude des oscillations par rapport à la DTC classique. La dynamique des composantes du flux statorique n'est pas affectée par l'application de ces consignes de charges.

Les résultats de simulation montrent que l'approche analytique proposée pour la conception des régulateurs PI du flux et du couple est assez rigoureuse. Les ondulations au niveau du couple, montrent aussi la diminution remarquable de la fréquence de commutation dans la DTC-SVM par rapport à la DTC classique.

-DTC classique-



- DTC-SVM basée sur PI -



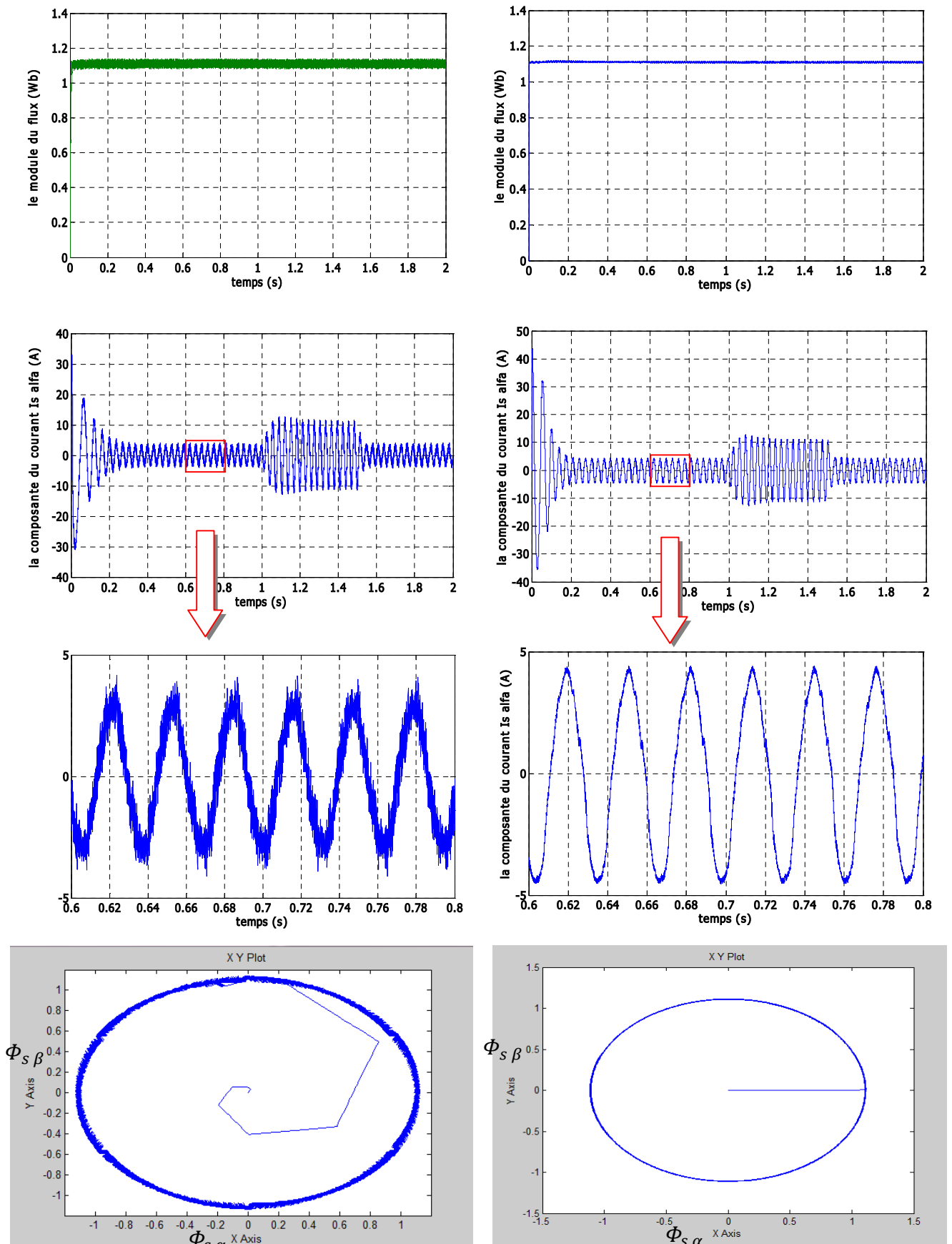


Fig .IV-7 Résultats de simulation de la DTC-SVM basée sur PI comparées avec DTC classique

IV-6 Commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge :

La stratégie présentée, utilise un seul régulateur de couple, qui actionne sur l'angle entre le flux du stator et le flux du rotor, connu sous l'angle de charge δ comme indiqué dans la Figure (IV-9) et un simple bloc d'estimation de flux du rotor [Jos 04].

On voit dans cette méthode qu'il n'ya pas une transformation de rotation en tête du bloc de la SVM par rapport à la méthode précédente, et qu'on a un seul régulateur PI; ce qui rend la stratégie de contrôle simple à appliquée.

Le schéma bloc de la structure de contrôle est illustré par La figure (IV-8):

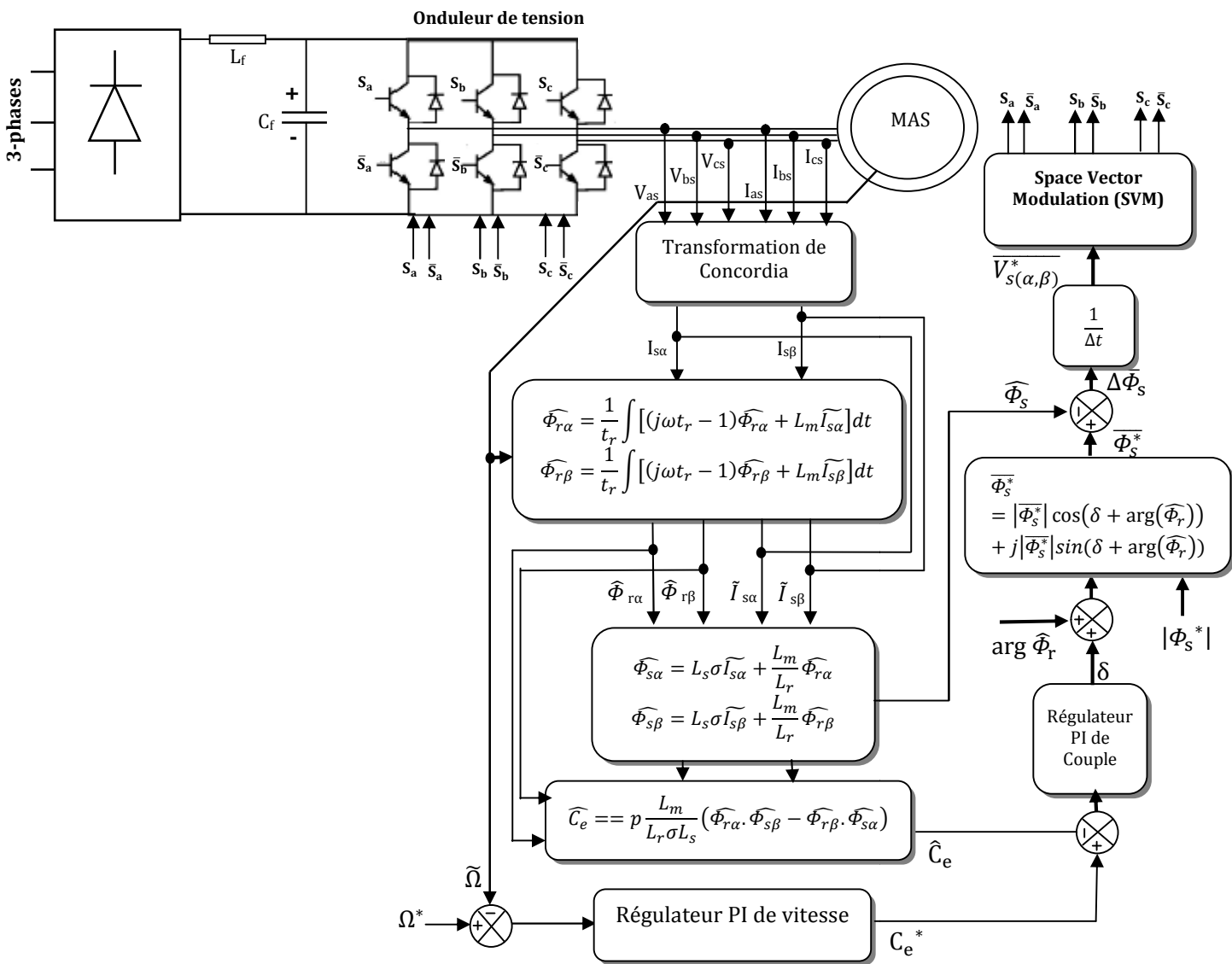


Fig. IV.8 Schéma de la commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge.

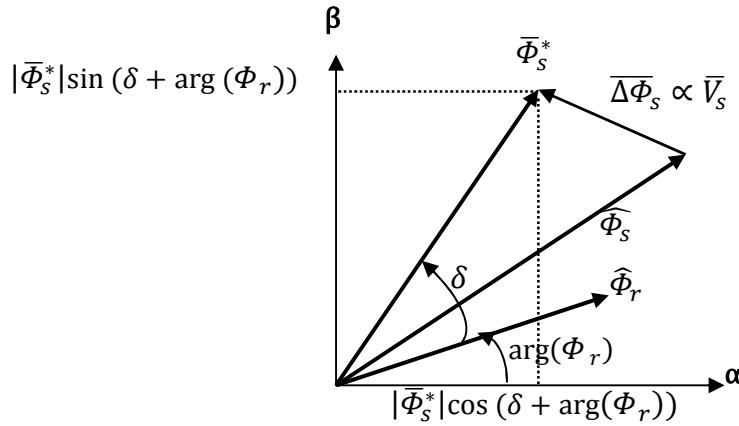


Fig. IV.9 Angle de charge entre le flux de référence du stator et le flux du rotor

IV-6-1 Stratégie de contrôle:

IV-6-1-1 Estimation du flux du rotor :

Pour mettre en œuvre l'estimation du flux du rotor nous nous rappelons le modèle de la machine suivant :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \cdot \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j\omega \bar{\Phi}_r \\ \bar{\Phi}_s = L_s \cdot \bar{I}_s + L_m \cdot \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \cdot \bar{I}_r + L_m \cdot \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{IV-45})$$

D'après :

$$\text{l'équation (2) de (IV-45), on peut écrire : } \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = -R_r \cdot \bar{I}_r + j\omega \bar{\Phi}_r \quad (\text{IV-46})$$

$$\text{et l'équation (4) de (IV-45) : } \bar{I}_r = \frac{1}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{L_m}{L_r} \cdot \bar{I}_s \quad (\text{IV-47})$$

En injectant (IV-47) dans (IV-46) on trouve :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \bar{\Phi}_r + \frac{L_m R_r}{L_r} \bar{I}_s + j\omega \bar{\Phi}_r \quad (\text{IV-48})$$

Et comme $t_r = \frac{L_r}{R_r}$ on peut écrire :

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} &= -\frac{1}{t_r} \cdot \bar{\Phi}_r + \frac{L_m}{t_r} \bar{I}_s + j\omega \bar{\Phi}_r \\ &= \frac{1}{t_r} [(j\omega t_r - 1) \bar{\Phi}_r + L_m \bar{I}_s] \\ d\hat{\Phi}_r &= \frac{1}{t_r} [(j\omega t_r - 1) \hat{\Phi}_r + L_m \tilde{I}_s] dt \end{aligned}$$

D'où :

$$\widehat{\Phi}_r = \frac{1}{t_r} \int [(j\omega t_r - 1)\widehat{\Phi}_r + L_m \widetilde{I}_s] dt \quad (IV-49)$$

IV-6-1-2 Estimation du flux du stator:

En injectant la relation (IV-47) dans l'équation (3) de (IV-45) on trouve:

$$\begin{aligned} \overline{\Phi}_s &= L_s \cdot \overline{I}_s + L_m \cdot \left(\frac{1}{L_r} \overline{\Phi}_r - \frac{L_m}{L_r} \cdot \overline{I}_s \right) ; \quad \text{Avec } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \\ \widehat{\Phi}_s &= L_s \sigma \widetilde{I}_s + \frac{L_m}{L_r} \widehat{\Phi}_r \end{aligned} \quad (IV-50)$$

IV-6-1-3 Estimation du couple :

La formule d'estimation de couple se donne par :

$$\begin{aligned} \widehat{C}_e &= p \frac{L_m}{L_r \sigma L_s} (\widehat{\Phi}_r \otimes \widehat{\Phi}_s) \\ &= p \frac{L_m}{L_r \sigma L_s} (\widehat{\Phi}_{r\alpha} \cdot \widehat{\Phi}_{s\beta} - \widehat{\Phi}_{r\beta} \cdot \widehat{\Phi}_{s\alpha}) \end{aligned} \quad (IV-51)$$

Le bloc d'estimation des flux et du couple à partir des courants statorique mesurés et la vitesse de rotation du rotor est illustré par la figure (IV-10):

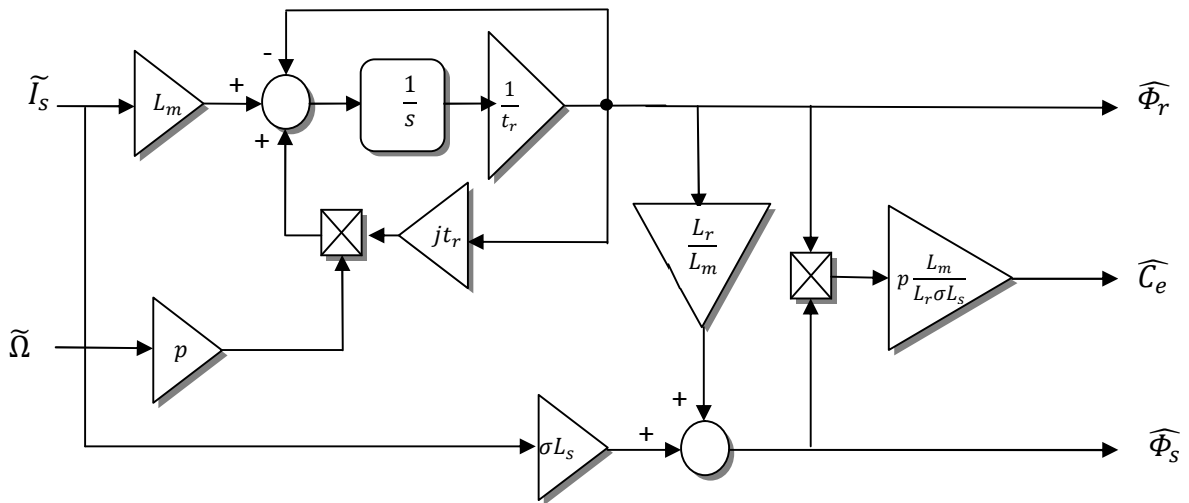


Fig. IV-10 Estimateurs des flux et du couple

Le bloc calculateur du flux de référence statorique est donné par [Jos 04] :

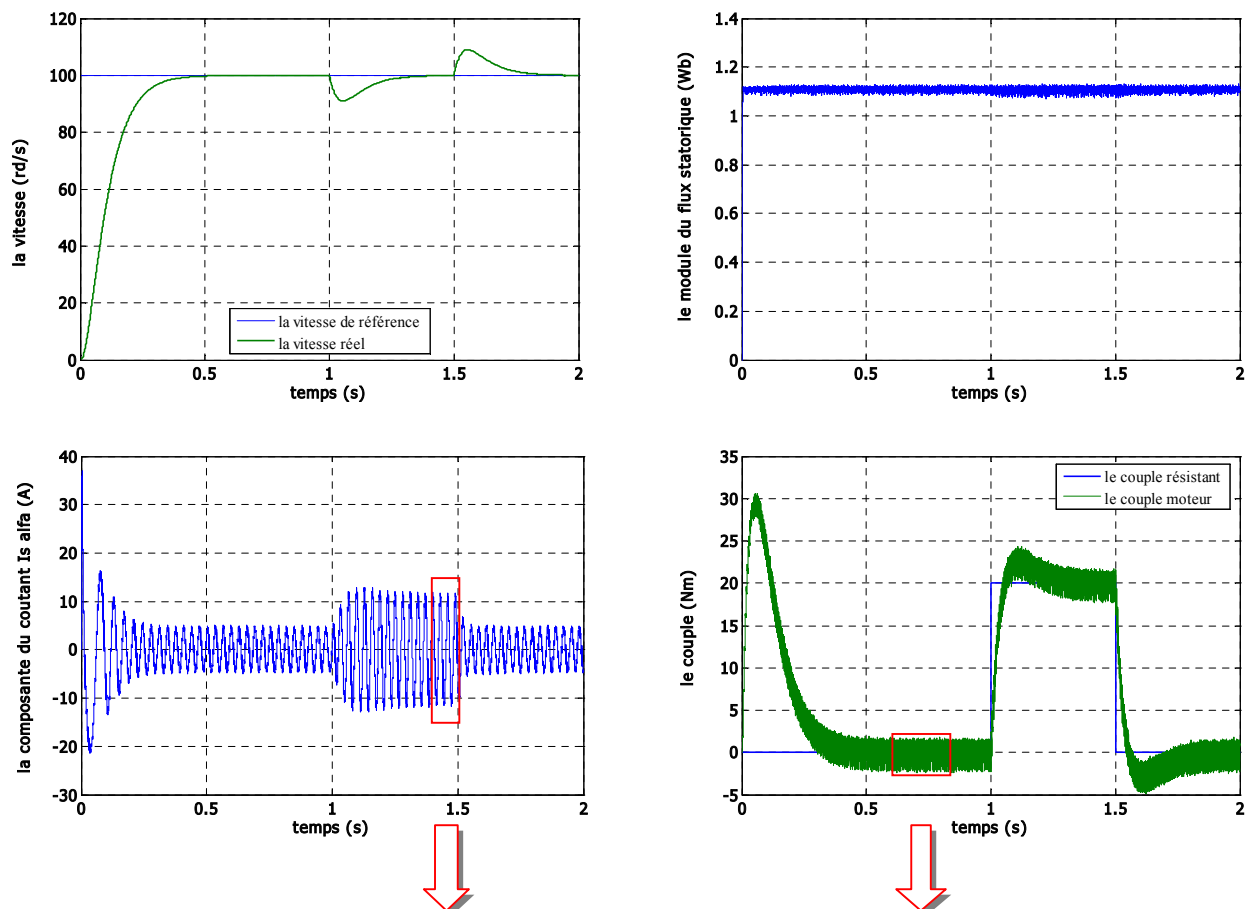
$$\overline{\Phi}_s^* = |\overline{\Phi}_s^*| \cos(\delta + \arg(\widehat{\Phi}_r)) + j |\overline{\Phi}_s^*| \sin(\delta + \arg(\widehat{\Phi}_r)) \quad (IV-52)$$

IV-7 Test de simulation:

Pour montrer les performances de la méthode proposée, on a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma bloc de la figure (IV-8) pour $\Omega_{ref}=100\text{rd/s}$.

La figure (IV-11) illustre les résultats de simulation, lors de l'introduction d'un couple de charge nominale (20Nm) après un démarrage à vide, à l'instant $t=1\text{s}$, puis on l'annule à l'instant $t=1.5\text{s}$.

On constate que le module du flux statorique s'établit à sa valeur de référence de 1.11 Wb. La vitesse atteint sa référence sans dépassement au démarrage à vide. Le couple électromagnétique agit rapidement pour suivre les consignes de charges introduites. Il présente une diminution remarquable des oscillations. Les composantes de courant statorique présentent un taux d'harmonique faible comparativement à la DTC classique, la dynamique des composantes du flux statorique n'est pas affecté par l'application de ces consignes de charges.



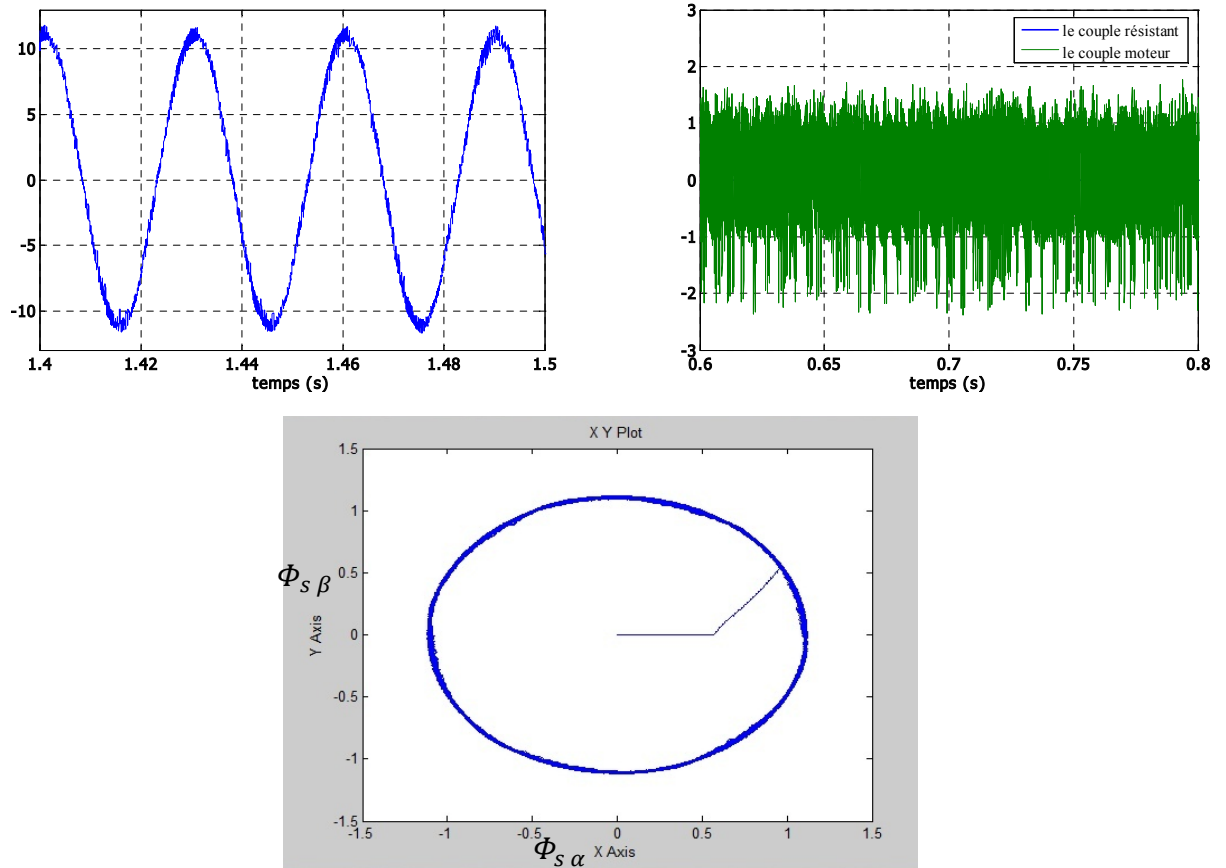
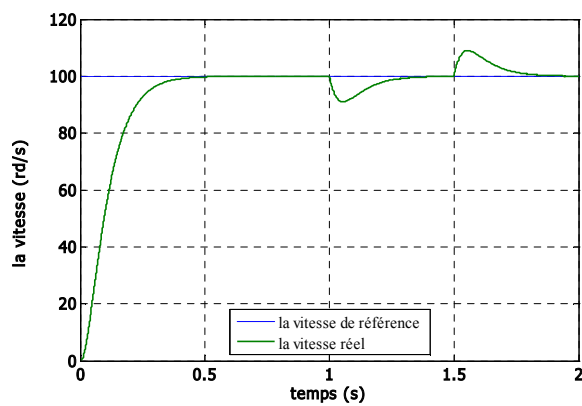


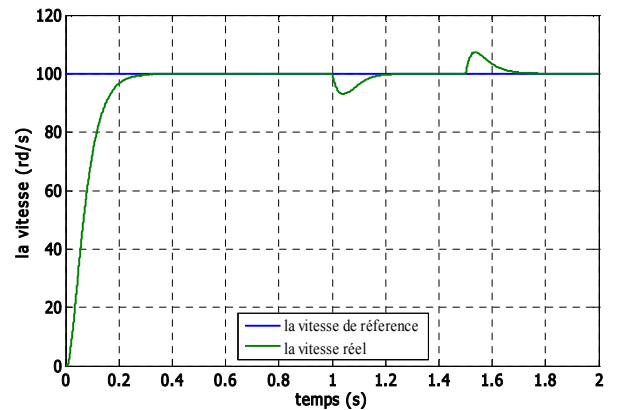
Fig. IV.11 Résultats de simulation de la commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge

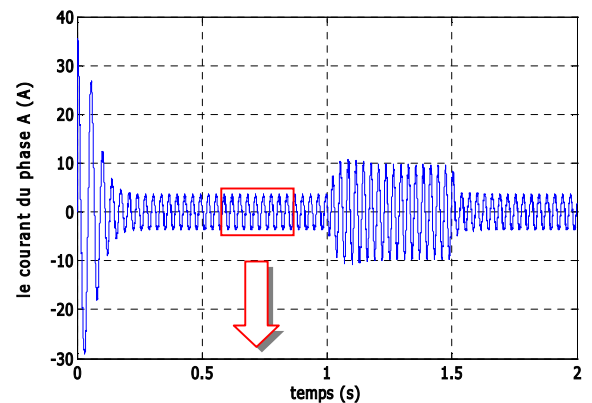
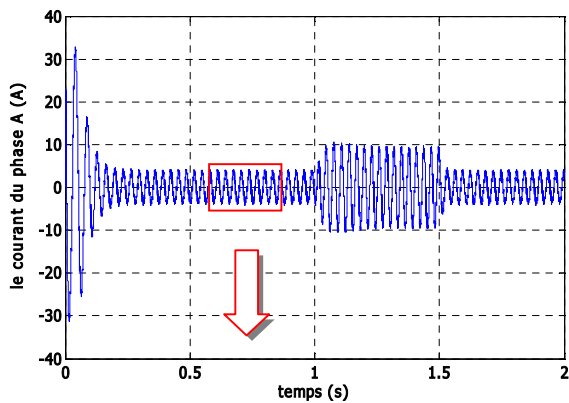
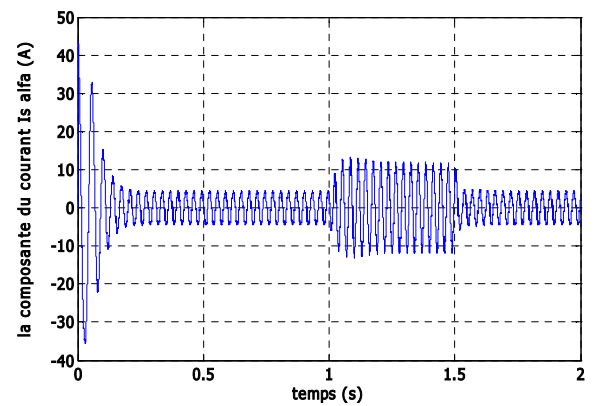
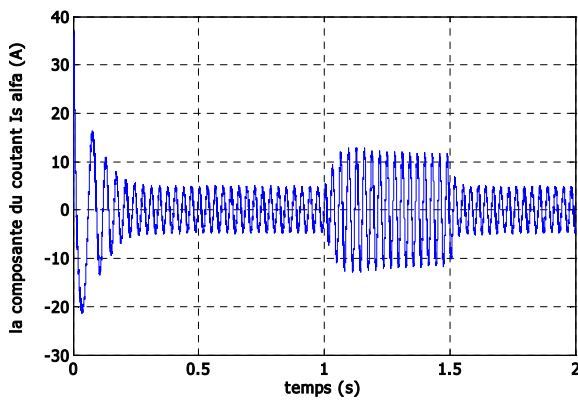
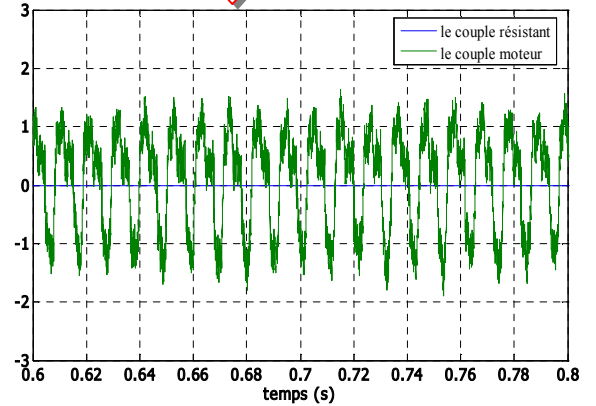
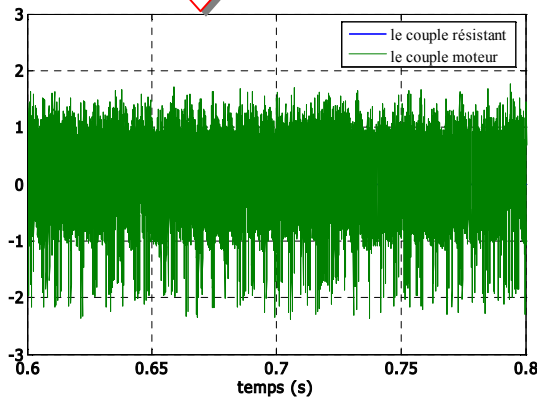
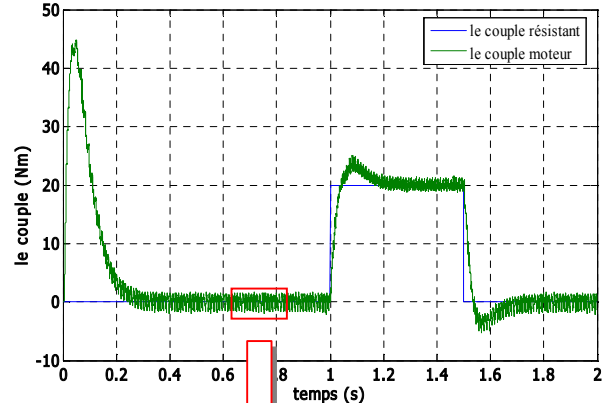
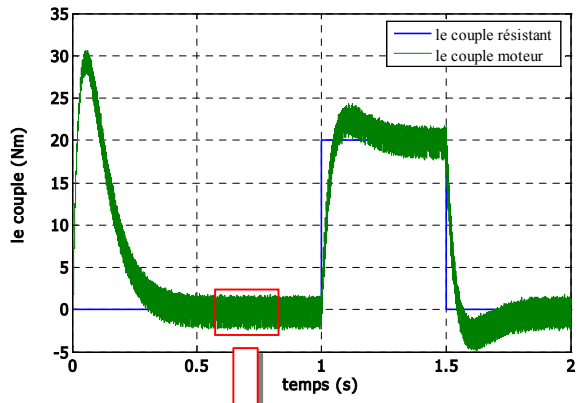
La figure suivante montre la comparaison entre les résultats de simulation de la commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge, et celle de la commande DTC-SVM basée sur des régulateurs PI :

-DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge -



-DTC-SVM basée sur des régulateurs PI -





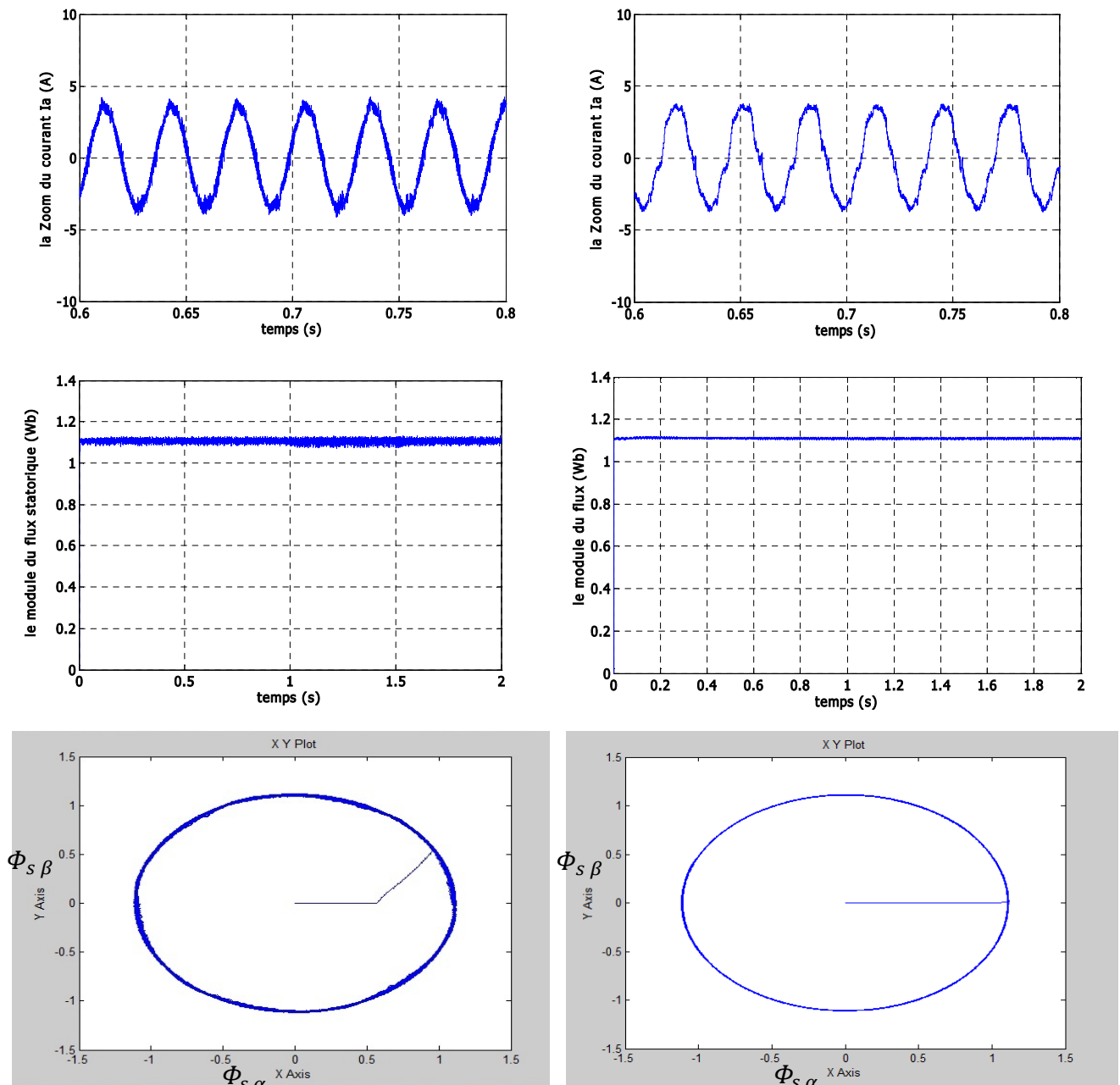


Fig. IV. 12 Comparaison entre les deux tests de simulation

Les résultats de simulation montrent, que la commande DTC-SVM basée sur des régulateurs PI, c'est la plus performante au niveau de la minimisation des pulsations du couple et de flux ainsi que sa fréquence de commutation de l'onduleur est la plus petite par rapport à la commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge.

IV-8 Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre, deux approches de minimisation des pulsations du couple et du flux. Ces approches ont été étudiées et simulées. La première montre la commande DTC-

SVM basée sur la régulation du couple et du flux chacun seul par un régulateur PI, la deuxième basée sur la régulation de l'angle de charge (c'est l'angle entre le flux statorique et le flux rotorique) par un régulateur PI.

Les résultats obtenus montrent que la première technique c'est la plus performante à savoir la minimisation des pulsations du couple et du flux de la MAS.

Pour avoir des résultats améliorer et plus performant au niveau des pulsations du couple et du flux ainsi que la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur, nous allons étudier une autre technique de commande où la table de vérité et les hystérésis ainsi que les régulateurs PI sont éliminées totalement, et ça c'est l'objective du chapitre suivant.

*Commande prédictive
directe du couple de la
machine à induction*

V-1 Introduction :

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes [Cam 03]. Le principe de cette technique est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé.

La commande prédictive se différencie des autres techniques de commande par le fait que doit être résolu en ligne, elle consiste à optimiser, à partir des entrées/sorties d'un système, le comportement futur prédit du système considéré. La prédiction est faite à partir d'un modèle interne du système sur un intervalle de temps fini appelé horizon de prédiction [Bou 00]. La solution du problème d'optimisation est un vecteur de commande dont la première entrée de la séquence optimale est injectée au système. Le problème est à nouveau résolu sur l'intervalle de temps suivant en utilisant les données du système actualisé [MIG 04].

Cette stratégie de commande a montré son efficacité, sa flexibilité et son succès dans des applications industrielles, même pour des systèmes à faible période d'échantillonnage. L'application de la commande prédictive dans le domaine des commandes numériques a donné des bons résultats en termes de rapidité et de précision.

Dans la première partie de ce chapitre on présente la philosophie et le principe de la commande prédictive, par la suite nous faisons une application de la commande prédictive à la machine asynchrone pour la régulation de la vitesse. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'application de la commande prédictive à la MAS, afin de minimiser les pulsations de couple et du flux ainsi que la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur qui alimente la machine. Pour cela on a utilisé les notions de la géométrie différentielle pour obtenir un modèle linéarisé et découplé de la machine asynchrone par la technique de la linéarisation entrée-sortie. Ce modèle est implanté à l'intérieur du contrôleur prédictif afin d'anticiper le futur comportement du procédé.

V-2 La commande prédictive :

V-2 -1 La philosophie de la commande prédictive :

La philosophie de la commande prédictive est donc, connaissant la sortie du processus à commandé, de déterminer la commande permettant de lui faire rallier la consigne selon une trajectoire prédéfinie (trajectoire de référence) sur la sortie du processus en accord avec la

figure (V-1). Il s'agit donc de déterminer la séquence future de commande à appliquer à l'entrée du processus afin de réaliser le ralliement. Seule la première commande est appliquée, les autres commandes seront oubliées car à la période d'échantillonnage suivante, les séquences sont décalées, une nouvelle sortie est mesurée et la séquence d'opération est alors recommencée à chaque période d'échantillonnage selon le principe de l'horizon fuyant.

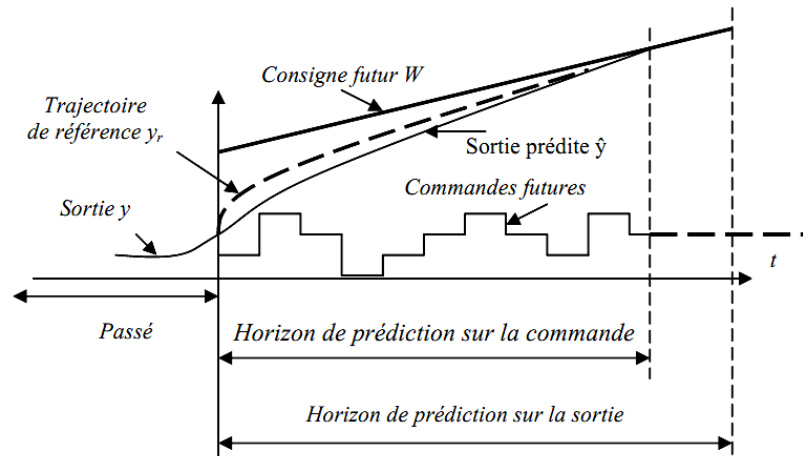


Fig. V-1 Evolution temporelle de la prédiction à horizon fini

En réalité, le modèle du processus dit modèle interne (implanté dans le calculateur numérique) ne permet de prédire que l'évolution de sa propre sortie, puisque le modèle adopté est imparfait à cause des erreurs d'identification des perturbations non prises en compte et des simplifications effectuées permettant une utilisation en temps réel. Il en résulte que la sortie du processus est différente de celle du modèle [Ram 01].

V-2-2 Le principe et la stratégie générale de la commande prédictive :

Le principe de base de la commande prédictive consiste de prendre en compte, à l'instant actuel, le comportement futur, par le biais d'utilisation explicite d'un modèle numérique du système dans le but de prédire la sortie dans le futur, sur un horizon fini. Un des intérêts des méthodes prédictives réside dans le fait que, pour une consigne précalculée sur un certain horizon, il est ainsi possible d'exploiter les informations de trajectoires prédéfinies situées dans le future, étant donné que le but est de faire correspondre la sortie du système avec cette consigne sur un horizon fini.

De manière générale, la loi de commande prédictive est obtenue à partir de la méthodologie suivante [Cam 03] [MIG04]:

1. Prédire les sorties futures du processus sur l'horizon de prédiction défini, en utilisant le modèle de prédiction. On dénote $y(t+k/t)$ les sorties prédites, $k = 0 \dots N$ (N l'horizon de prédiction). Ces sorties sont dépendantes des valeurs de sorties et d'entrées du processus à commander connues jusqu'au temps t .
2. Calculer la séquence de signaux de commande, dénote par $u(t+k/t)$, $k = 0 \dots N-1$ en minimisant un critère de performance afin de mener la sortie du processus vers une sortie de référence. On dénote par $w(t+k/t)$, $k = 0 \dots N$, d'habitude le critère de performance à minimiser est un compromis entre une fonction quadratique des erreurs entre $y(t+k/t)$ et $w(t+k/t)$ et un coût de l'effort de commande. Par ailleurs, la minimisation d'une telle fonction peut être soumise à des contraintes sur l'état et plus généralement à des contraintes sur la commande.
3. Le signal de commande $u(t)$ est envoyé au processus tandis que les autres signaux de commande sont oubliés. Au temps $t+1$, on acquiert la sortie réelle $y(t+1)$ et on recommence au premier.

V-2-3 Intérêts de la commande prédictive :

La plupart des régulations industrielles sont réalisées souvent avec des régulateurs PID analogiques, avec une efficacité remarquable et un rapport prix/performance avec lequel il est difficile de les rivaliser. Toutefois, ce type de régulateur ne couvre pas tous les besoins et ses performances souffrent dans un certain champ d'applications dont on cite [bar 08]:

- Les processus difficiles, notamment non linéaires, instables, non stationnaires, à grand retard purs et aussi multi variables.
- Lorsque les performances sont tendues par l'utilisateur, notamment : forte atténuation des perturbations, erreur de traînage nulle en poursuite, réponse en temps minimal, ce qui amène à fonctionner sous contraintes qui affectent soit les variables de commande, soit les variables internes du processus.

Ces limitations ont favorisé l'éclosion de la commande prédictive à base de modèle numérique puisque sur le plan technique, l'accessibilité est plus aisée aux calculateurs numériques susceptibles de réaliser des traitements algorithmiques, intégrant calcul et logique qu'aux régulateurs purement analogiques. En conséquence, le régulateur prédictif va être construit sur la base d'un modèle interne, qu'il va utiliser sur le site, en temps réel.

La richesse de la commande prédictive provient du fait qu'elle n'est pas seulement capable de contrôler des processus simples du premier et du second ordre, mais aussi des processus complexes, notamment les processus avec temps de retard assez long, processus instable en boucle ouverte sans que le concepteur prenne trop des précautions spéciales.

Pendant les dernières années, différentes structures du contrôleur prédictif ont été développées, on peut citer la commande prédictive généralisée (GPC), qui a connu un grand essor en tant que technique de commande avancée depuis le milieu des années 80, cet essor s'est réalisé principalement selon deux axes privilégiés:

- ❖ De D.W. Clarke 1985: Commande Prédictive Généralisée (G.P.C) (Generalized Predictive Control)
- ❖ De J. Richalet 1987: Commande Prédictive Fonctionnelle (P.F.C.) (Predictive Functional Control).

V-3 commande prédictive généralisée :

La commande prédictive généralisée (GPC : Generalized Predictive Control) de Clarke, est considérée comme étant la plus populaire des méthodes de prédiction, particulièrement pour les processus industriels. Elle combine la prédiction du comportement futur du procédé avec la commande de rétroaction.

V-3-1 Principe de fonctionnement de la commande prédictive généralisée:

La commande prédictive c'est la résolution répétée à chaque pas de temps d'un problème de commande optimale : "comment aller de l'état actuel à un objectif de manière optimale en satisfaisant des contraintes". Pour cela, il faut connaître à chaque itération l'état du système en utilisant un outil de résolution numérique [ben 09].

Le schéma fonctionnel de la commande prédictive généralisée est présenté sur la figure

(V-2):

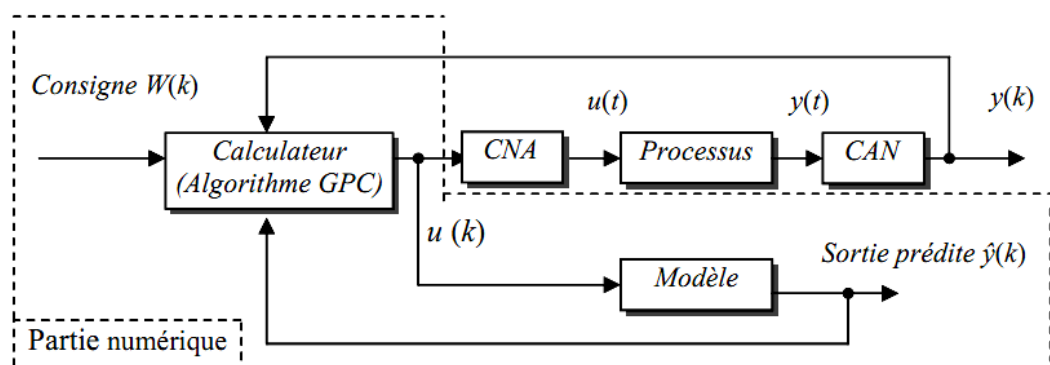


Fig. V-2. Schéma de principe du GPC

Si on veut faire coïncider dans le futur la sortie du processus avec une consigne ou avec une trajectoire de référence, il est nécessaire :

- Prédire les sorties futures du processus sur un horizon bien défini, grâce au modèle numérique du système,
- Calcul la séquence des commandes futures par minimisation d'un critère quadratique des erreurs entre les sorties prédites et les consignes,
- Application seulement la première commande sur le système, et répéter cette procédure à la prochaine période d'échantillonnage selon la stratégie de l'horizon fuyant.

La représentation temporelle de la commande prédictive généralisée est donnée par la Figure(V-1), où l'on observe les commandes $u(k)$ à appliquer au système pour obtenir le ralliement autour de la consigne $w(k)$.

Le modèle numérique est obtenu par une discrétisation (transformée en z) de la fonction de transfert continue du modèle ce qui permet de calculer la sortie prédite sur un horizon fini.

V-4 Formulation du modèle :

Tous les algorithmes de commande prédictive ne diffèrent entre eux que, par le modèle utilisé pour représenter le procédé, et par la fonction de coût à minimiser. Le modèle du processus peut prendre différentes représentations (par fonction de transfert, par variables d'état, réponse impulsionnelle ...). Pour notre formulation, le système est représenté sous la forme CARIMA dont l'expression est [Mal 00]:

$$y(t) + a_1 y(t-1) + \dots + a_{na} y(t-na) = b_0 u(t-d) + b_1 u(t-d-1) + \dots + b_{nb} u(t-d-nb) + e(t) \quad (V-1)$$

Avec

- y(t)**: sortie du processus
- u(t)**: commande appliquée à l'entrée
- d** : retard du système, (les machines électriques sont considérées comme étant des procédés rapides, on prend le plus souvent $d=1$).
- q^{-d}** : opérateur du retard ($q^{-d} y(t) = y(t-d)$).
- e(t)**: terme lié au perturbation.

Les polynômes $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ sont définis comme suit :

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{na} q^{-na} = 1 + \sum_{i=1}^{i=na} a_i q^{-i} \quad (V-2)$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{nb} q^{-nb} = \sum_{i=0}^{i=nb} b_i q^{-i}$$

Le modèle numérique de représentation pour le GPC est illustré par la figure (V-3) suivante:

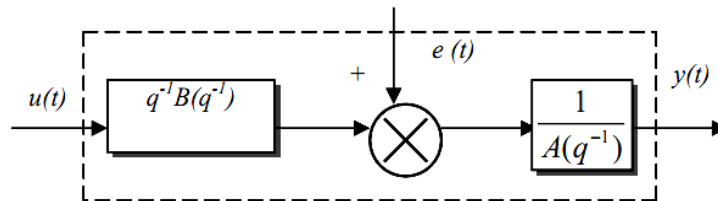


Fig. V-3 Modèle analogique de représentation pour le GPC

La forme du terme lié à la perturbation définit le système de modélisation (processus + perturbation) :

$$e(t) = C(q^{-1}) \frac{\xi(t)}{D(q^{-1})} \quad (V-3)$$

$\xi(t)$: est un bruit blanc centré (sa valeur moyenne est nulle).

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{nc} q^{-nc} \quad (V-4)$$

Dans le modèle CARIMA, on raisonne sur un modèle incrémental du système, de ce fait le polynôme $D(q^{-1})$ est pris comme étant l'opérateur de différence $\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$ (intégrateur).

Le but recherché avec l'introduction d'un intégrateur est l'annulation de toute erreur statique vis-à-vis d'une consigne ou d'une perturbation constante. On prendra par la suite $C(q^{-1}) = 1$. Finalement, le modèle CARIMA à partir duquel sera dérivée l'expression de la loi de commande GPC est donnée par la relation suivante [Mez 09]:

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-1}B(q^{-1})u(t) + \frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})} \quad (V-5)$$

V -5 Critère d'optimisation:

Une fois les prédictions faites, on doit trouver la future séquence de commande à appliquer sur le système pour atteindre la consigne désirée en suivant la trajectoire de référence. Pour cela, on vient minimiser une fonction de coût qui diffère selon les méthodes, mais généralement cette fonction contient les erreurs quadratiques entre la trajectoire de référence et les prédictions sur l'horizon de prédiction ainsi que la variation de la commande. Cette fonction de coût est la suivante [Raw 09]:

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} [w(t+j) - \hat{y}(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} \Delta u(t+j-1)^2 \quad (\text{V-6})$$

Avec:

w (t+j) : Consigne appliquée à l'instant (t+j).

$\hat{y}(t+j)$: Sortie prédite à l'instant (t+j).

$\Delta u(t+j-1)$: Incrément de commande à l'instant (t+j-1).

N₁ : Horizon de prédiction minimale sur la sortie.

N₂ : Horizon de prédiction maximale sur la sortie avec $N_2 \geq N_1$.

N_u : Horizon de prédiction sur la commande

λ : Coefficient de pondération sur la commande.

L'hypothèse suivante est faite sur la commande: $\Delta u(k+j)=0$ pour $j \geq N_u$. La minimisation analytique de cette fonction fournit la séquence de commandes futures dont seule la première sera effectivement appliquée sur le système. La procédure étant itérée de nouveau à la période d'échantillonnage suivante selon le principe de l'horizon glissant.

L'expression du critère appelle plusieurs remarques:

- Si l'on dispose effectivement des valeurs de la consigne dans le futur, on utilise toutes ces informations entre les horizons **N₁** et **N₂** de façon à faire converger la sortie prédite vers cette consigne.
- On trouve l'aspect incrémental du système en considérant Δu dans le critère.
- Le coefficient λ permet de donner plus ou moins le poids à la commande par rapport à la sortie, de façon à assurer la convergence lorsque le système de départ présente un risque d'instabilité.

V-5-2 Choix des paramètres de réglage:

La définition du critère quadratique (V-6) a montré que l'utilisateur doit fixer quatre paramètres de réglage. Ce choix des paramètres s'avère cependant délicat pour une personne qui n'est pas spécialiste, car il n'existe pas des relations empiriques permettant de relier ces paramètres à des indicateurs classiques en automatique.

N₁ : horizon minimum de prédiction, correspond au retard pur du système, si le retard est connu sinon on convient d'initialiser à 1.

N_2 : horizon maximum, est choisi de sorte que le produit $N_2 T_e$ soit limité par la valeur du temps de réponse souhaité. En effet augmenter la prédiction au delà du temps de réponse n'apporte aucune information supplémentaire. Par ailleurs, plus N_2 est grand, plus le système corrigé est stable et lent.

N_u : horizon de commande, on convient de le choisir égal à 1 et n'excédant pas la valeur deux.

λ : facteur de pondération de la commande, c'est le paramètre le plus compliqué à régler puisque il influence sur la stabilité du système bouclé. En effet, si λ est très élevé, il permet de pondérer l' influence des commandes dans l' optimisation et ainsi permet de générer un correcteur plus ou moins énergique donc plus ou moins rapide.

Choix de la période d'échantillonnage T_e :

Lorsqu'on échantillonne un signal continu, on ne peut perdre aucune information si la fréquence d'échantillonnage est supérieure au double de la plus haute fréquence dans le signal. Compte tenu de cette remarque connue sous le théorème de Shannon. Alors on fait le choix de la période d'échantillonnage $T_e \leq 10 \text{ ms}$ ($f_e \geq 100 \text{ Hz}$).

V-6 Association de la commande DTC-SVM à un régulateur prédictif de vitesse:

Dans cette partie nous allons réguler la vitesse de la machine asynchrone à partir d'une structure de commande prédictive associée à la commande DTC-SVM (voir figure V-4). Cette figure comporte deux boucles l'une interne avec deux régulateurs PI sert de contrôler le couple et le flux et l'autre externe permettant de réguler la vitesse en se basant sur les lois de la commande prédictive.

La fonction de transfert couple-vitesse issue de l'équation mécanique peut être représentée dans le plan continu par le transfert suivant :

$$\frac{\Omega(s)}{C_e^*(s)} = \frac{1}{js+f} \quad (\text{V-7a})$$

La discrétisation de la fonction de transfert (V-7a) donne :

$$\frac{\Omega(z^{-1})}{C_e^*(z^{-1})} = z^{-1} \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (\text{V-7b})$$

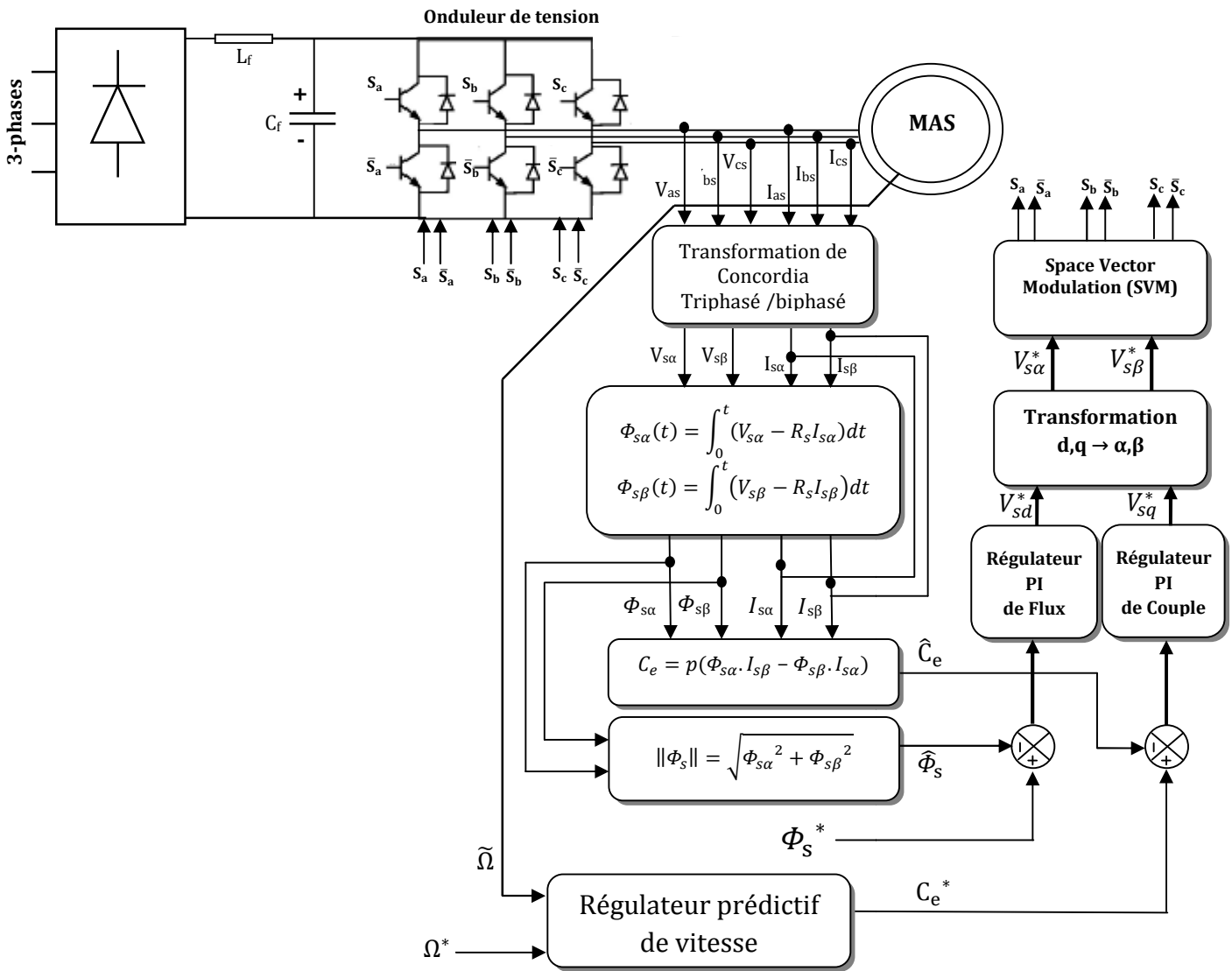


Fig. V-4 Commande DTC-SVM associée à un régulateur prédictif de vitesse

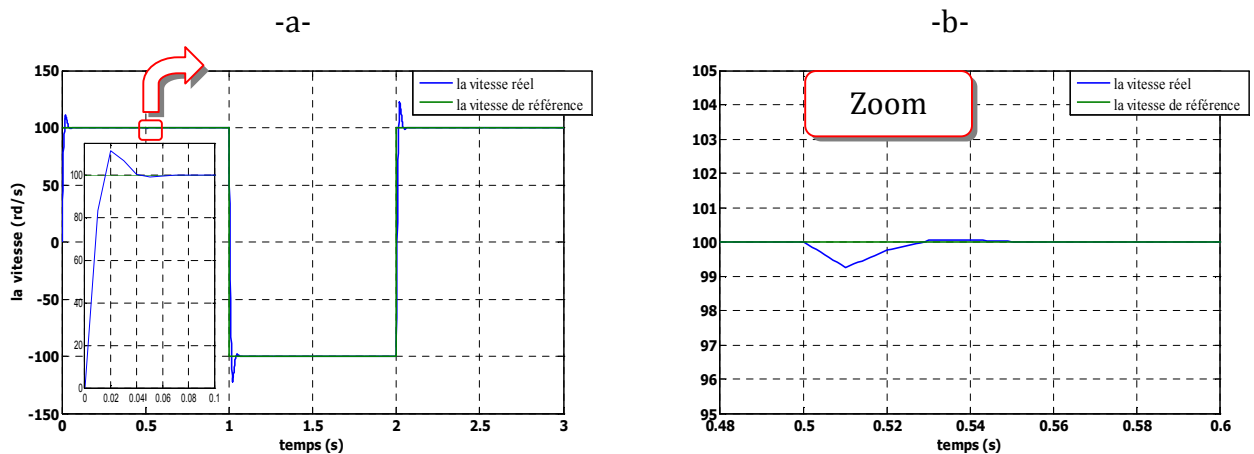
Devant l'absence des règles analytiques générales menant au bon choix des paramètres de synthèse d'une commande prédictive en fonction du type de procédé et des performances exigées, la mise en œuvre pratique nécessite toujours plusieurs essais de simulation pour arriver, finalement à un choix optimal. Afin de tester l'efficacité de la stratégie de commande on va faire une optimisation pour le choix des paramètres du régulateur en changeant les paramètres chacun seul et voir leur effet sur les performances de commande, pour aboutir à un meilleur choix vis-à-vis de (la rapidité, le temps de réponse, le dépassement, la stabilité etc....).

Pour illustrer les performances de la commande prédictive appliquée au réglage de la vitesse, on a simulé la MAS avec une vitesse de référence de 100 rd/s à vide puis en

appliquant une charge de 20 Nm de $t= 0.5$ s à $t=1$ s, ensuite le moteur est soumis à un changement de consigne de la vitesse de 100rd/s à -100rd/s.

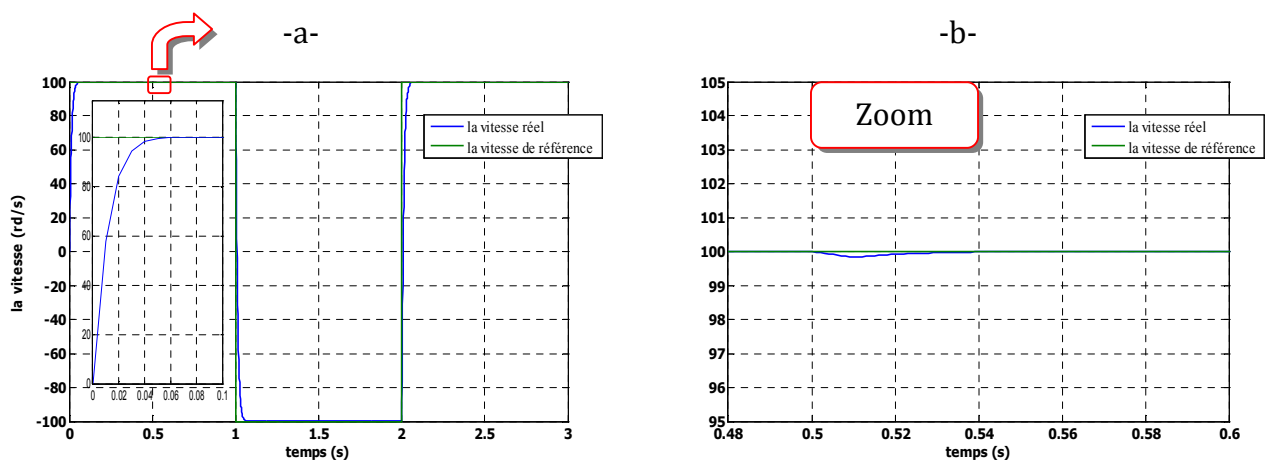
Influence de l'horizon de prédiction N_2 :

On fait varier N_2 et voir son effet sur les performances. Les figures suivantes montrent l'évolution de la sortie (vitesse de la machine asynchrone) pour différentes valeurs de N_2 .



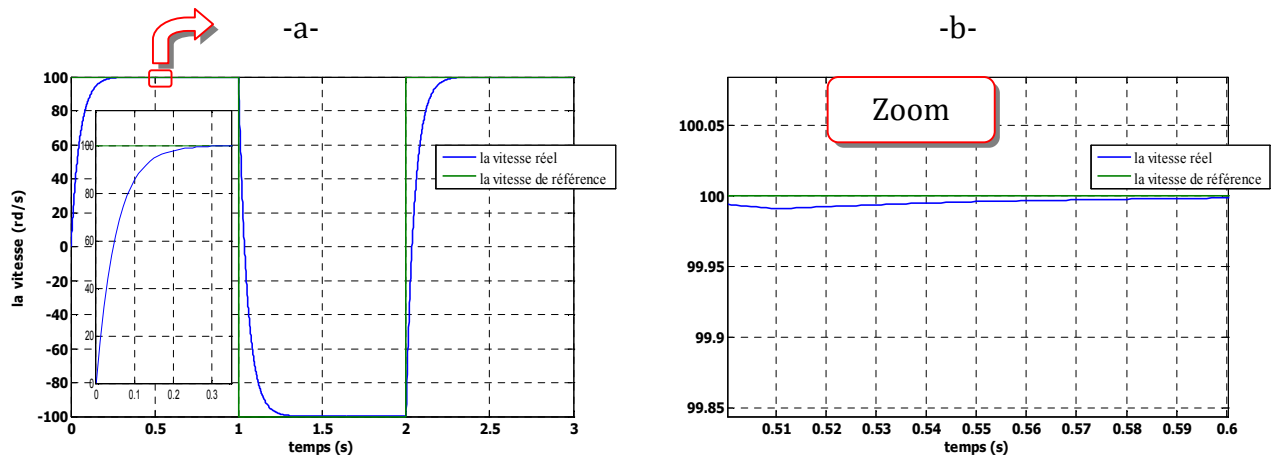
- a. Réponse à une cosigne créneau de vitesse (100 à -100 rd/s) pour $N_1=1, N_2=1, N_u=1, \lambda=0.8$
- b. La zoom où on a appliqué le couple de charge à $t=0.5$ s

Fig V-5 Evolution de la vitesse pour $N_1=1, N_2=1, N_u=1, \lambda=0.8$



- a. Réponse à une cosigne créneau de vitesse (100 à -100 rd/s) pour $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=0.8$
- b. La zoom où on a appliqué le couple de charge à $t=0.5$ s

Fig V-6 Evolution de la vitesse pour $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=0.8$



- a. Réponse à une cosigne créneau de vitesse (100 à -100 rd/s) pour $N_1=1, N_2=8, N_u=1, \lambda=0.8$
- b. La zoom où on a appliqué le couple de charge à $t=0.5$ s

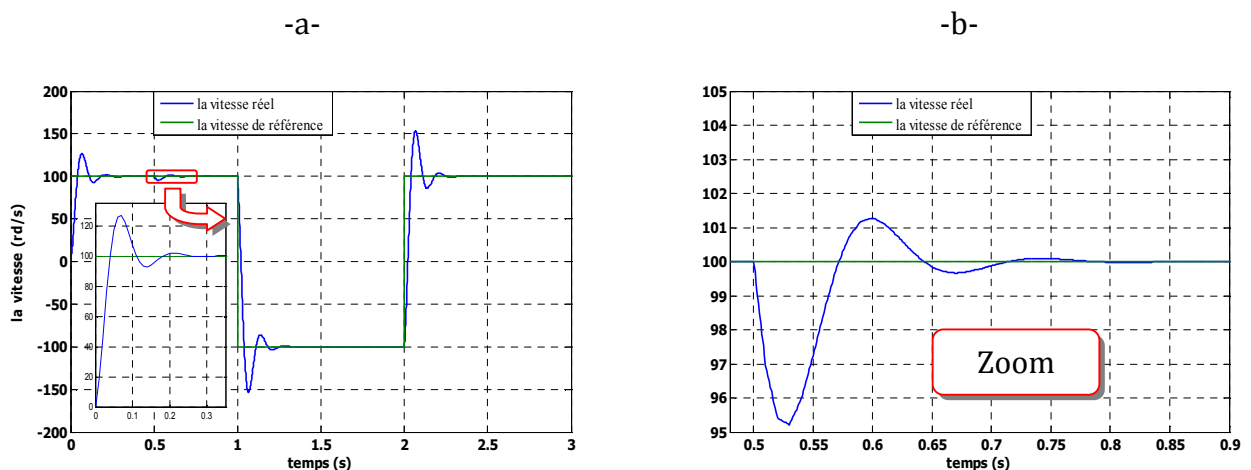
Fig V-7 Evolution de la vitesse pour $N_1=1, N_2=8, N_u=1, \lambda=0.8$

Interprétation des résultats :

Il est remarquable qu’une forte augmentation de N_2 se traduit par une lentement dans la réponse du système alors qu’une trop forte diminution se traduit par un très grand dépassement de la consigne (emballement). Le temps de montée augmente avec une variation de N_2 positif et diminue avec une variation de N_2 négatif.

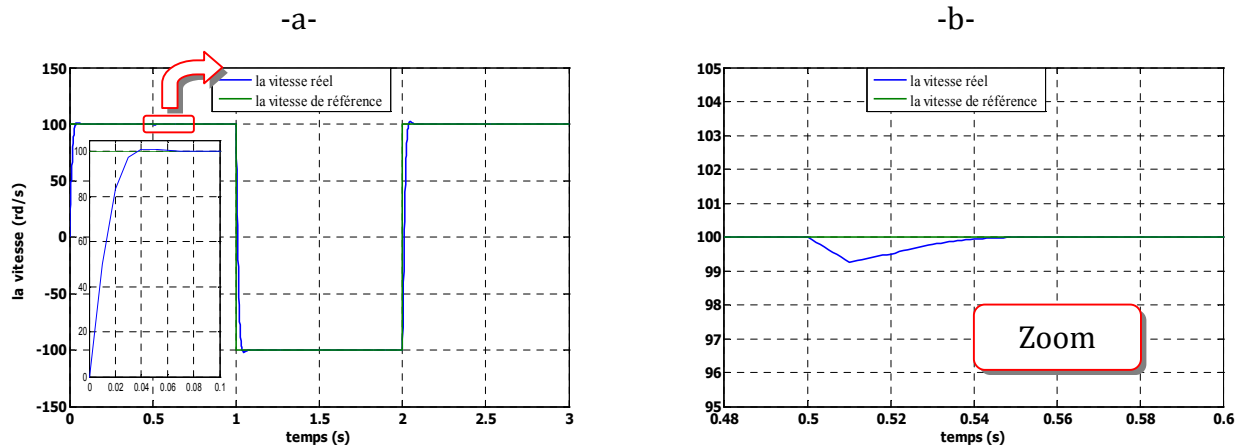
Influence du coefficient de pondération λ :

On fait varier λ pour voir son effet sur les performances. Les figures suivantes montrent l’évolution de la sortie (vitesse de la machine asynchrone) pour différentes valeurs de λ :



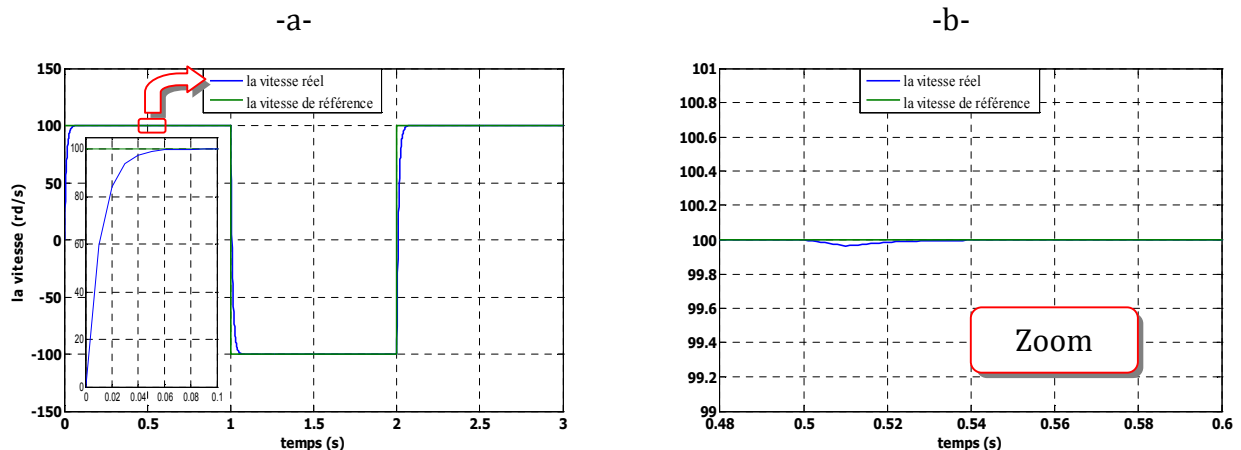
- a. Réponse à une cosigne créneau de vitesse (100 à -100 rd/s) pour $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=0.55$
- b. La zoom où on a appliqué le couple de charge à $t=0.5$ s

Fig V-8 Evolution de la vitesse pour $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=0.55$



- Réponse à une consigne créneau de vitesse (100 à -100 rd/s) pour $N_1=1$, $N_2=2$, $N_u=1$, $\lambda=0.7$
- La zoom où on a appliqué le couple de charge à $t=0.5$ s

Fig V-9 Evolution de la vitesse pour $N_1=1$, $N_2=2$, $N_u=1$, $\lambda=0.7$



- Réponse à une consigne créneau de vitesse (100 à -100 rd/s) pour $N_1=1$, $N_2=2$, $N_u=1$, $\lambda=0.9$
- La zoom où on a appliqué le couple de charge à $t=0.5$ s

Fig V-10 Evolution de la vitesse pour $N_1=1$, $N_2=2$, $N_u=1$, $\lambda=0.9$

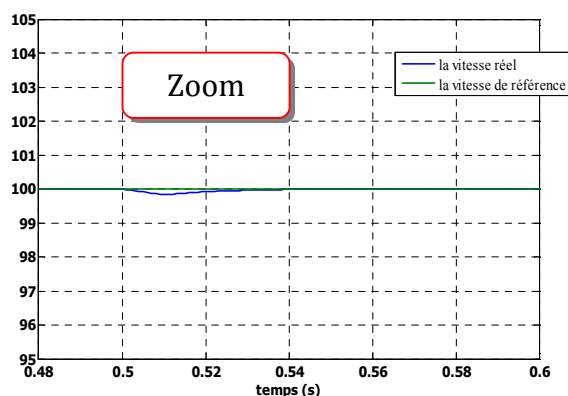
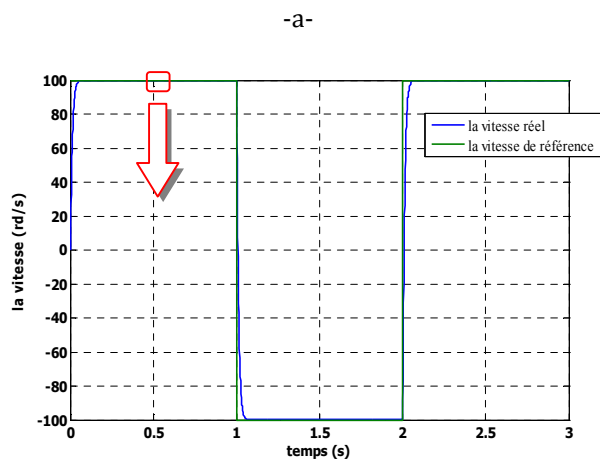
A partir de la réponse du système pour différentes valeurs de λ , on remarque qu'une augmentation de λ se traduit par diminution du temps de réponse du système, et une diminution se traduit par un dépassement de la consigne.

V-7 La régulation de la vitesse : Comparaison entre le PI et le régulateur prédictif:

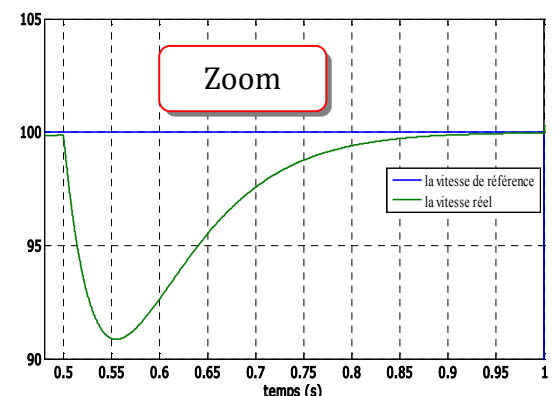
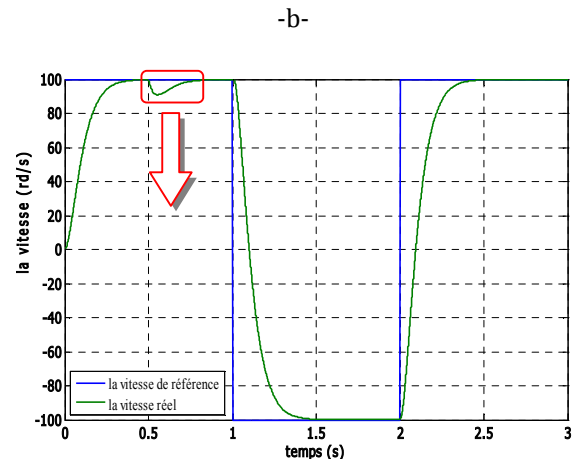
Les résultats de simulation, ci-dessous (Fig. V-11), montre l'efficacité de la commande prédictive par rapport aux résultats obtenus dans la figure (IV-3) de la commande DTC-SVM associée à un régulateur PI de vitesse à cause:

- l'application de PI exige du système qu'il soit stable en boucle ouverte, du moment qu'il compense le pôle dominant, donc il ne peut pas stabiliser des systèmes possédant des pôles à partie réelle supérieure à 1; Contrairement à la commande prédictive qui n'exige pas des restrictions, donc elle peut être appliquée à n'importe quel système.
- Le PI est beaucoup plus facile à implanter que la commande prédictive mais bien- sur le temps de calcul est moins important par rapport à la commande prédictive.
- On peut noter que l'inconvénient majeur de la commande prédictive est que les performances sont grandement influencées par le choix des paramètres de synthèse N_1 , N_2 , N_u et λ [Lak 15]. Par conséquent, un choix judicieux de ces paramètres est nécessaire, avant l'implantation de l'algorithme par simulation, afin de répondre aux performances désirées.

- régulation de la vitesse par le régulateur prédictif-



- régulation de la vitesse par le régulateur PI-



- a. Réponse à une cosigne créneau de vitesse (100 à -100 rd/s) pour $N_1=1$, $N_2=2$, $N_u=1$, $\lambda=0.8$.
- b. Réponse à une cosigne créneau de vitesse (100 à -100 rd/s) pour K_p et K_i sont identifiés dans l'annex B.

**Fig. V-11 Comparaison entre PI et le régulateur prédictif
dans la régulation de vitesse.**

V-8 Commande par linéarisation entrée –sortie :

Nous abordons quelques rappels sur la linéarisation entrée –sortie pour des systèmes non linéaires. L'intérêt de telle approche est de linéariser le modèle non linéaire et d'obtenir un comportement homogène quel que soit le point de fonctionnement.

Nous nous attachons ici à introduire les éléments théoriques de cette technique de la linéarisation entrée –sortie. L'application à la machine asynchrone sera décrite à la section (V-9).

V-8-1 linéarisation entrée-sortie :

Considérons le système non linéaire dont la représentation d'état est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) u_i \\ y_i = h_i(x) \end{cases} \quad (\text{V-8})$$

p est le nombre de sortie.

$x=[x_1 \ x_2 \ \dots \ x_p]^t$ est le vecteur des états, $u=[u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]$ est le vecteur de commande et $y=[y_1 \ y_2 \ \dots \ y_p]$ représente le vecteur des sorties ; $f(x)$ et $g(x)$ sont les champs de vecteurs, $h(x)$ la fonction de sortie.

Le but de la méthode de linéarisation est de trouver un bouclage statique de la forme :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \quad (\text{V-9})$$

Tel que le comportement entrée-sortie du système (V-8) après bouclage soit linéaire et découplé sur tout le domaine de fonctionnement. $\alpha(x)$ et $\beta(x)$ sont les matrices de découplage dans l'équation (V-9) ; voir figure V-12.

Afin d'introduire les conditions de linéarisation nous devons d'abord définir les opérateurs de base de la géométrie différentielle, le gradient, la dérivée de Lie, et le crochet de Lie [Isi 89] [Slo 91].

Le gradient : Etant donné une fonction scalaire $h(x)$ de l'état x . Le gradient de h est donné par

$$\Delta h = \frac{\partial h}{\partial x}; \Delta h : \text{Représente un vecteur colonne d'élément} : \Delta h_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}. \quad (\text{V-10})$$

Le Jacobien : Le jacobien d'un champ de vecteur $f(x)$ est donné par :

$$\nabla f = \frac{\partial f}{\partial x} \quad (\text{V-11})$$

∇f Représente une matrice d'éléments : $\nabla f_{ij} = \partial f_i / \partial x_j$

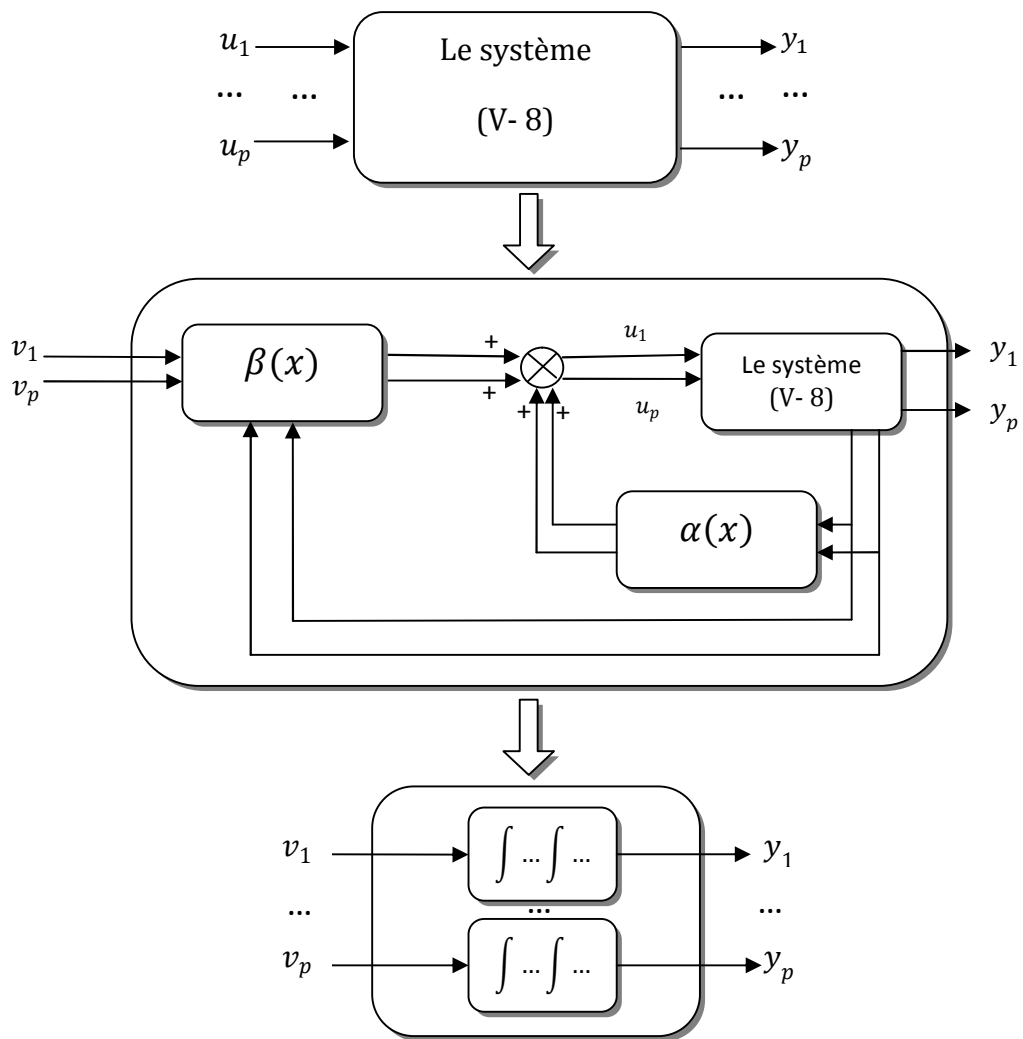


Fig. V-12 Représentation schématique de la linéarisation entrée-sortie.

La Dérivée de Lie :

On considère une fonction scalaire $h: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ et deux champs de vecteurs : $f, g: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$. La dérivée de Lie de h suivant le champ de vecteur f est une fonction scalaire définie par:

$$L_f h = \nabla h f = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x) \tag{V-12}$$

La dérivée de la fonction $L_f h$ suivant le champ de vecteur g est donnée par :

$$L_g L_f h = \nabla(L_f h) g = \sum \frac{\partial(L_f h(x))}{\partial x_i} g_i(x) \tag{V-13}$$

Le Crochet de Lie :

Soit f et g deux champs de vecteurs dans \mathfrak{R}^n . Le crochet de Lie de f et g est un troisième champ de vecteur défini par :

$$ad_f g = [f, g] = \frac{\partial g}{\partial x} f - \frac{\partial f}{\partial x} g \quad (V-14)$$

Où $\frac{\partial g}{\partial x}$, $\frac{\partial f}{\partial x}$ sont des matrices jacobéennes.

Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_i + \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j u_i \quad (V-15)$$

Le degré relatif total (r) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus, et doit être inférieur ou égale à l'ordre du système : $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$

Qui peut être exprimé sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} y_m^{(r_1)} \\ \dots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(X) \\ \dots \\ L_f^{r_m} h_m(X) \end{bmatrix} + E(X) \begin{bmatrix} u_1 \\ \dots \\ u_i \end{bmatrix} \quad (V-16)$$

Où la matrice carré $E(X)$ est définie par

$$E(X) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 & \dots & \dots & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m & \dots & \dots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m \end{bmatrix} \quad (V-17)$$

En considérant la relation (V-16) nous obtenons la linéarisation entrée-sortie du système (V-8) par l'application du théorème suivant :

Théorème [Mal 00] : le système (V-8) ayant un vecteur degré relatif $(r_1 \dots r_p)^t$, alors le retour d'état de la forme $u = \alpha(x) + \beta(x)v$, est défini par :

$$u = -E^{-1} \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(X) \\ \dots \\ L_f^{r_m} h_m(X) \end{bmatrix} + E^{-1} \begin{bmatrix} v_1 \\ \dots \\ v_m \end{bmatrix} \quad (V-18)$$

Pour découplé et linéarisé le système (V-8) si et seulement si, la matrice $E(X)$ n'est pas singulière.

V-9 Application de la technique de la linéarisation entrée-sortie à la machine asynchrone en vue de la commande prédictive directe du couple:

Nous rappelons le système des équations de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β) qui est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) I_{s\alpha} - \omega_r I_{s\beta} + \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} \phi_{s\alpha} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) I_{s\beta} + \omega_r I_{s\alpha} + \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} \phi_{s\beta} - \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} = V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha} \\ \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} = V_{s\beta} - R_s I_{s\beta} \end{array} \right. \quad (V-19)$$

Le couple généré peut être exprimée en termes de courants statoriques et flux statoriques comme suit :

$$C_e = p(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (V-20)$$

Pour une commande en tension de la MAS, le modèle complet correspondant dans le repère lié au stator, en considérant le C_r comme une perturbation. Le système d'équations est reçu sous la forme suggérée pour l'application de la linéarisation au sens des entrées sorties comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x} = f(x) + g_1(x)V_{s\alpha} + g_2(x)V_{s\beta} \\ y = h(x) \end{array} \right. \quad (V-21)$$

Avec :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \\ f_4(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) I_{s\alpha} - \omega_r I_{s\beta} + \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} \phi_{s\alpha} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\beta} \\ -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) I_{s\beta} + \omega_r I_{s\alpha} + \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} \phi_{s\beta} - \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} \\ -R_s I_{s\alpha} \\ -R_s I_{s\beta} \end{bmatrix};$$

Où le vecteur des états x et des commandes u sont :

$$x = [I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}]^t, \quad u = [V_{s\alpha}, V_{s\beta}]^t$$

$$\text{Et } g_1(x) = \left[\frac{1}{\sigma L_s}, 0, 1, 0\right]^t, \quad g_2(x) = \left[0, \frac{1}{\sigma L_s}, 0, 1\right]^t$$

V-9-1 La commande flux-couple :

Notre souci est de minimiser les pulsations au niveau du couple et du flux de la machine asynchrone. Pour cela, on a choisi le couple et le carré du module du flux statorique comme variables à contrôler ; donc le vecteur de sortie est donné par l'équation suivant :

$$y = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_e \\ |\phi_s|^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(\phi_{s\alpha}I_{s\beta} - \phi_{s\beta}I_{s\alpha}) \\ \phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2 \end{bmatrix} \quad (V-22)$$

V-9-2 Linéarisation entrée-sortie :

La méthode de la linéarisation par entrée-sortie est développée à partir des théories de la géométrie différentielle. Elle consiste à utiliser les dérivées de Lie pour exprimer le modèle de la machine en relation entrée-sortie. Pour obtenir la loi de commande non-linéaire, dérivons autant de fois qu'il faut afin de faire apparaître l'entrée u . Les dérivées des deux sorties sont données par :

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) + L_{g1} h_1(x) V_{s\alpha} + L_{g2} h_1(x) V_{s\beta} = \frac{\partial h_1}{\partial x} f(x) + \frac{\partial h_1}{\partial x} g_1(x) V_{s\alpha} + \frac{\partial h_1}{\partial x} g_2(x) V_{s\beta}$$

Avec :

$$L_f h_1 = -p\phi_{s\beta} \left[-\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) I_{s\alpha} - \omega_r I_{s\beta} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\beta} \right] + p\phi_{s\alpha} \left[-\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) I_{s\beta} + \omega_r I_{s\alpha} - \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} \right]$$

$$L_{g1} h_1 = p(I_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\beta})$$

$$L_{g2} h_1 = p\left(\frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} - I_{s\alpha}\right)$$

$$\dot{y}_2 = L_f h_2(x) + L_{g1} h_2(x) V_{s\alpha} + L_{g2} h_2(x) V_{s\beta} = \frac{\partial h_2(x)}{\partial x} f(x) + \frac{\partial h_2}{\partial x} g_1(x) V_{s\alpha} + \frac{\partial h_2}{\partial x} g_2(x) V_{s\beta}$$

Avec :

$$L_f h_2 = -2(R_s \phi_{s\alpha} I_{s\alpha} - \phi_{s\beta} I_{s\beta})$$

$$L_{g1} h_2 = 2\phi_{s\alpha}$$

$$L_{g2} h_2 = 2\phi_{s\beta}$$

V-9-3 Linéarisation du système :

La matrice définissant la relation entre les entrées du système et ses sorties dérivées est donnée par l'expression :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = A(x) + D(x) \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (V-23)$$

Avec :

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f h_1 \\ L_f h_2 \end{bmatrix}; \quad D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g1} h_2 & L_{g2} h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(I_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\beta}) & p(\frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} - I_{s\alpha}) \\ 2\phi_{s\alpha} & 2\phi_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$D(x)$: Est la matrice de découplage

$$\det [D(x)] = p \left(I_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\beta} \right) \cdot 2\phi_{s\beta} - p \left(\frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} - I_{s\alpha} \right) \cdot 2\phi_{s\alpha}$$

Après simplification:

$$\det [D(x)] = 2p \left[\frac{-1}{\sigma L_s} (\phi_{s\beta}^2 + \phi_{s\alpha}^2) + I_{s\beta} \phi_{s\beta} + I_{s\alpha} \phi_{s\alpha} \right] \quad (V-24)$$

Avec les courants $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ sont exprimés par les flux statoriques et rotoriques :

$$\begin{aligned} I_{s\alpha} &= \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{s\alpha} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{r\alpha} \\ I_{s\beta} &= \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{s\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{r\beta} \end{aligned} \quad (V-25)$$

La substitution de (V-25) dans (V-24) nous donne:

$$\det [D(x)] = -4p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} [\phi_{s\beta} \phi_{r\beta} + \phi_{s\alpha} \phi_{r\alpha}] \quad (V-26)$$

Il est clair que la matrice $D(x)$, est toujours réversible, puisque le produit du flux du stator et du rotor ne peut pas être égale à zéro, donc $D(x)$ est matrice régulière :

$$D^{-1}(x) = \frac{1}{-4p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} [\phi_{s\beta} \phi_{r\beta} + \phi_{s\alpha} \phi_{r\alpha}]} \begin{bmatrix} 2\phi_{s\beta} & -p(\frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} - I_{s\alpha}) \\ -2\phi_{s\alpha} & p(I_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\beta}) \end{bmatrix} \quad (V-27)$$

La linéarisation entrée-sortie suivante est introduite pour le système illustrée par (V-21) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \left(-A(x) + \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \right) \quad (V-28)$$

Où $V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$: représente le nouveau vecteur d'entrée

L'application de la loi linéarisante (V-28) sur le système (V-23) conduit à deux sous système mono-variable linéaires et découplés :

$$\begin{cases} V_1 = \dot{h}_1(x) \\ V_2 = \dot{h}_2(x) \end{cases} \quad (\text{V-29})$$

Pour assurer une régulation parfaite et de suivre les signaux désirés du flux et du couple en vue de leur référence, les entrées internes V_1 et V_2 sont choisis comme suit :

$$\begin{cases} V_1 = \dot{C}_{e\text{ref}} + k_1(C_{e\text{ref}} - C_e) \\ V_2 = |\dot{\phi}_s|_{\text{ref}}^2 + k_2(|\phi_s|_{\text{ref}}^2 - |\phi_s|^2) \end{cases} \quad (\text{V-30})$$

Dans ces conditions on cherche à asservir le couple C_e au couple de référence $C_{e\text{ref}}$, et le flux ϕ_s au flux de référence $\phi_{s\text{ref}}$ avec une dynamique imposé.

Définissons les variables erreurs:

$$\begin{cases} s_1 = C_{e\text{ref}} - C_e \\ s_2 = |\phi_s|_{\text{ref}}^2 - |\phi_s|^2 \end{cases} \quad (\text{V-31})$$

Les coefficients (k_1, k_2) choisis tel que s_1+k_1, s_2+k_2 soient des polynômes d'hurwitz (racines du polynôme à parties réelles négatives). La détermination des paramètres k_1 et k_2 peut se faire de différent manières. Nous citons en particulier la méthode par placement de poles [Sco 04].

V-9-4 Application de la technique de la linéarisation entrée-sortie dans la commande prédictive directe de couple:

Nous allons exploiter le modèle linéarisé et découplé de la machine asynchrone, pour qu'il soit implanté à l'intérieur de la commande prédictive, cette approche nommée « *commande prédictive directe du couple basé sur la linéarisation entrée-sortie* » [Lak 16]. Cette approche est testée par simulation (figure V-13). Les résultats sont comparés avec ceux de la DTC-SVM basée sur le PI.

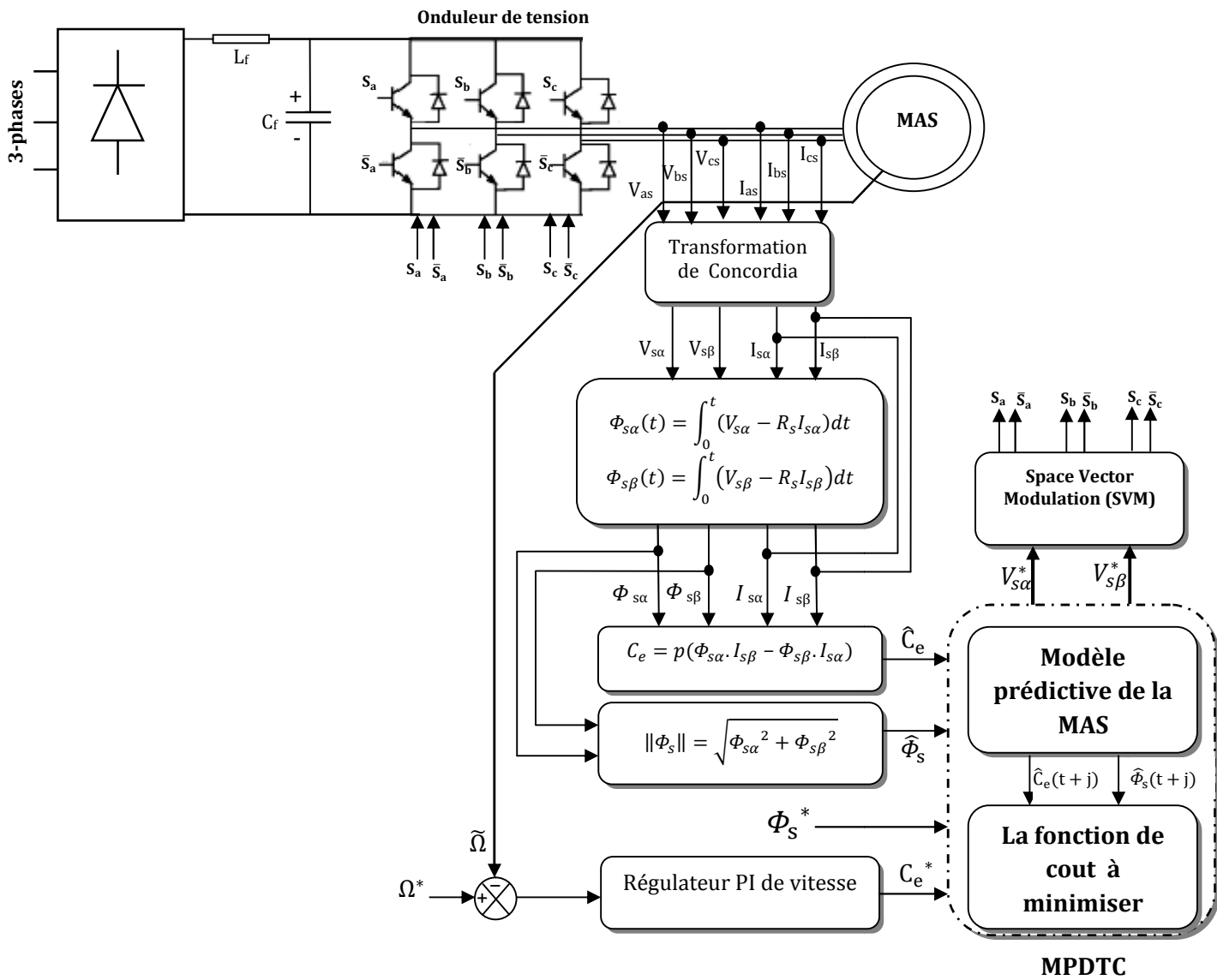


Figure V-13 Commande prédictive directe du couple de la MAS

V-9-4-1 Influence du coefficient de pondération λ :

On fait varier λ pour voir son effet sur les performances des grandeurs de sortie. Les figures suivantes montrent l'évolution du couple moteur, et le module de flux statorique pour différentes valeurs de λ [Lak 14]:

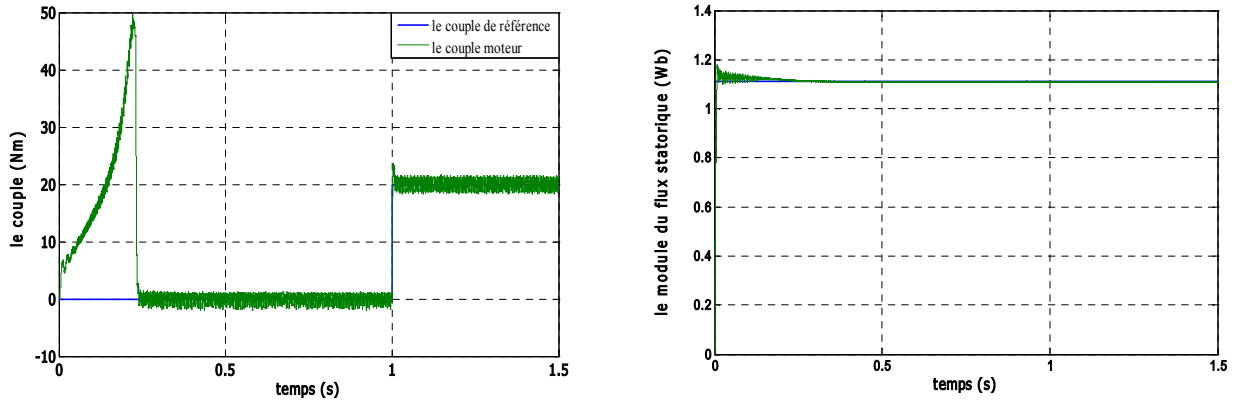


Fig V-14 Evolution du couple et du module du flux satatorique pour:
 $N_1=1, N_2=20, N_u=1, \lambda=0.8, T_e=0.00001s$

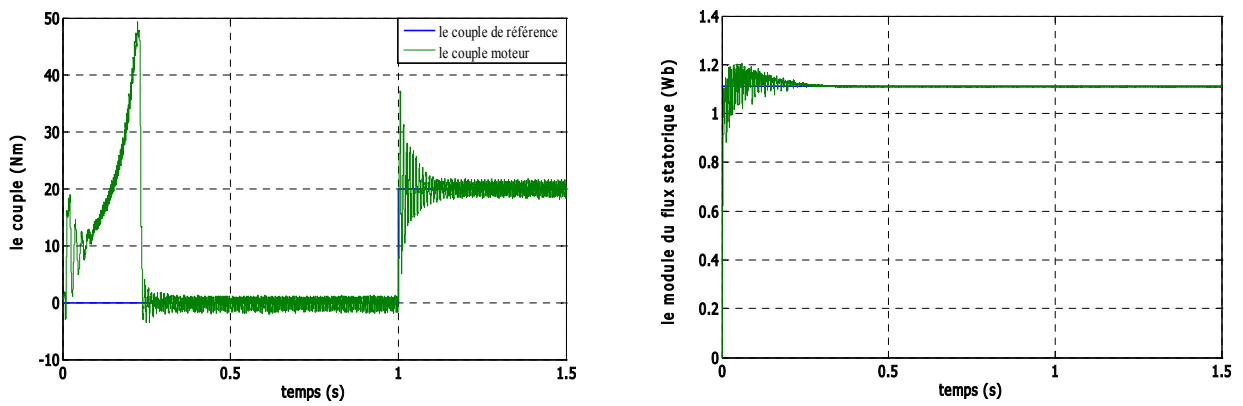


Fig V-15 Evolution du couple et du module du flux satatorique pour:
 $N_1=1, N_2=20, N_u=1, \lambda=0.6, T_e=0.00001s$

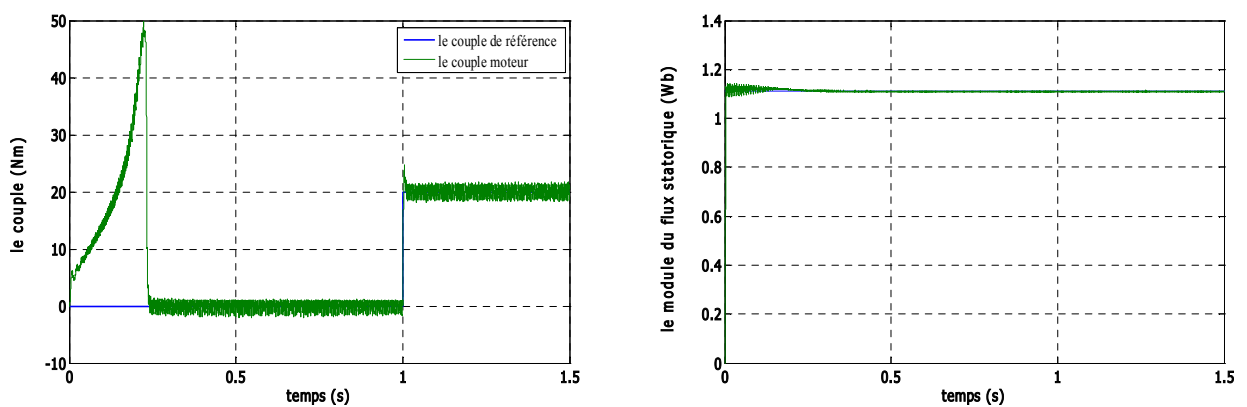
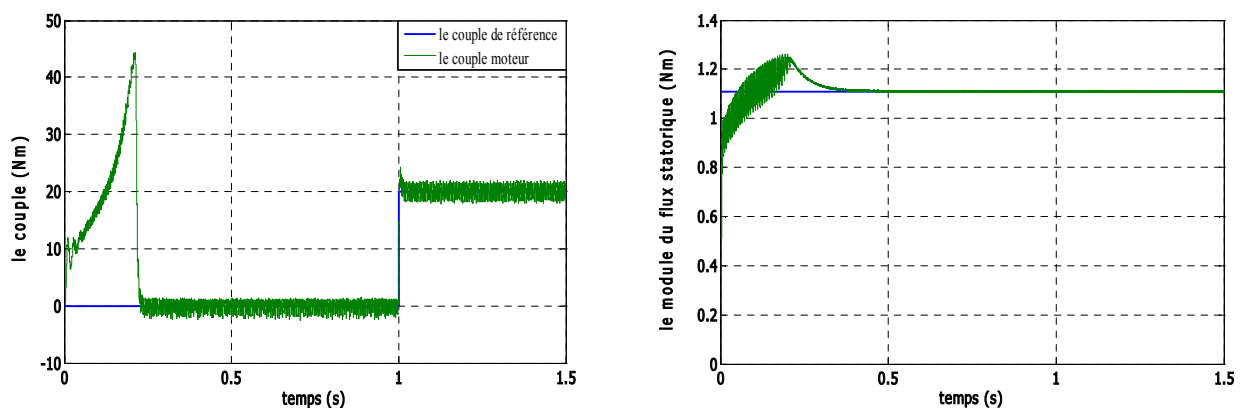
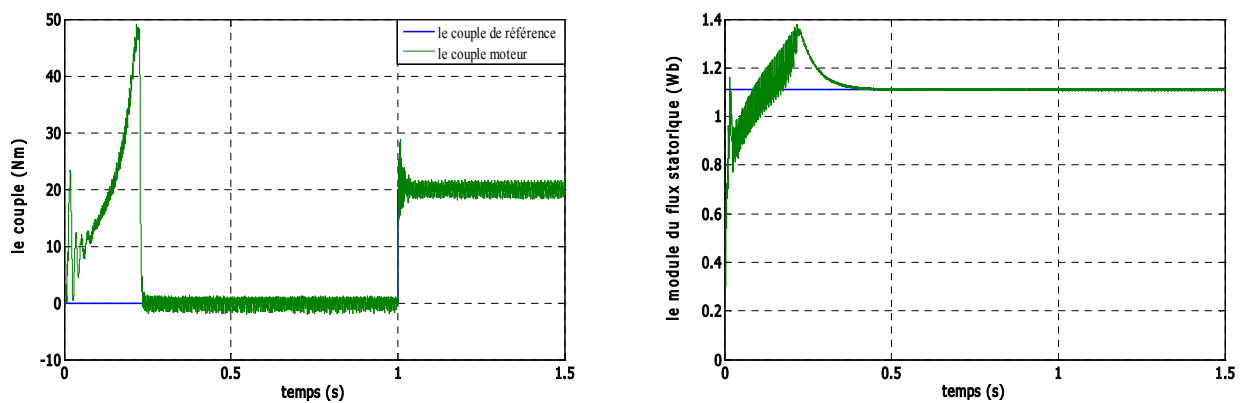
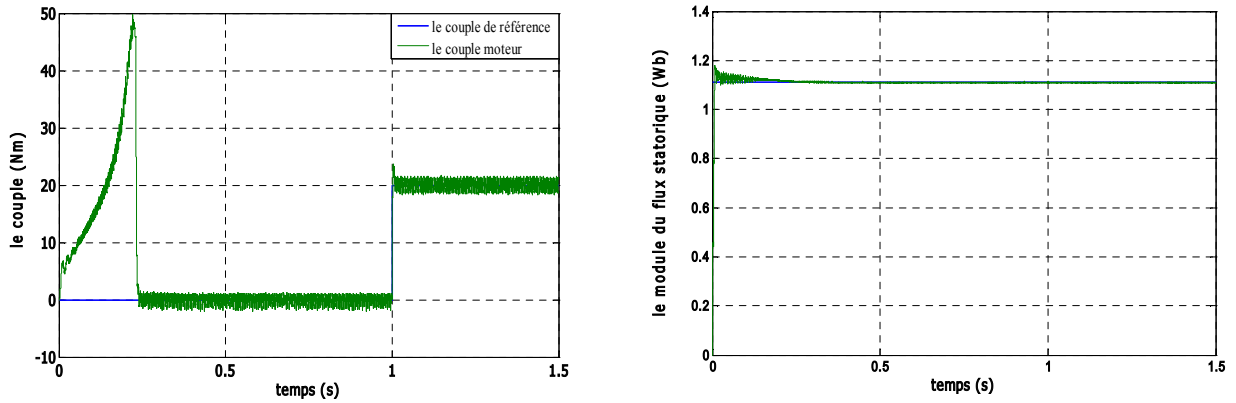


Fig V-16 Evolution du couple et du module du flux satatorique pour:
 $N_1=1, N_2=20, N_u=1, \lambda=0.9, T_e=0.00001s$

V-9-4-2 Influence de l'horizon de prédiction N_2 :

On fait varier N_2 pour voir son effet sur les performances des grandeurs de sortie. Les figures suivantes montrent l'évolution du couple moteur, et le module du flux statorique pour différentes valeurs de N_2 [Lak 14] :



D'après les résultats de l'évolution des grandeurs de sortie (le couple et le module du flux statorique), on constate la même observation concernant l'évolution de la vitesse. Une augmentation de λ se traduit par une diminution du temps de réponse du système et une diminution se traduit par un dépassement de la consigne.

Ainsi, une forte augmentation de N_2 se traduit par un lentement léger dans la réponse du système, alors qu'une diminution se traduit par un dépassement de la consigne surtout au niveau du flux.

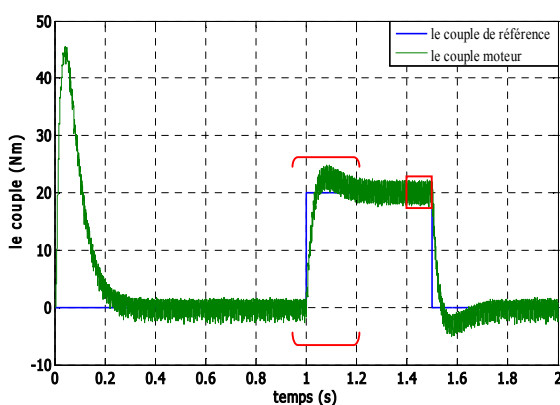
V-10 Tests de comparaison entre la DTC-SVM à deux PI et la DTC prédictive:

Dans cette section, on approuve l'efficacité de l'algorithme de la commande proposée, en comparant avec la DTC-SVM à deux PI. Pour cela, On a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma bloc de la figure (V-13), pour $\Omega_{ref} = 100rd/s$. Les figures (V:20-21-22-23-24), illustrent les résultats de simulation lors de l'introduction d'un couple de charge après un démarrage à vide. Á l'instant $t=1s$, on applique un couple de charge nominale de $20 Nm$, puis on l'annule à l'instant $t=1.5s$. Ces résultats de simulation sont comparés avec ceux de la DTC-SVM à deux PI.

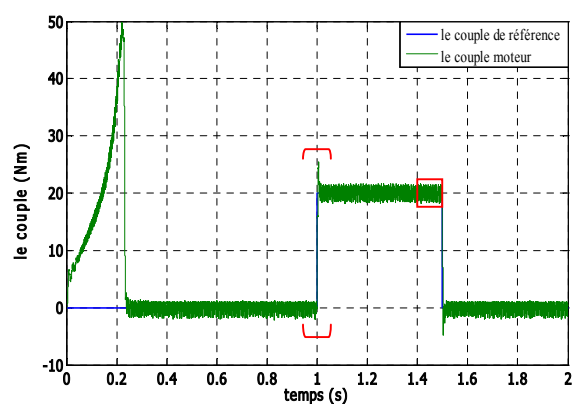
➤ Test de variation du couple :

On constate que la commande prédictive directe du couple présente une haute performance dynamique du couple électromagnétique qui agit très rapidement en suivant les consignes de charge introduites. Ce dernier présente une diminution remarquable de l'amplitude des oscillations par rapport à la DTC-SVM.

-La commande DTC-SVM à deux PI-



-La commande DTC prédictive-



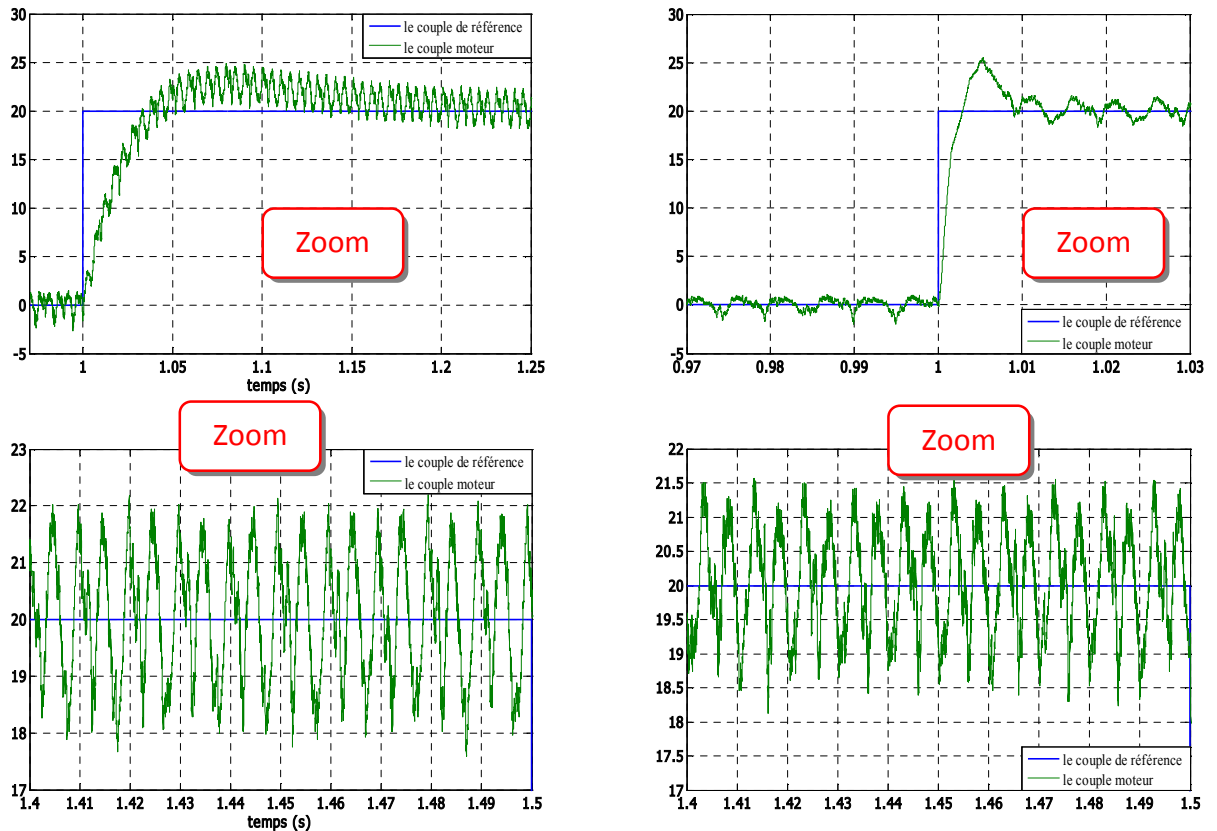
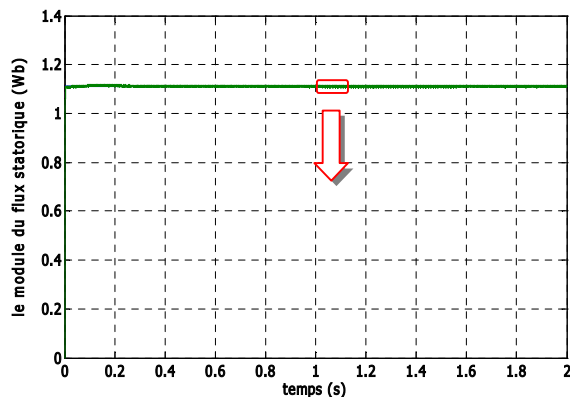


Fig V-20 Test de variation du couple (comparaison entre la DTC-SVM et la DTC prédictive).

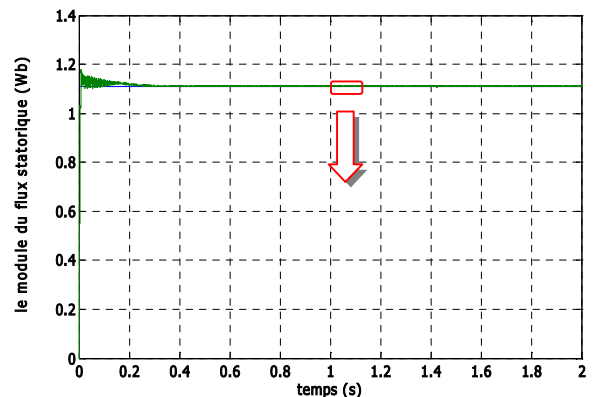
➤ *Test de comparaison de flux statorique :*

Le module du flux statorique s'établit rapidement à sa valeur de référence de 1.11Wb dans les deux techniques de commande. L'approche de la DTC prédictive présente une diminution visible des oscillations et amplitude du module du flux par rapport à la DTC-SVM. La dynamique des composantes du flux statorique n'est pas affectée par l'application de la consigne de charge, mais présente des circulations indésirables au démarrage dans la DTC prédictive.

-La commande DTC-SVM à deux PI-



-La commande DTC prédictive-



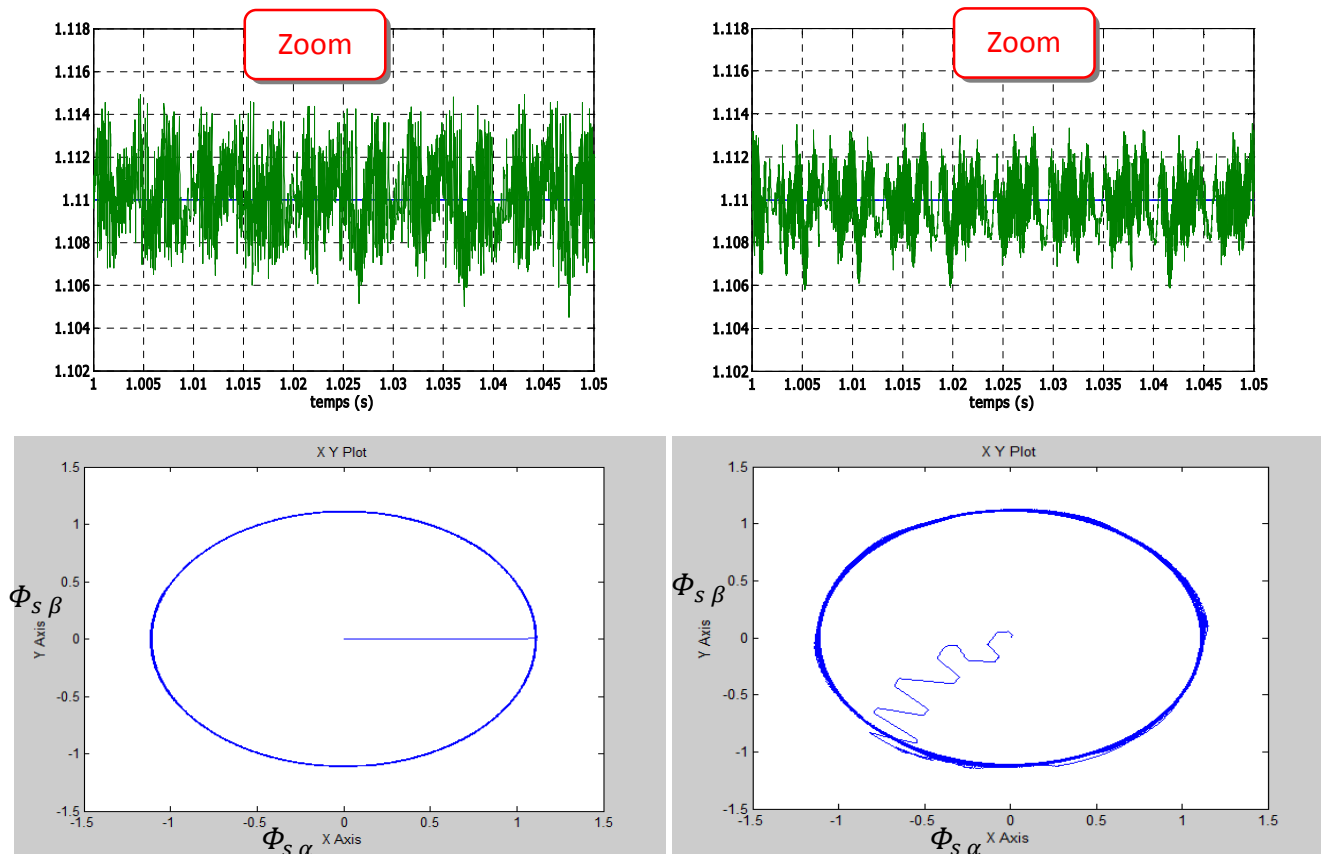
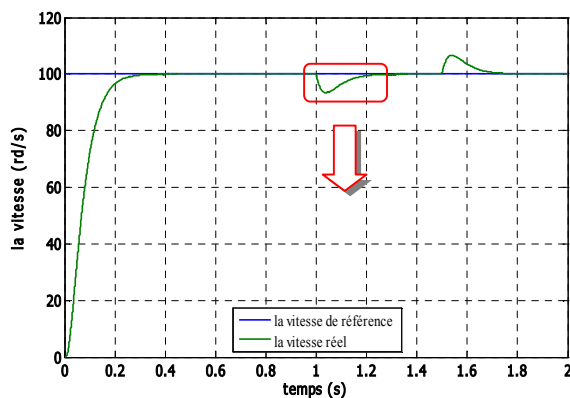


Fig V-21 Test de comparaison du flux statorique

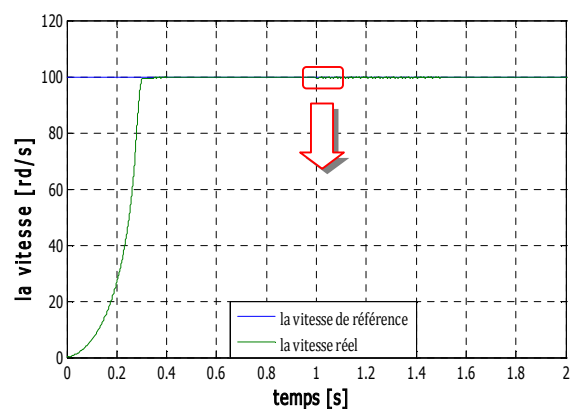
➤ *Teste de comparaison de la vitesse de rotation :*

On constate que la vitesse de rotation atteint sa référence $\Omega_{ref} = 100rd/s$ sans dépassement et que les rejets de perturbation dus aux consignes de charge appliquées aux différents instants précités sont éliminés. La commande prédictive présente des rejets de perturbation très rapide par rapport à la DTC-SVM.

-La commande DTC-SVM à deux PI-



-La commande DTC prédictive-



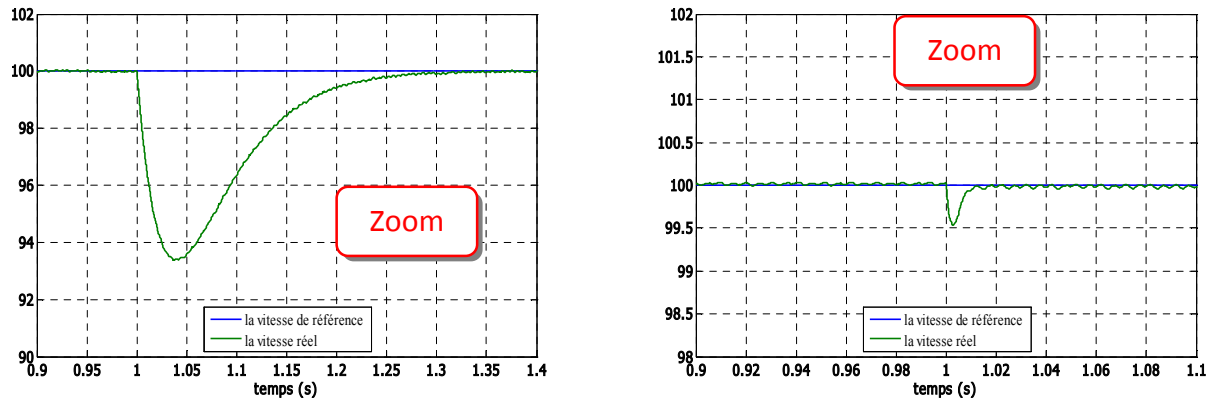


Fig V-22 Test de comparaison de la vitesse de rotation

➤ *Test de comparaison du courant de la phase statorique :*

La commande prédictive présente un appel important de courant au démarrage avec des oscillations et atteint son régime permanent après 0.28s. Ce courant présente une allure plus sinusoïdale (moins d’harmoniques) comparativement à la DTC-SVM. Lors du chargement la machine par un couple nominal le courant augmente automatiquement pour maintenir la vitesse à sa référence.

-La commande DTC-SVM à deux PI-

-La commande DTC prédictive-

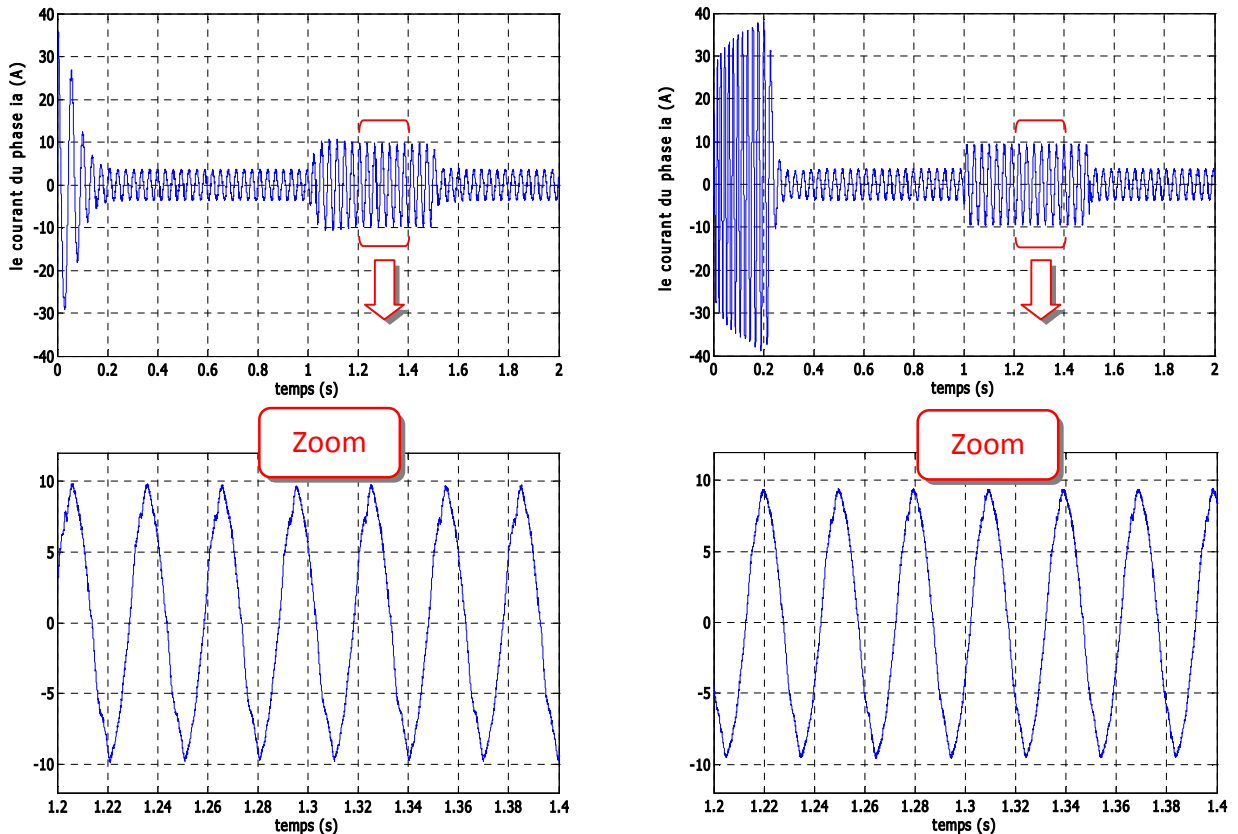


Fig V-23 Test de comparaison du courant de la phase statorique.

➤ *Test de comparaison pour la tension de la phase statorique :*

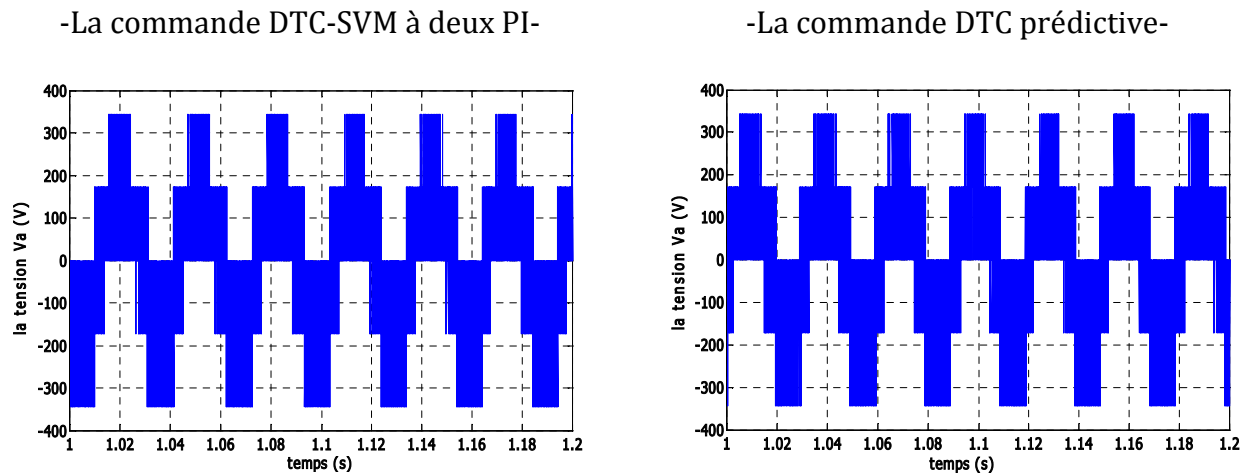
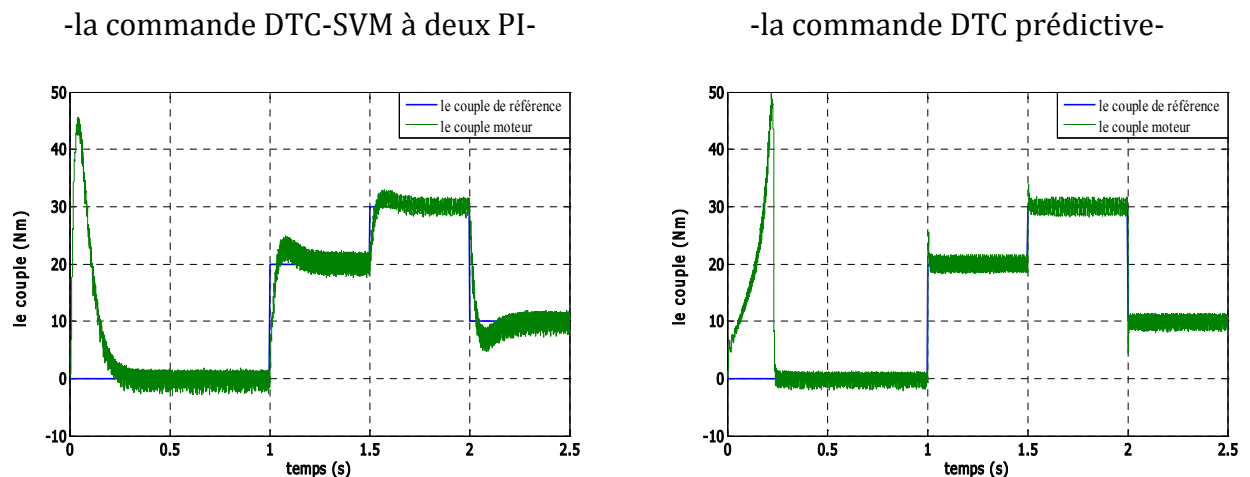


Fig V-24 Tension de la phase statorique

V-10-2 Test de variation de la charge :

La Figure (V-25) présente les résultats de simulation du système pour des consignes de charge variable de : 20Nm à 1s ; 30Nm à 1.5s et 10Nm à 2s, les résultats sont comparées avec ceux de la DTC-SVM.

On constate que le couple suit parfaitement et rapidement les valeurs des consignes. La vitesse de rotation atteint sa référence sans dépassement. Les rejets des perturbations dues aux consignes de charge sont éliminés. Le courant répond à la variation de charge rapidement et présente une allure oscillatoire au démarrage. Le module du flux reste pratiquement est insensible à la variation de la charge, ce qui montre que le découplage est maintenu pour ce type de commande.



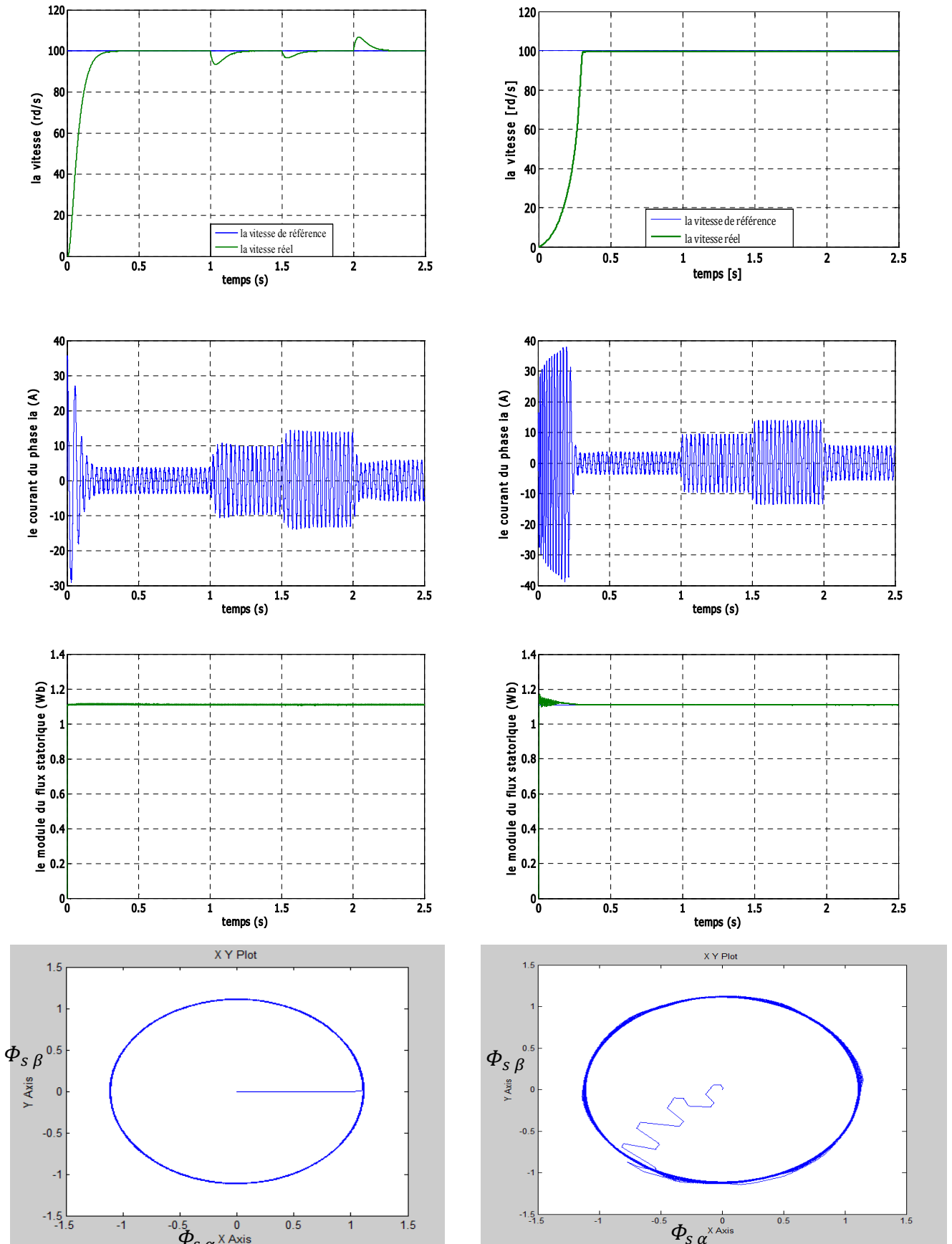


Fig V-25 teste de variation de la charge comparé par la commande DTC-SVM

V-11 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié la philosophie et le principe de la commande prédictive. Cette dernière est une combinaison entre la prédiction du comportement futur du procédé et la commande rétroaction. Nous avons vu la régulation de la vitesse par la commande prédictive, Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande prédictive donne des performances très satisfaisantes surtout au niveau du temps de réponse et le rejet des perturbations extérieures à la machine.

Dans le but toujours de la minimisation des pulsations de couple et du flux, ainsi que la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur, nous avons vu la commande prédictive basée sur la linéarisation entrée-sortie de la MAS. Afin de donner un modèle linéarisé et découplé de la MAS pour l'anticipation du future comportement de sortie ; nous avons choisi comme grandeur de sortie le module du flux statorique et le couple électromagnétique.

Les résultats de simulation obtenus montrent des hautes performances dynamiques au niveau du couple et du module du flux statorique, ainsi que le rejet des perturbations au niveau de la vitesse lors du chargement de la MAS. Le courant statorique est sinusoïdal (moins d'harmoniques) dans le régime permanent, en comparant avec la DTC-SVM.

L'objectif de ce travail est de réduire l'amplitude des pulsations du couple et du module du flux. Ceci est bien visible dans les résultats de simulation. La fréquence de commutation de l'onduleur est réduite par rapport à la DTC-SVM.

Notons toutefois que la robustesse peut être améliorée par l'augmentation du facteur de pondération, en agissant sur les paramètres de réglage et de conception du régulateur. Donc, ces paramètres ont une influence déterminante sur le comportement du système. Mais il n'est pas toujours facile de trouver des valeurs optimales pour ces paramètres.

*Commande prédictive
directe de couple sans
capteur de vitesse*

VI.1 Introduction

Récemment, plusieurs recherches ont été orientées pour le développement de la commande des machines à induction sans utilisation des capteurs. Ceci, sous la demande accrue de l'industrie qui veut éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés. L'incorporation de ces capteurs dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. D'un autre côté, les mesures provenant de ces capteurs sont souvent bruitées et erronées surtout aux faibles vitesses.

Pour ces raisons, plusieurs auteurs [KIM 94], [Kub 93], [MUR 07], [KHO 04] ont proposé différentes stratégies basées sur la théorie d'estimation de l'automatisme en vue de déterminer la position et la vitesse pour la commande de la machine asynchrone.

Pour avoir un fonctionnement rapide et un contrôle précis, afin de garantir les performances souhaitées, la régulation de flux dans la machine et son maintien constant sont indispensables. Or, les grandeurs de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande des machines sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou pour des problèmes de coût.

Pour palier les difficultés liées à l'utilisation des capteurs dédiés, le flux est évalué, à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension...). Il peut être reconstitué soit par :

- Des estimateurs placés en boucle ouverte
- Des observateurs corrigeant les variables estimées en boucle fermée.

Ce chapitre présente un peu bref sur la théorie des observateurs qu'ils sont proposés dans la littérature pour la commande des machines à induction, puis on présente une description générale de la commande prédictive directe de couple sans capteur de vitesse de la machine asynchrone par l'utilisation :

- une fois par l'observateur d'ordre complet étendu basé sur le filtre de Kalman
- et d'autre fois par l'utilisation d'un observateur adaptatif.

À la fin de ce chapitre, on présentera les résultats obtenus par simulation, ainsi que la robustesse de cette association vis à vis aux variations paramétriques de la machine.

VI.2 Principe de l'observateur

La structure d'un observateur d'état est celle indiquée sur la (Fig. VI.1). Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui porte également le nom de

reconstructeur et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gain L permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur.

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure représentent respectivement :

- Un vecteur d'entrée u du système réel et de l'observateur,

Le dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent \hat{y} donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi on définit une nouvelle variable, l'erreur d'observation ε_y . Celle-ci est multipliée par une matrice de gains L et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés \hat{x} . Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain L , on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro.

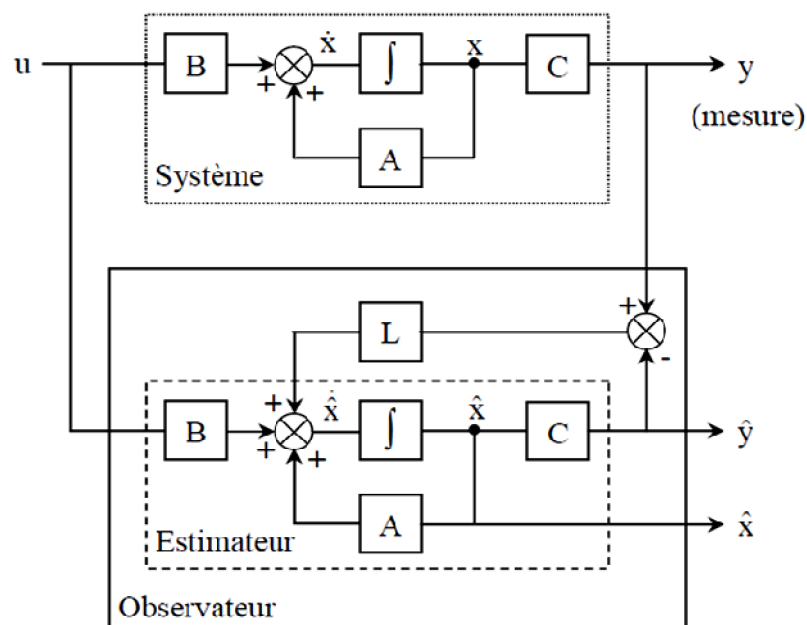


Fig. VI.1 Schéma fonctionnel d'un observateur d'état

VI. 3 Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, en fin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [Gar. 98]:

VI.3.1 Les observateurs linéaires

C'est les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A " du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger se base sur cette approche.

En général, les observateurs du flux peuvent être classés en fonction de la dimension du vecteur d'état, en deux familles :

- La première famille regroupe des observateurs d'ordre complet qui donnent les informations sur les quatre variables d'état de la machine. Ces variables sont définies soit comme quatre composantes des flux statorique et rotorique, soit comme deux composantes du courant statorique et deux composantes du flux rotorique.
- La deuxième famille concerne des observateurs d'ordre réduit.

VI.3.1.1 Les observateurs linéaires d'ordre complet

Considérons un système continu linéaire, où sa dynamique est donné par :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{VI-1})$$

L'observateur du système linéaire défini par le système (VI-1) a la forme générique suivante:

$$\dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + Ly + Hu \quad (\text{VI-2})$$

Où l'état \hat{x} de l'observateur a la même dimension que l'état x du processus.

Les matrices \hat{A} , L et H de l'équation (VI-2) doivent être choisies de façon à se conformer avec la propriété exigée d'un observateur: *l'état de l'observateur doit converger vers l'état du processus indépendamment de l'état x et l'entrée u .* pour déterminer ces matrices, l'erreur d'estimation est donné par :

$$e = x - \hat{x} \quad (\text{VI-3})$$

A partir des équations (VI-1), (VI-2) on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{e} &= Ax + Bu - \hat{A}(x - e) - LCx - Hu \\ &= \hat{A}e + (A - \hat{A} - LC)x + (B - H)u \end{aligned} \quad (\text{VI-4})$$

D'après d'équation (VI-4), pour que l'erreur converge vers zéro, Independent de x et u , les conditions suivantes doivent être satisfaites :

$$\begin{cases} \hat{A} = A - LC \\ \text{et} \\ H = B \end{cases} \quad (\text{VI-5})$$

Quand ces conditions sont satisfaites, l'erreur de l'estimation est gouvernée par:

$$\dot{e} = \hat{A}e \quad (\text{VI-6})$$

Et qui converge vers zéro si \hat{A} est une matrice stable. Cela veut dire que ses poles doivent se trouver dans le demi-plan gauche.

La conception de l'observateur est obtenue par la sélection de la matrice de gain L , puisque les matrices A , B et C sont définies par le processus. En choisissant de façon judicieuse les gains de la matrice L , on fixe la dynamique de la convergence de l'écart de l'observateur. Plusieurs méthodes sont proposées pour déterminer la matrice L .

Pour mettre en valeur le rôle de la matrice de gain de l'observateur, et expliquer les exigences des conditions données par (VI-5), l'observateur peut être écrit comme suit :

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) \quad (\text{VI-7})$$

Cette équation peut être représentée par le schéma bloc suivant :

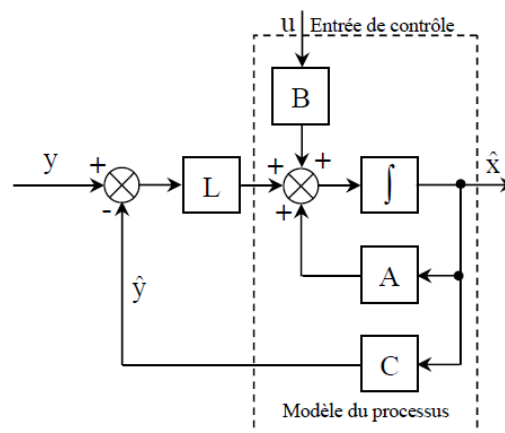


Fig. VI.2 Structure d'un observateur d'ordre complet pour un système linéaire.

VI.3.1.2 Les observateurs linéaires d'ordre réduit

L'observateur d'ordre complet décrit dans la section précédente a le même ordre que le processus. Si le système a n états et m sorties mesurables. Il paraît redondant d'estimer les états connus. Théoriquement tout ce que nous avons besoin est l'estimation des états inconnus, cela résulte dans un observateur de dimension de $(n-m)$. Où n présente la dimension du vecteur d'état, et m le nombre des observations. Quand le nombre des

observations est comparable à la dimension du vecteur d'état, un observateur d'ordre réduit peut représenter une simplification considérable.

La description de l'observateur d'ordre réduit est simplifiée si le vecteur d'état peut être segmenté en deux vecteurs :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (\text{VI-8})$$

Tel que :

$$x_1 = y = Cx \quad (\text{VI-9})$$

Est le vecteur d'observation (de dimension m) et x_2 (de dimension $n-m$) contient les composants du vecteur d'état qui ne peut pas être mesuré directement.

La dynamique du processus est donnée, en fonction de x_1 et x_2 par :

$$\dot{x}_1 = A_{11}x_1 + A_{12}x_2 + B_1u \quad (\text{VI-10})$$

$$\dot{x}_2 = A_{21}x_1 + A_{22}x_2 + B_2u \quad (\text{VI-11})$$

Puisque x_1 est mesuré directement, aucun observateur n'est nécessaire pour ce vecteur

$$\hat{x}_1 = x_1 = y \quad (\text{VI-12})$$

Pour le vecteur restant, nous définissons l'observateur d'ordre réduit par :

$$\hat{x}_2 = Ly + z \quad (\text{VI-13})$$

Où z est l'état d'un système d'ordre $(n-m)$:

$$\dot{z} = \hat{A}z + Ky + Hu \quad (\text{VI-14})$$

Un schéma bloc de l'observateur d'ordre réduit est représenté par la (Fig. VI.3):

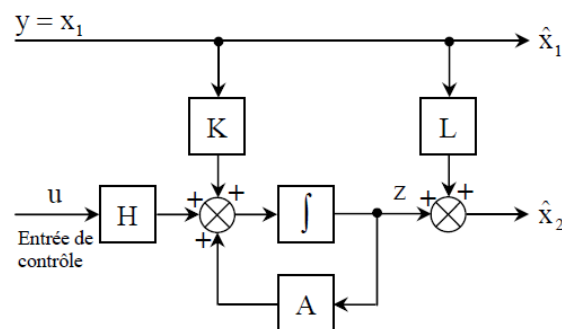


Fig. VI.3 Structure d'un observateur d'ordre réduit pour un système linéaire.

Les matrices \hat{A} , K , H et L sont choisies, comme dans le cas de l'observateur d'ordre complet, pour assurer que l'erreur dans l'estimation d'état converge vers zéro, indépendamment de x , y et u . Comme il n'est y a aucune erreur dans l'estimation de x_1 alors :

$$e_1 = x_1 - \hat{x}_1 = 0 \quad (\text{VI-15})$$

En raison de l'équation (VI-12), il est nécessaire d'assurer la convergence vers zéro de :

$$e_2 = x_2 - \hat{x}_2 \quad (\text{VI-16})$$

A partir des équations (VI-11) et (VI-14) on a

$$\dot{e}_2 = (A_{21} - LA_{11} + \hat{A}L - K)x_1 + (A_{22} - LA_{12} - \hat{A})x_2 + \hat{A}e_2 + (B_2 - LB_1 - H)u \quad (\text{VI-17})$$

Comme dans le cas d'un observateur d'ordre complet, et pour faire disparaître les coefficients de x_1 , x_2 et u il est indispensable d'assurer les conditions suivantes :

$$\hat{A} = A_{22} - LA_{12} \quad (\text{VI-18})$$

$$K = A_{21} - LA_{11} + \hat{A}L \quad (\text{VI-19})$$

$$H = B_2 - LB_1 \quad (\text{VI-20})$$

Les deux conditions (équations VI-18 et VI-20) sont analogues aux équations (VI-5) et concernant l'observateur d'ordre complet : l'équation (VI-19) est une nouvelle exigence pour la matrice additionnelle L, supplié par l'observateur d'ordre réduit. Quand ces conditions sont satisfaites, l'erreur de l'estimation est donnée par :

$$\dot{e}_2 = \hat{A}e_2 \quad (\text{VI-21})$$

Donc, la matrice de gain L doit être choisie de telle sorte que les pôles de $\hat{A} = A_{22} - LA_{12}$ doivent se trouver dans le demi plan gauche : A_{22} et A_{12} dans l'observateur d'ordre réduit amènent le rôle des matrices A et C dans l'observateur d'ordre complet.

VI.3.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires :

Les systèmes peuvent être non linéaires (moteur à induction), dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple :

- des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de Lyapounov,
- des observateurs à structure variables (modes glissants),
- des observateurs à grand gain. En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent :

VI.3.2.1 Observateurs de type déterministes :

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger.

VI.3.2.2 Observateurs de type stochastiques :

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application. En fin, en fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs du flux peuvent être classés en deux familles:

➤ **Observateurs d'ordre complet :**

Ces observateurs donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ces variables sont définies, soit comme quatre composantes des flux statoriques et rotoriques, soit comme deux composantes du courant statorique et deux composantes du flux rotorique. Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long.

➤ **Observateurs d'ordre réduit :**

Ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état non mesurables (flux). Ces observateurs nécessitent moins temps de calcul que ceux d'ordre complet. L'adoption d'une approche déterministe pour l'estimation d'état d'un système physique suppose une connaissance exacte de son modèle c'est-à-dire, de ses matrices A, B et C (Fig. VI.1). Cette approche néglige également les notions d'incertitudes et de fluctuations aléatoires. Or, toute observation physique est perturbée par des signaux parasites qui ont des causes diverses internes ou externes aux dispositifs de mesures. Quand les bruits (signaux parasites) sont faibles, l'approche déterministe peut s'avérer suffisante. Cependant, pour atteindre de hautes performances, il faut augmenter la précision des variables estimées.

Dans l'approche stochastique, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice de gain L (Fig. VI.1) est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées [Can 00].

Dans le cas stochastique, qui est plus général, on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits des mesures. La structure de base d'un observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe. Cependant, les gains du filtre sont calculés à partir des paramètres du modèle d'état du processus et des lois de probabilité des bruits.

Dans la littérature spécialisée, le terme d'observateur d'état est réservé pour une estimation d'état déterministe et le terme filtre pour le cas stochastique [Can 00].

Dans cette étude, le filtre stochastique d'ordre complet de Kalman a été retenu. Comme le fonctionnement de ce filtre est en présence du bruit, la quantification de ces bruits (état et mesure) est essentielle pour le bon fonctionnement du filtre. Il est intéressant de rappeler les différentes sources de ces bruits.

VI.4 Bruit

VI.4.1 Bruit d'état

Le bruit d'état rend compte des imperfections du modèle par rapport à la machine réelle. Les principales approximations effectuées correspondent aux hypothèses qui ont permis d'élaborer le modèle dynamique de la machine. En général, une machine n'est pas rigoureusement symétrique et la répartition du flux dans l'entrefer n'est pas rigoureusement sinusoïdale (hypothèses simplificatrices). Ces défauts, dus principalement à la fabrication de la machine, engendrent des harmoniques dans les tensions et les courants de la machine. La machine présente en général, des pertes fer qui sont difficiles à identifier et compliquent l'expression mathématique du modèle d'état si on veut les prendre en compte dans la modélisation [Sed 98]. Cependant, pour des machines dont la fabrication est soignée, les défauts précédents ne sont pas en général prépondérants dans les termes de bruit.

Dans le cas d'une estimation d'état sans extension aux paramètres de la machine, les termes prépondérants de bruit d'état sont dus aux variations des paramètres de la machine. Ce type de bruit est engendré par l'échauffement des enroulements de la machine. Il provoque un accroissement des résistances statoriques. En effet, la résistivité d'un conducteur augmente avec la température [Sed 98] [Can 00].

Il existe d'autres sources de bruits d'état qui affectent le système. Il s'agit du bruit d'état introduit par l'onduleur. L'influence d'une incertitude sur la mesure de la vitesse mécanique (pour réactualiser la matrice d'état "A" dans chaque période d'échantillonnage) peut introduire un bruit d'état surtout lorsqu'on suppose que la période d'échantillonnage n'est pas négligeable devant les constantes de temps mécaniques [Sed 98].

VI.4.2 Bruit de mesure

Les bruits de mesure concernent la chaîne de mesure des courants de ligne, c'est-à-dire les capteurs et les convertisseurs analogiques- numériques (CAN). Il y a donc principalement deux sources de bruits : un bruit analogique, dû au capteur, et un bruit de quantification dû au CAN. Le bruit résultant dépend de l'amplitude de chacun de ces bruits [Sed 98]. Cependant, il

faut noter que la majorité de ces bruits (état et mesure) sont prépondérants dans les cas des bancs expérimentaux et pas dans des essais de simulation dans un calculateur numérique.

VI.5 Filtre de Kalman

L'observateur de Kalman diffère de celui de Luenberger par la manière de calculer le gain (L pour Luenberger et K pour le filtre de Kalman). En effet, dans l'approche stochastique ou filtre de Kalman, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice de gain K, est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimés [Bor 00]. Le fait de prendre en compte les bruits des mesures et du système rend le filtre de Kalman plus pratique que celui de Luenberger.

L'équation d'état du système s'écrit de la façon suivante:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + w \\ y = Cx + v \end{cases} \quad (\text{VI-22})$$

Sachant que $w(t)$ et $v(t)$ sont respectivement les bruits du système et de mesure qui admettent les propriétés suivantes :

- Leur valeur moyenne est nulle :

$$\begin{cases} E[w(t)] = 0 \\ E[v(t)] = 0 \end{cases} \quad (\text{VI-23})$$

Leurs auto-corrélations s'expriment par :

$$\begin{cases} E[w(t) \cdot w(t)^\tau] = Q \delta(t - \tau) \\ E[v(t) \cdot v(t)^\tau] = R \delta(t - \tau) \end{cases} \quad (\text{VI-24})$$

Où : $\delta(u)$ est une fonction de l'impulsion de Dirac, les matrices Q et R définies non négatives sont symétriques et présentent des densités spectrales de puissance moyenne $w(t)$ et $v(t)$.

- Ils se caractérisent par l'absence de corrélation entre $v(t)$ et $w(t)$:

$$E[w(t) \cdot v(t)^\tau] = 0 \quad (\text{VI-25})$$

Et entre le bruit et l'état initial :

$$E[w(t) \cdot x_0(t)^\tau] = E[v(t) \cdot x_0(t)^\tau] = 0 \quad (\text{VI-26})$$

Le filtre de Kalman est un algorithme récursif de traitement de données qui génère à partir d'un ensemble de mesures entachées de bruits, les estimés des variables d'état d'un système dynamique. Etant donné, que ce filtre doit être utilisé en temps réel, il est donné directement

sous forme discrète. Pour ce faire, nous supposons que l'entrée de commande $u(k)$ est constante entre les instants kt_e , et $(k+1)t_e$.

Pour commencer, le modèle du système est donné sous la forme discrète suivante :

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) + w(k) \\ y(k+1) = C_d x(k+1) + v(k) \end{cases} \quad (\text{VI-27})$$

Où : $x(k)$ est le vecteur d'état des variables discrètes de dimension n ; A_d , B_d et C_d sont respectivement les matrices de transition d'état entre kt_e et $(k+1)t_e$. Elles sont déterminées à partir de leurs variables homologues continues de la manière suivante [Ouh 02]:

$$A_d = e^{\int_{kt_e}^{(k+1)t_e} A(\tau) d\tau} \quad (\text{VI-28})$$

$$B_d = \int_{kt_e}^{(k+1)t_e} A(t, \tau) \cdot B \cdot u(B\tau) d\tau \quad (\text{VI-29})$$

Le vecteur d'observation $y(k+1)$ est de dimension m , et $C_d(k) = C$ de dimension $(m \times n)$. Le calcul des deux intégrales est fastidieux. Ce qui fait que des simplifications doivent être introduit. Ceci par l'approximation de la fonction exponentielle par son développement limité. Une approximation d'ordre 1 est suffisamment précise si la période t_e est suffisamment petite. Les deux matrices A_d et B_d sont représentées comme suit :

$$\begin{cases} A_d \cong I + t_e A \\ B_d \cong B t_e \\ C_d \cong C \end{cases} \quad (\text{VI-30})$$

Finalement, l'algorithme du filtre de Kalman peut être présenté en deux étapes, à savoir :

a) Prédiction

$$x(k+1/k) = A_d x(k) + B_d u(k) \quad (\text{VI-31})$$

$$P(k+1) = A_d P(k) + A_d^t + Q \quad (\text{VI-32})$$

b) Correction

$$K(k+1) = P\left(k + \frac{1}{k}\right) \cdot C_d^t \cdot (C_d P\left(k + \frac{1}{k}\right) \cdot C_d^t + R)^{-1} \quad (\text{VI-33})$$

$$x(k+1) = x(k+1/k) + K(k+1) \cdot (Y_m - C_d \cdot x(k+1/k)) \quad (\text{VI-34})$$

$$P(k+1) = P(k+1/k) - K(k+1) \cdot C_d \cdot P(k+1/k) \quad (\text{VI-35})$$

VI.5.2 Filtre de Kalman Etendu

Le filtre de Kalman étendu réalise une estimation de l'état d'un processus non linéaire. Il permet notamment d'ajouter, au vecteur d'état, une autre variable que l'on désire estimer. Ce filtre est largement utilisé pour l'estimation des diverses grandeurs de la machine asynchrone, tels que : la vitesse rotorique, le couple de charge, les paramètres électriques et les paramètres mécaniques [Bor 00].

Etant donné, que le filtre de Kalman étendu n'est que l'application du filtre de Kalman décrit précédemment dans le cas d'un système non linéaire, par conséquent, ce système doit être discrétisé et linéarité autour du point de fonctionnement (vecteur d'état estimé) actuel. Soit le modèle non-linéaire du système à observer :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u, t) + w(t) \\ y = h(x) + v(t) \end{cases} \quad (\text{VI-36})$$

Avec : f et h - des fonctions non linéaires

Le modèle discret s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k+1) = h(x(k+1)) + v(k) \end{cases} \quad (\text{VI-37})$$

La discrétisation du modèle non linéaire se fait par l'application du théorème de la valeur moyenne [Bar 07]

$$x(k+1) = x(k) + \int_{k t_e}^{(k+1) t_e} f(x(t), u(t), t) dt \quad (\text{VI-38})$$

Tel que :

$$\begin{aligned} \int_{k t_e}^{(k+1) t_e} f(x(t), u(t), t) dt &\cong ((k+1) t_e - k t_e) f(x) \\ &\cong t_e \cdot f(x) \end{aligned} \quad (\text{VI-39})$$

Où: t_e est la période de discrétisation

L'implémentation du filtre de Kalman étendu dans le cas du système non linéaire consiste en l'exécution des étapes suivantes :

a) Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariance : des valeurs initiales doivent être affectées au vecteur d'état ainsi que les matrices de covariances P, Q et R. Les matrices initiales Q et R sont considérés en tant que matrices diagonales.

Les valeurs initiales de P , Q et R reflètent le degré de connaissance concernant l'état initial du système. Une grande valeur de P signifie une moindre information concernant les états suscités et ceci peut créer une divergence de l'estimation et même des oscillations des états estimés.

- b)** Prédiction des états : la prédiction des états $x(k+1)$ est basée seulement sur la connaissance de l'état précédent du système et le vecteur d'entrée. Cette étape consiste aussi à prédire la sortie $\hat{y}(k+1)$.

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1/k) = f(x(k), u(k)) \\ \hat{y}(k+1/k) = h(x(k+1)) \end{cases} \quad (\text{VI-40})$$

- c)** Prédiction de la matrice de covariance :

$$P(k+1/k) = F(k).P(k)F(k)^t + Q \quad (\text{VI-41})$$

Avec :

$$F(k) = \frac{\partial(f(x(k), u(k)))}{\partial x}$$

- d)** Calcul du gain de Kalman :

$$K(k+1) = P(k+1/k).H^t(k+1).[H.(k+1).P(k+1/k)H^t(k+1) + R]^{-1} \quad (\text{VI-42})$$

$H(k+1)$ - est la matrice gradient définie comme suit :

$$H(k+1) = \frac{\partial(h(x(k), u(k)))}{\partial x}$$

- e)** Estimation du vecteur d'état

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1).[Y_m(k+1) - \hat{y}(k+1/k)] \quad (\text{VI-43})$$

Avec : $y_m(k+1)$ - le vecteur des états mesurés.

- f)** Estimation de la matrice de covariance

$$P(k+1) = P(k+1/k) - K(k+1).H(k+1).P(k+1/k) \quad (\text{VI-44})$$

- g)** Mise à jour des matrices

$$k = k + 1 \quad (\text{VI-45})$$

$$\hat{x}(k) = \hat{x}(k+1) \quad (\text{VI-46})$$

$$P(k) = P(k+1) \quad (\text{VI-47})$$

Le processus d'estimation continue en revenant à l'étape (b) et ainsi de suite.

VI.6 Structure de la commande prédictive directe du couple de la MAS sans capteur de vitesse associée à un observateur de Kalman étendu:

La structure de l'association de la commande prédictive directe du couple à un observateur de Kalman étendu d'une machine asynchrone sans capteur est représentée sur la (Fig. VI.4), elle est obtenue par l'introduction d'EKF dans la structure générale de la Commande prédictive directe de couple, en remplaçant l'ensemble de l'estimateur de flux et du couple dans la (Fig. V-13) par l'observateur de Kalman étendu.

Le modèle de la machine est représenté Dans un repère lié au stator comme suite :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{VI-48})$$

Avec : $x = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta} \ \omega]^t$; $u = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^t$; $y = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta}]^t$

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & a_{13} & a_{14} & 0 \\ 0 & a_{22} & a_{23} & a_{24} & 0 \\ \frac{L_m}{t_r} & 0 & -\frac{1}{t_r} & -\omega & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{t_r} & \omega & -\frac{1}{t_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t ; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Avec : } a_{11} = a_{22} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{R_r}{L_r}\right)\right) ; \quad a_{13} = a_{24} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r t_r} ; \quad a_{14} = -a_{23} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega$$

➤ Discrétisation du modèle :

Les équations discrétisées du modèle sont obtenues à partir de (VI-27), en général le temps d'échantillonnage t_e est plus petit que les constantes de temps de la machine ; les matrices discrétisées sont données par :

$$A_d = \varphi = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{R_r}{L_r}\right)\right) t_e & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r t_r} t_e & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega t_e & 0 \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{R_r}{L_r}\right)\right) t_e & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega t_e & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r t_r} t_e & 0 \\ \frac{L_m}{t_r} t_e & 0 & -\frac{1}{t_r} t_e & -\omega t_e & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{t_r} t_e & \omega t_e & -\frac{1}{t_r} t_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_d = \Gamma = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} t_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} t_e & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t ; \quad C_d = C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

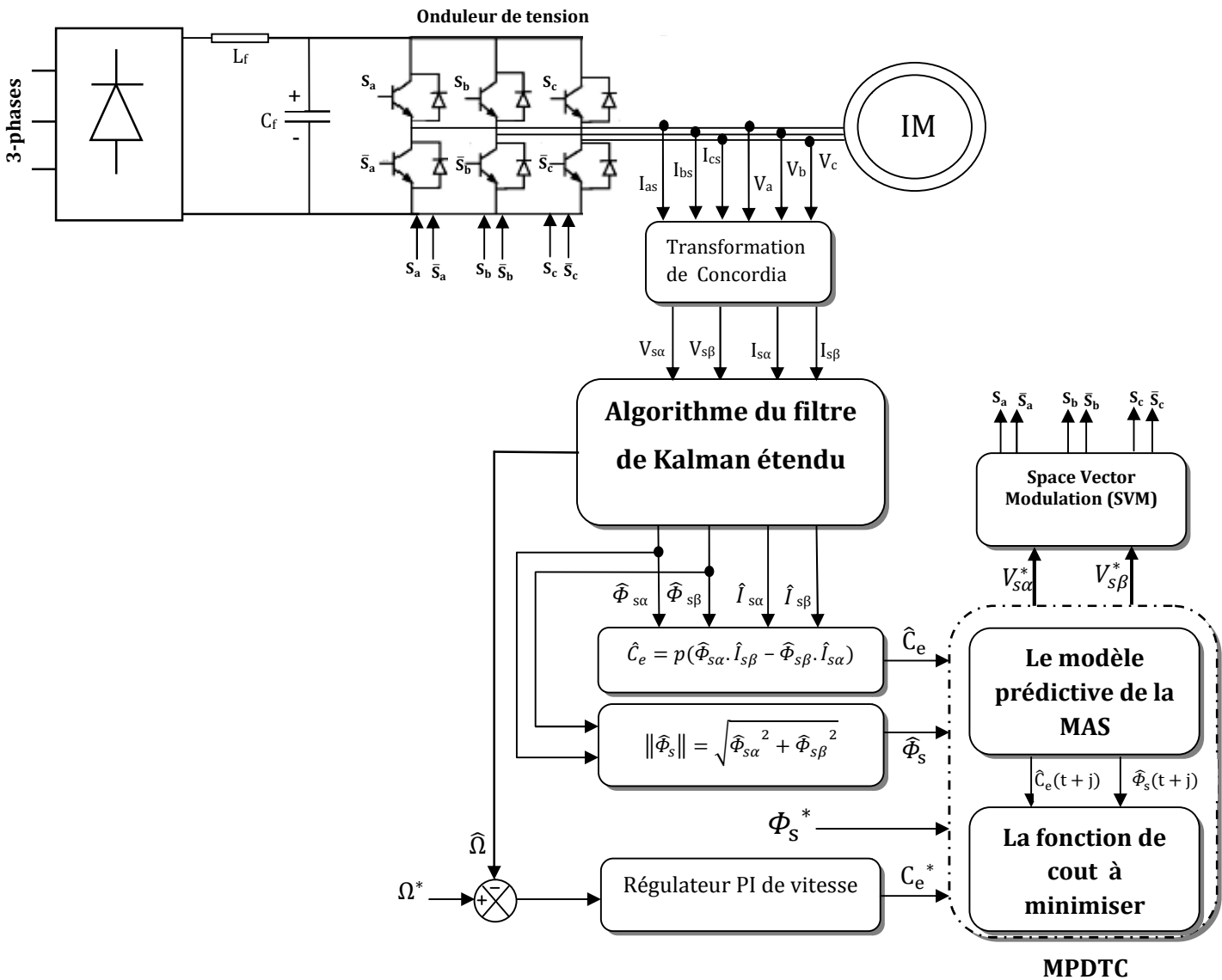


Fig. VI.4 Schéma de la commande prédictive directe de couple de la MAS sans capteur de vitesse associé à un observateur de Kalman Etendu.

VI.6.2 Choix des matrices de covariance Q et R

Le but de ces matrices est de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre.

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une

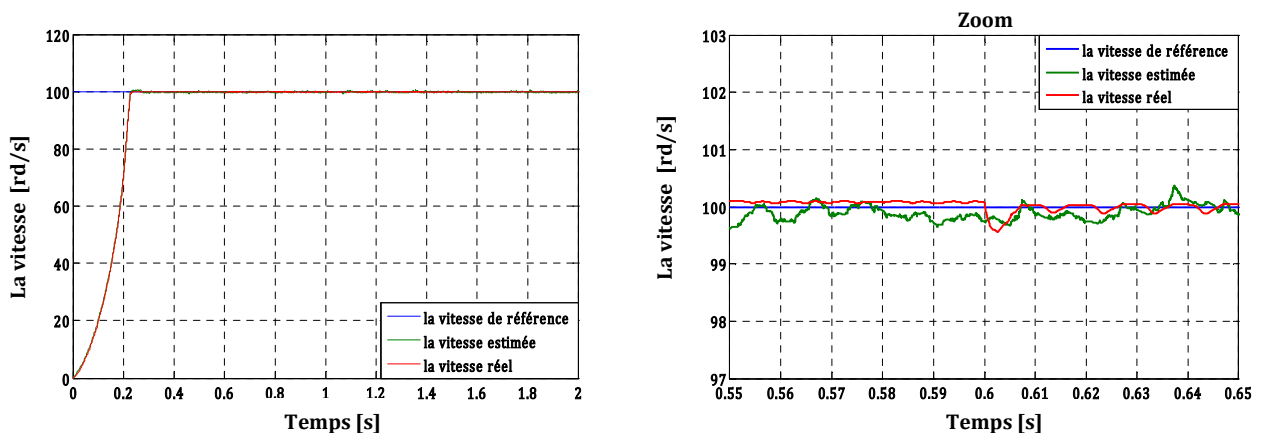
instabilité de l'observateur. La matrice R permet de régler le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R [Mor 05].

VI. 7 Résultats de simulation

Les simulations qu'on va présenter dans cette section sont réalisées afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation à base du filtre de Kalman étendu et par conséquent les performances du système d'entraînement global. Le système est soumis à divers tests de simulation. Les résultats obtenus concernent un réglage de vitesse par un PI. Les réglages des matrices de covariance Q et R , ainsi que le choix des paramètres de la commande prédictive (N_1 , N_2 , N_u , λ) ont été effectués par des essais de simulation afin d'assurer une stabilité globale de l'entraînement dans toute la plage de vitesse, tout en respectant un compromis entre la dynamique et les erreurs statiques.

VI. 7. 1 Test en charge nominale

Les figures (Fig. VI.5. a, b, c, d) illustrent les performances de la commande sans capteur de vitesse au démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge $C_e=20$ Nm à $t=0.6$ s, puis on l'annule à l'instant $t=1.5$ s. les résultats de simulation montre une réduction de la bande de fluctuation du couple électromagnétique. On constate aussi que le filtre de Kalman a permis de bien estimer la vitesse de rotation avec une erreur de traînage sur la vitesse d'environ 1.5 rd/s au maximum en régime transitoire et de 0.5 rd/s au maximum en régime permanent. On remarque l'insensibilité de la vitesse et du flux aux variations de la charge.



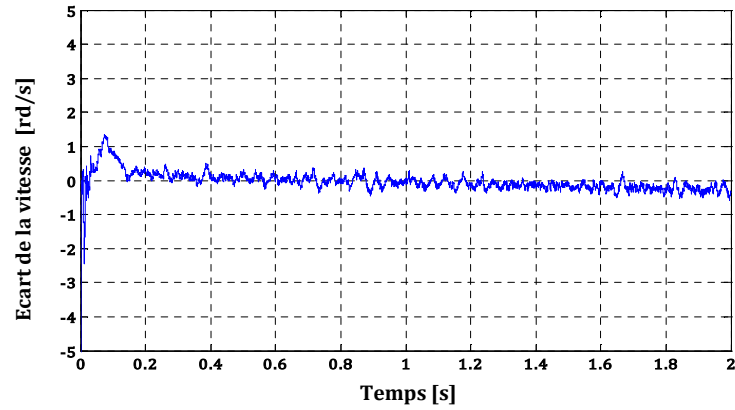


Fig. VI.5. a Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à EKF – Evolution de la vitesse -

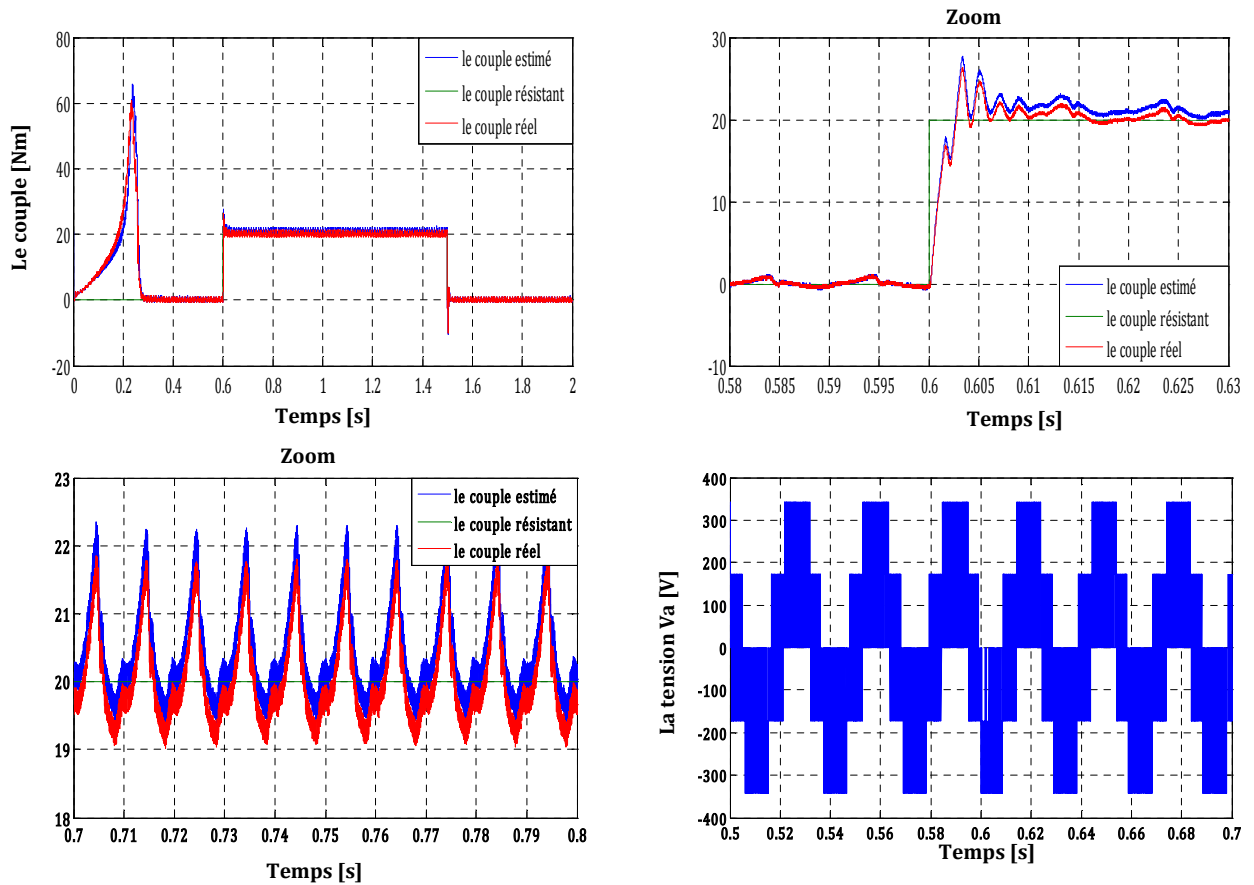


Fig. VI.5. b Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à EKF – Evolution du couple et la tension statorique -

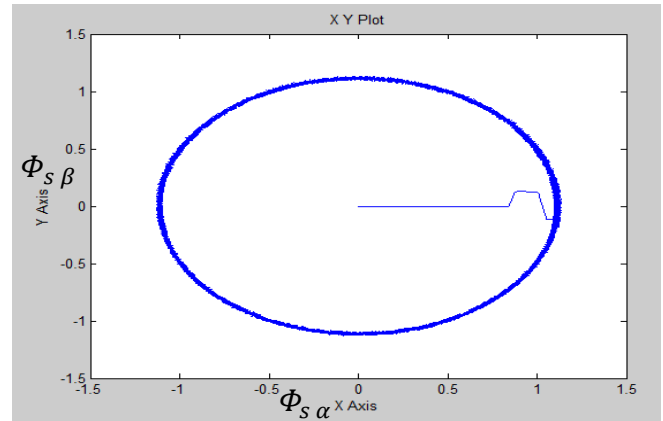
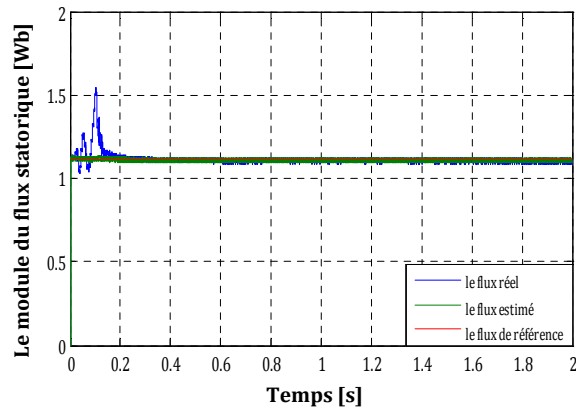


Fig. VI.5. c Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à EKF – Evolution de module du flux statorique -

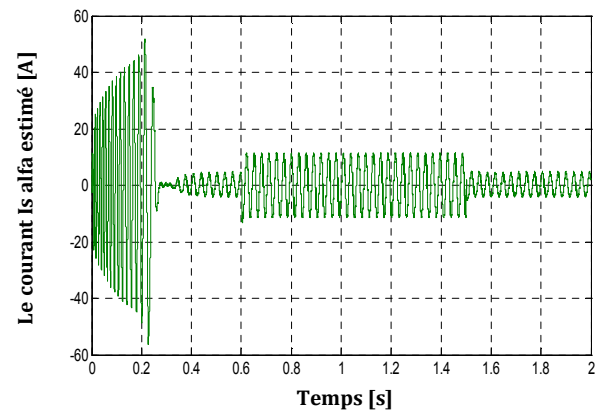
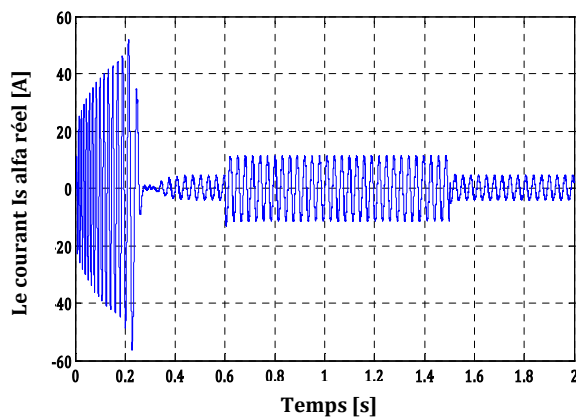


Fig. VI.5. d Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à EKF – Evolution de courant statorique -

VI. 7. 2 Test en charge variable

Dans ce test, on a appliqué des couples de charge variables de 20Nm, 30Nm et 10Nm respectivement aux instants 0.6s, 1s et 1.5s, avec une vitesse de rotation de 100rd/s, on constate la Fig. VI.6, d'après la comparaison des réponses de vitesse et celle de flux, que le filtre de Kalman étendu est robuste vis-à-vis les variations de la charge, l'erreur d'estimation est environ de 0.5 rd/s dans la vitesse, et pratiquement nulle dans le module du flux; le couple et le courant suivent les variations de la charge.

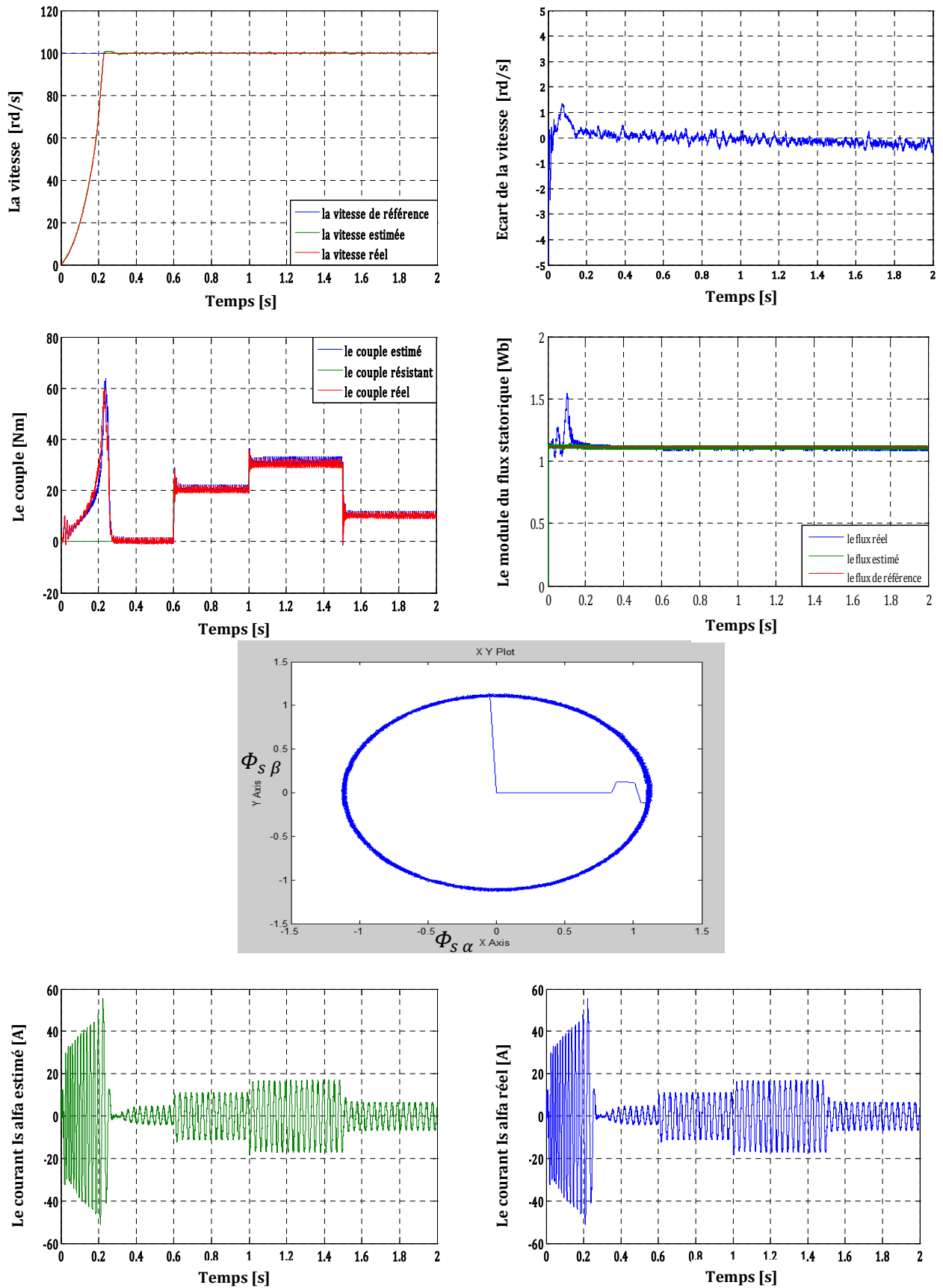
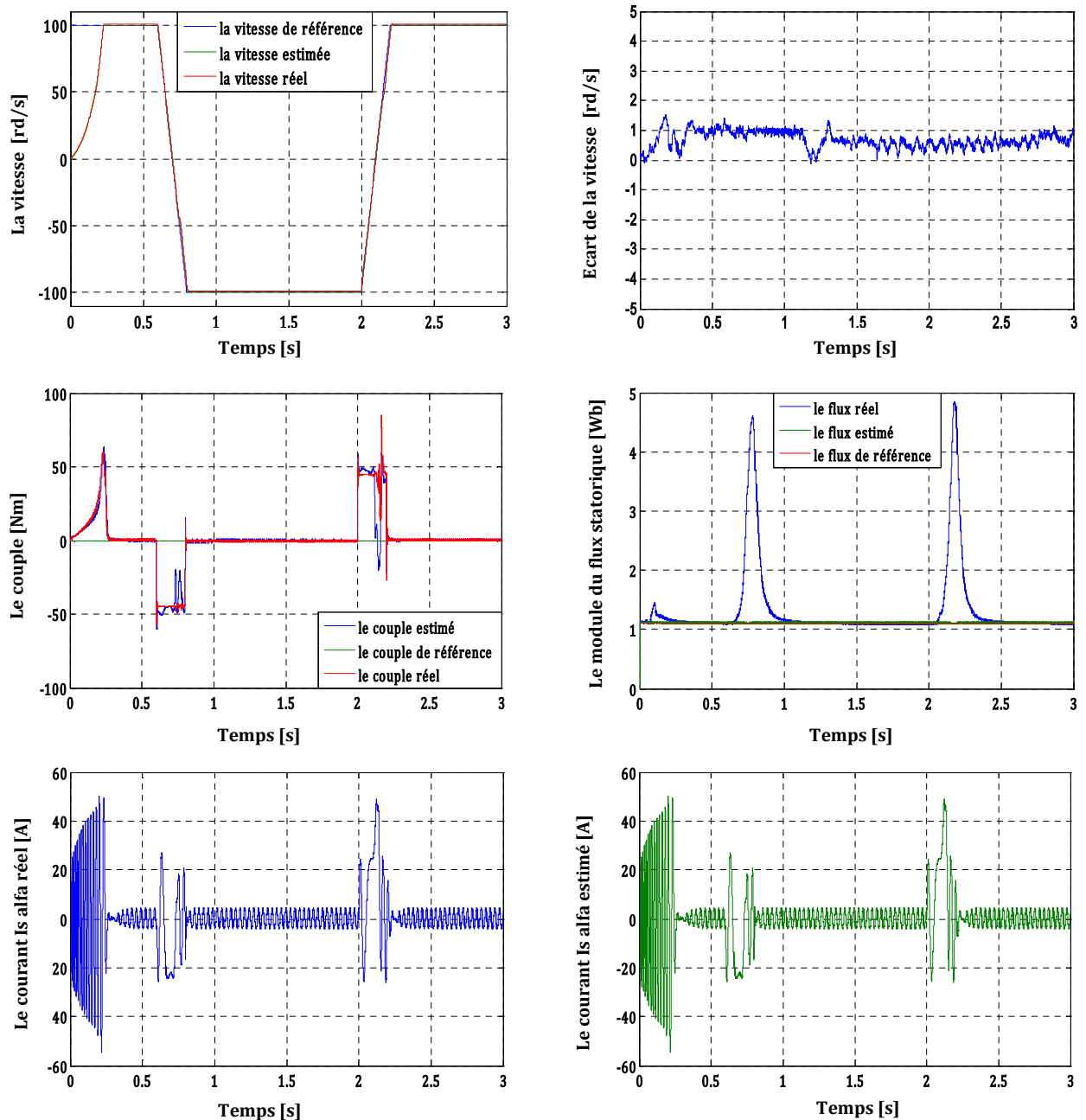


Fig. VI.6 Test en charge variable de la commande prédictive directe du couple associée au filtre de Kalman étendu

VI. 7. 3 Test en inversion de sens de rotation

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande prédictive en utilisant le filtre de Kalman étendu vis-à-vis aux variations brusques de la vitesse de rotation. Pour cela, on a provoqué une inversion de sens de rotation de $+100 \text{ rd/s}$ à -100 rd/s à $t = 0.6 \text{ s}$, puis une autre inversion de sens de rotation de -100 rd/s à $+100 \text{ rd/s}$ à $t = 2 \text{ s}$. les résultats de simulation sont donnés sur la figure (Fig. VI. 7). On observe d'après ces résultats que ce filtre est robuste vis-à-vis aux variations importante de la vitesse. L'erreur d'estimation de la vitesse montre que la vitesse estimée suite la vitesse réel avec écart d'estimation au régime permanent. Cette erreur est acceptable et n'affecte pas les comportements statiques et dynamiques de la commande et également le système d'entraînement globale.



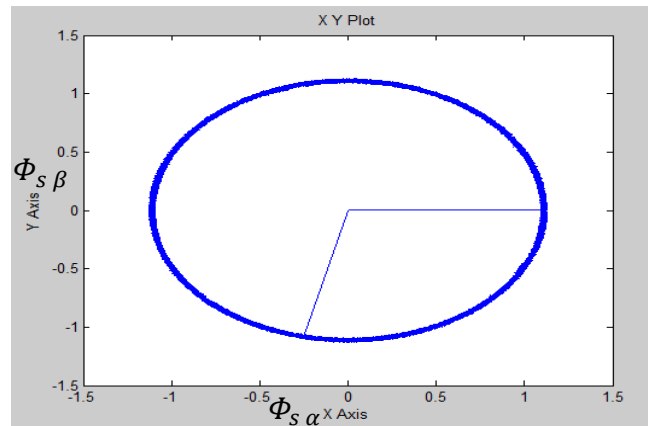
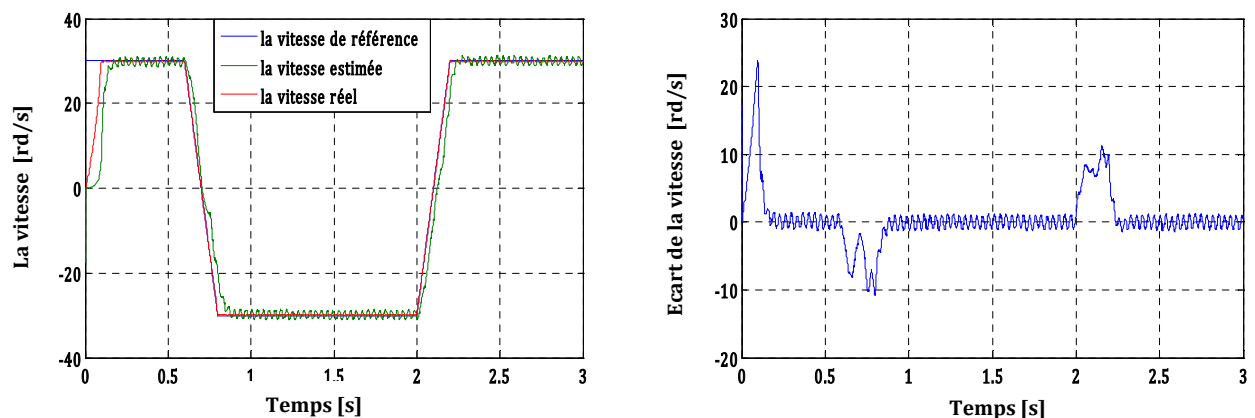


Fig. VI.7 Test en inversion de sens de rotation de la commande prédictive directe du couple associée au filtre de Kalman étendu

VI. 7. 4 Test en Régime à faible vitesse

Dans le souci de valider l'estimation de la vitesse par l'observateur non-linéaire (FKE), des simulations ont été effectuées en basses vitesses en appliquant un changement de la consigne de vitesse de +30 rad/sec à -30 rad/sec, à partir de l'instant $t=0.6$ s, et ensuite une deuxième inversion à l'instant $t=2$ s. La Figure(VI.8) montre les résultats de simulation du processus, on constate, d'après cette simulation, que la vitesse estimée suite pratiquement sa référence. L'estimation de flux se fait, toujours, d'une façon adéquate. La déviation détectée pour la trajectoire du flux statorique est induite par l'inversion instantanée de la vitesse au passage par zéro. Il est important à noter que le système de commande démontre des bonnes poursuites même sous des conditions de fonctionnement assez sévères, avec choix adéquate aux paramètres de la commande prédictive (N_1, N_2, N_u, λ).



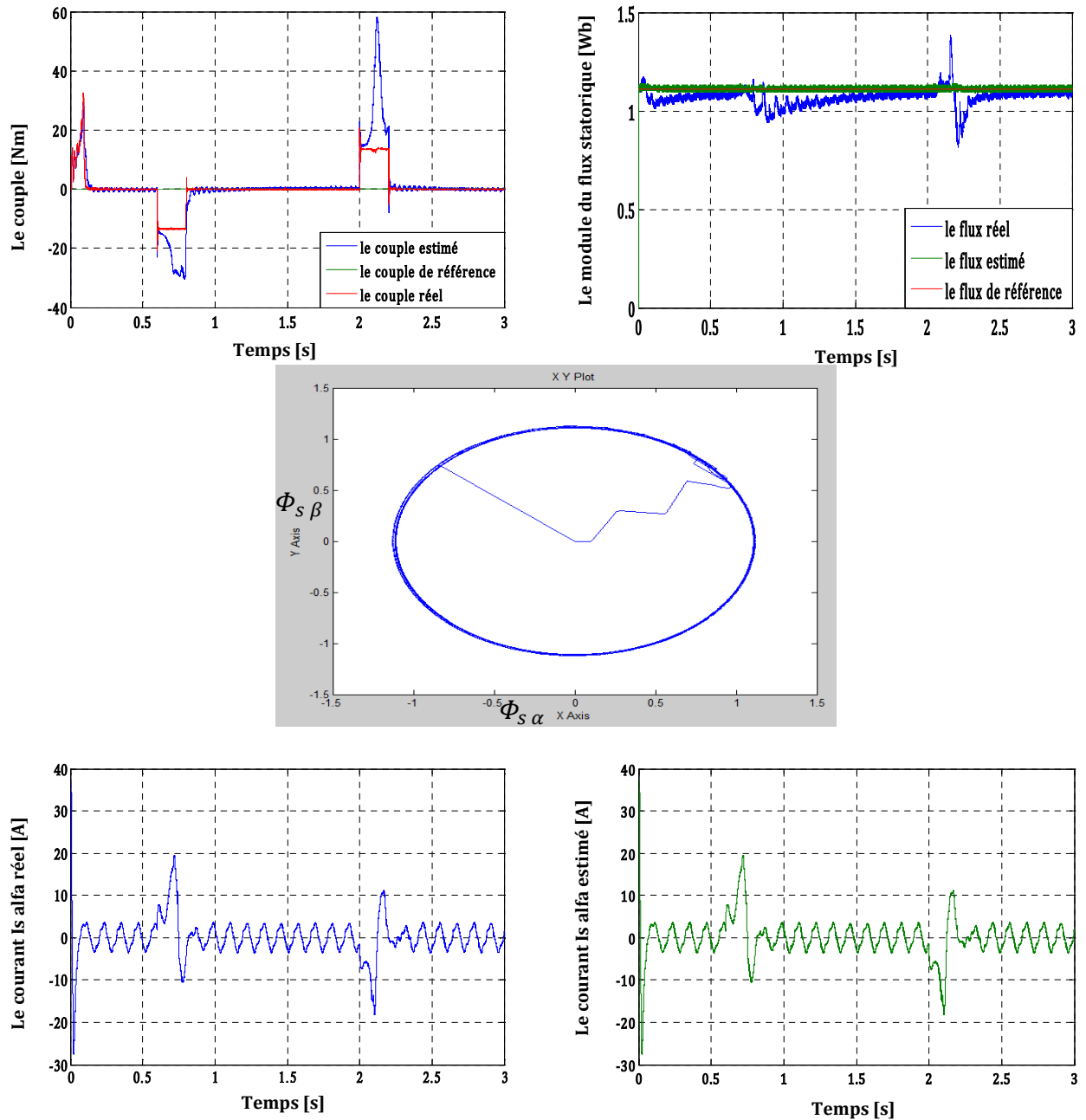


Fig. VI.8 Test en régime à faible vitesse de la commande prédictive directe du couple associée au filtre de Kalman étendu

On a vu dans cette partie les problèmes liés dans l'estimation du flux statorique et la vitesse de rotation dans les tests à faible vitesse. Pour résoudre ces problèmes, on fait appel à des observateurs adaptatifs, où le mécanisme d'adaptation est un régulateur PI. Les observateurs adaptatifs sont caractérisés par leur excellente robustesse et leur haute performance dynamique pour les applications concernant les systèmes non linéaires, comme nous allons voir dans la partie qui suit.

VI. 8 Synthèse de l'observateur d'Etat Adaptatif

Pour résoudre le problème de l'estimation de flux statorique et de la vitesse de rotation de la MAS dans la commande sans capteurs, on fait appel aux observateurs adaptatifs [AIP 02]. Les paramètres du correcteur sont recalculés de manière à minimiser l'erreur entre la sortie du système et celle du modèle qui présente les performances désirées, un mécanisme d'adaptation est inclus pour estimer la vitesse de rotation de la MAS.

La structure générale de l'observateur adaptatif est représentée sur la (Fig. VI.10).

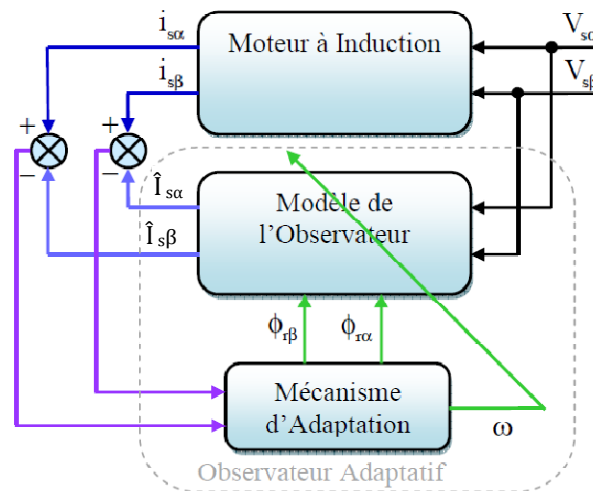


Fig. VI.10 Structure générale d'un observateur adaptatif

VI. 8. 1 Modèle de l'observateur

Le comportement dynamique de la machine asynchrone dans un repère lié au stator est décrit par l'équation (VI-48) comme suite :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \tag{VI-48}$$

Avec : $x = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta} \ \omega]^t$; $u = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^t$; $y = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta}]^t$

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & a_{13} & a_{14} & 0 \\ 0 & a_{22} & a_{23} & a_{24} & 0 \\ \frac{L_m}{t_r} & 0 & -\frac{1}{t_r} & -\omega & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{t_r} & \omega & -\frac{1}{t_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t ; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec : $a_{11} = a_{22} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{R_r}{L_r}\right)\right)$; $a_{13} = a_{24} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r t_r}$; $a_{14} = -a_{23} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega$

• L'observateur d'état sans adaptation (les paramètres de la matrice A restent constants) peut être décrit par l'équation d'état suivante :

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + G(y - \hat{y}) \quad (\text{VI-49})$$

$$y = Cx, \hat{y} = C\hat{x} \quad (\text{VI-50})$$

En définissant l'erreur sur la variable d'état par :

$$e = x - \hat{x} \quad (\text{VI-51})$$

Par soustraction des équations (VI-48) et (VI-49), la dynamique de l'erreur sera gérée par :

$$\dot{e} = (A - GC)e \quad (\text{VI-52})$$

Dans laquelle, le choix de G dépendant des valeurs propres de (A -GC)

• Dans le cas d'un observateur adaptatif, la matrice A dans l'observateur sans adaptation sera remplacée par la matrice \hat{A} telle que :

$$\hat{A} = A + \Delta A \quad (\text{VI-53})$$

Les variations ΔA de la matrice \hat{A} sont causées par les variations des paramètres à adapter, la vitesse de rotation ω dans notre cas, qui sera considérée comme variable constante et inconnue. L'observateur d'état adaptatif permettant d'estimer les composantes du courant statorique et les composantes du flux rotorique a donc pour équation d'état :

$$\dot{\hat{x}} = \hat{A}(\omega)\hat{x} + Bu + G(y - \hat{y}) \quad (\text{VI-54})$$

$$y = Cx, \hat{y} = C\hat{x} \quad (\text{VI-55})$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{R_r}{L_r}\right)\right) & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r t_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \hat{\omega} & 0 \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{R_r}{L_r}\right)\right) & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \hat{\omega} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r t_r} & 0 \\ \frac{L_m}{t_r} & 0 & -\frac{1}{t_r} & -\hat{\omega} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{t_r} & \hat{\omega} & -\frac{1}{t_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

VI. 8. 2 Mécanisme d'adaptation pour l'estimation de vitesse

La vitesse de rotation du moteur n'est pas mesurée, dans les équations d'état de l'observateur elle est considérée comme un paramètre inconnu et constant. Le mécanisme d'adaptation inclus consiste à établir une loi d'adaptation permettant d'estimer cette vitesse. Pour déterminer ce mécanisme d'adaptation et assurer la stabilité de l'observateur, on utilise le théorème de stabilité de Lyapunov [Kub 93] [KHO 04]. La dynamique de l'erreur de l'observateur adaptatif est obtenu par soustraction de (VI-48) et (VI-54), est donnée par :

$$\dot{x} - \hat{\dot{x}} = \dot{e} = [A - GC]e + [\Delta A]\hat{x} \quad (\text{VI-56})$$

Avec

$$[\Delta A] = [A] - [\hat{A}] \quad \text{et} \quad e = x - \hat{x}$$

$$[\Delta A] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a\Delta\omega \\ 0 & 0 & -a\Delta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\Delta\omega \\ 0 & 0 & \Delta\omega & 0 \end{bmatrix}$$

Avec

$$a = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \quad \text{et} \quad \Delta\omega = \omega - \hat{\omega}$$

On définit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = e^t e + \frac{1}{\lambda} (\omega - \hat{\omega})^2 \quad (\text{VI-57})$$

Sachant que λ est une constante positive

La dérivée de la fonction de Lyapunov, après simplification devient :

$$\frac{d}{dt} V = e^t \{ (A - GC)^t + (A - GC) \} e + 2a\Delta\omega (e_{I_{s\alpha}} \phi_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \phi_{r\alpha}) - \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{VI-58})$$

Avec

$$e_{I_{s\alpha}} = I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} \quad \text{et} \quad e_{I_{s\beta}} = I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}$$

Or le premier terme du second membre de l'équation (VI-58) est défini négatif, en égalisant le deuxième terme et le troisième terme afin que la dérivée $\frac{d}{dt} V$ soit définie négative, et on en déduit ainsi la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse de rotation de la machine selon :

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \lambda a (e_{I_{s\alpha}} \phi_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \phi_{r\alpha}) \quad (\text{VI-59})$$

La vitesse de rotation est estimée, sous condition qu'elle reste constante, par la relation :

$$\hat{\omega} = \lambda \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \int (e_{I_{s\alpha}} \phi_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \phi_{r\alpha}) dt \quad (\text{VI-60})$$

Mais la vitesse peut changer rapidement, pour améliorer la réponse dynamique de l'observateur, un régulateur PI est proposé, et la loi d'adaptation sera présentée par la relation :

$$\hat{\omega} = K_p (e_{I_{s\alpha}} \phi_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \phi_{r\alpha}) + K_i \int (e_{I_{s\alpha}} \phi_{r\beta} - e_{I_{s\beta}} \phi_{r\alpha}) dt \quad (\text{VI-61})$$

Avec

$$K_p : \text{est une constante positive et } K_i = \lambda \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$$

La matrice de gain G est choisie de telle sorte que le premier terme de l'équation (VI-58) soit semi-défini négatif, et la loi d'adaptation est stable. La matrice G de l'observateur est présentée en fonction des paramètres de la machine :

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^t \quad (\text{VI-62})$$

Avec g_1, g_2, g_3, g_4 sont donnés par :

$$g_1 = (1 - k_1) \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma t_r} + \frac{1}{t_r} \right) \quad ; \quad g_2 = (k_1 - 1) \hat{\omega}$$

$$g_3 = \frac{1-k_1^2}{a} \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma t_r} + \frac{aL_m}{t_r} \right) + \frac{k_1-1}{a} \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma t_r} + \frac{1}{t_r} \right) ; \quad g_4 = \frac{(k_1-1)}{a} \hat{\omega}$$

Avec k_1 est un coefficient obtenu par le placement de pôle [Kub 93], [Jeh 00], [Tan 02], [Kho 04]. Le flux statorique est donné en fonction de courant statorique et de flux rotorique par :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \sigma L_s I_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = \sigma L_s I_{s\beta} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{VI-63})$$

VI. 8. 3 Structure de la commande prédictive directe du couple de la MAS sans capteur de vitesse associée à un observateur adaptatif :

La structure de l'association de la commande prédictive directe du couple à un observateur adaptatif d'une machine asynchrone sans capteur est représentée sur la (Fig. VI.11), en remplaçant l'ensemble de l'estimateur de flux et du couple dans la (Fig. V-13) par l'observateur adaptatif.

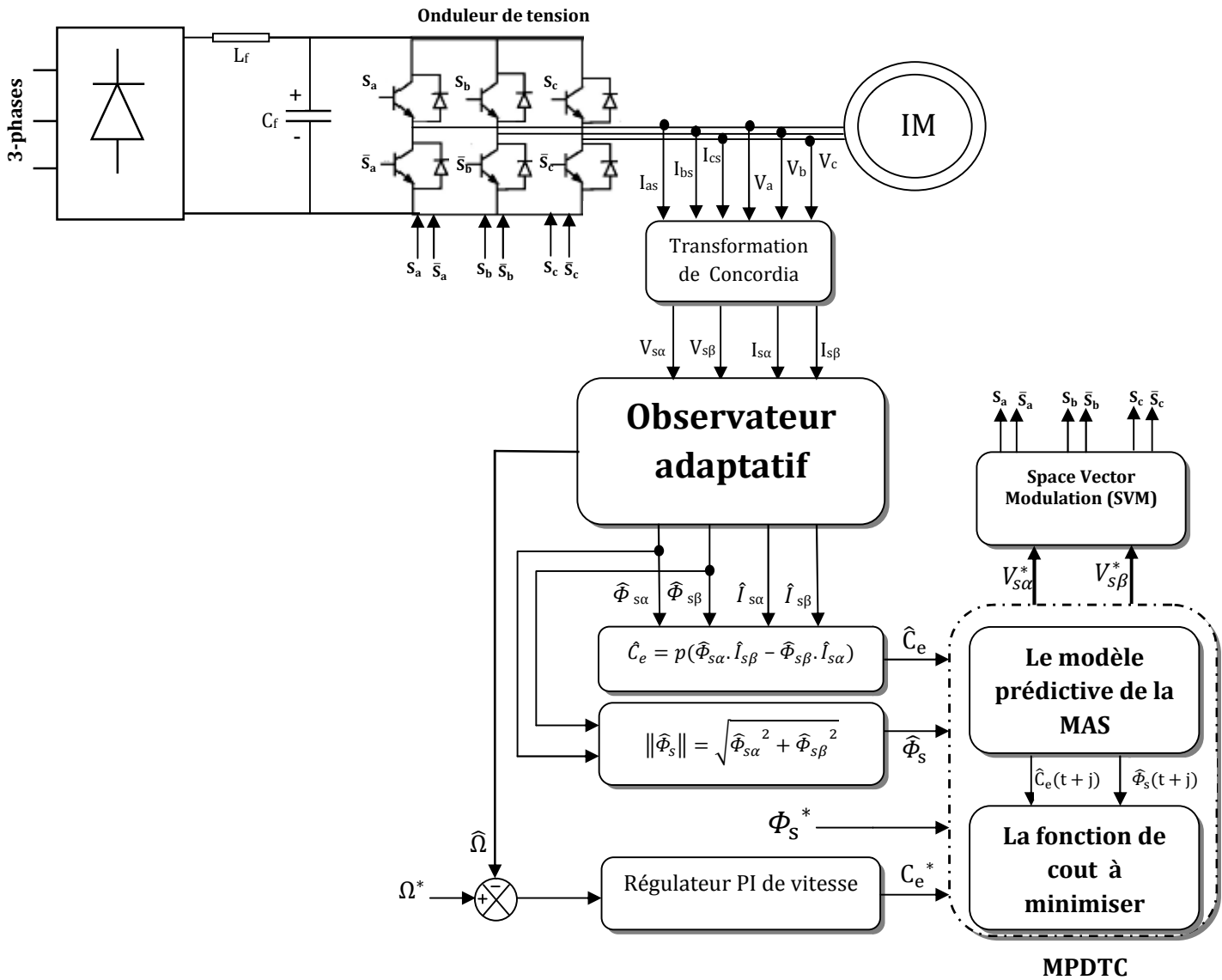


Fig. VI.11 Schéma de la commande prédictive directe de couple de la MAS sans capteur de vitesse Associé à un observateur adaptatif.

VI. 9 Résultats de simulation

Pour mettre en évidence les performances et la robustesse de cette commande, on a simulé le système avec différents modes de fonctionnement.

VI. 9. 1 Test en charge nominale

Les figures (Fig. VI.12. a, b, c, d) illustrent les performances de la commande sans capteur de vitesse au démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge $C_e=20$ Nm à $t=0.6$ s, puis on l'annule à l'instant $t=1.5$ s. On voit que l'observateur donne un flux qui suit bien l'évolution du flux réel dans la machine, et par la suite il donne un couple plus stable et l'erreur d'estimation tend vers zéro, la même constatation pour la vitesse réelle et la vitesse

estimée, qui ont des réponses sans dépassement et l'erreur d'estimation est pratiquement nulle.

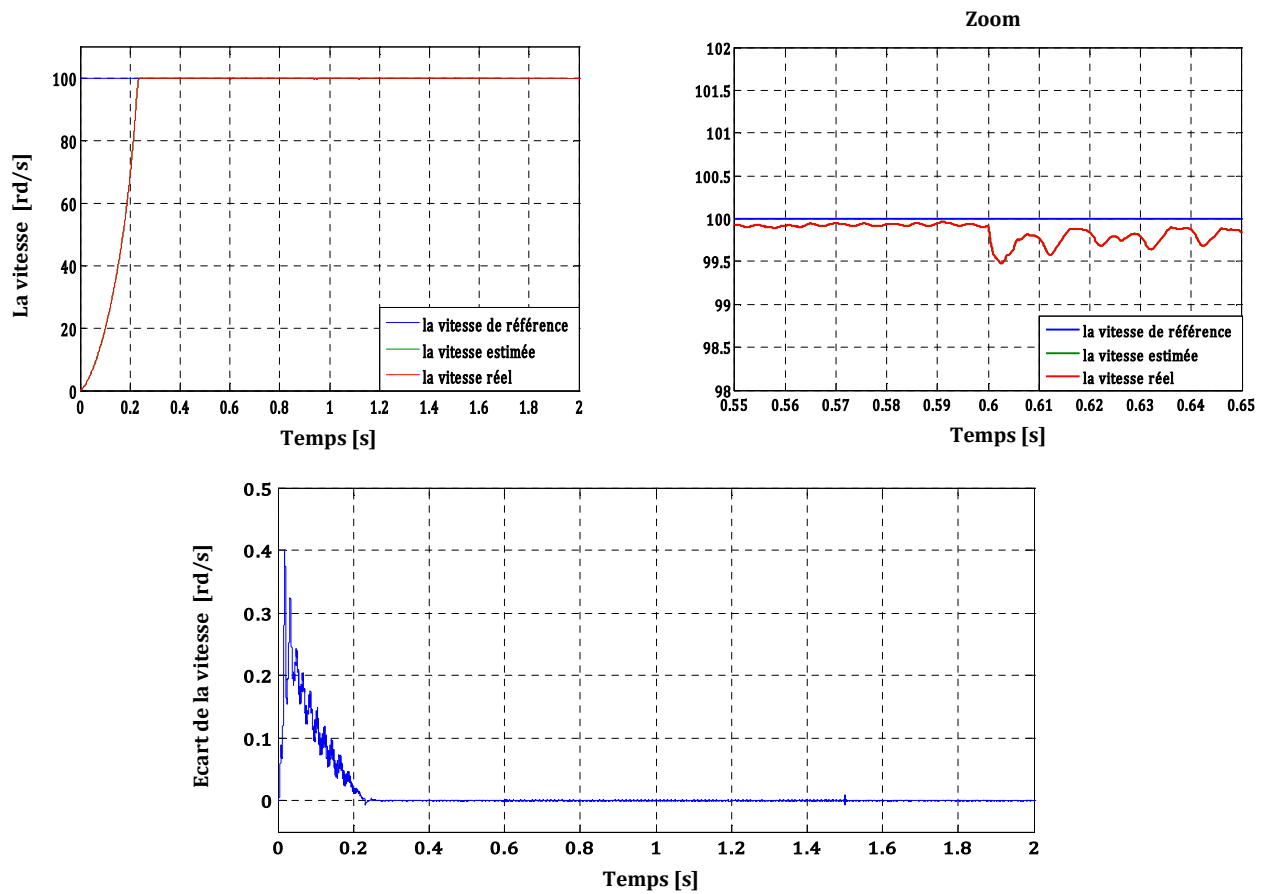
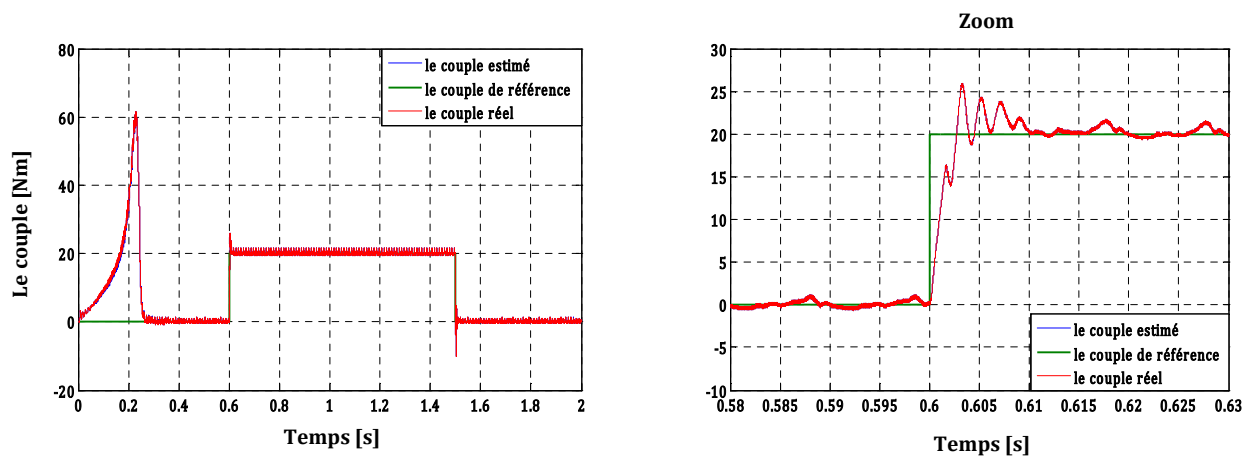


Fig. VI.12. a Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif – Evolution de la vitesse -



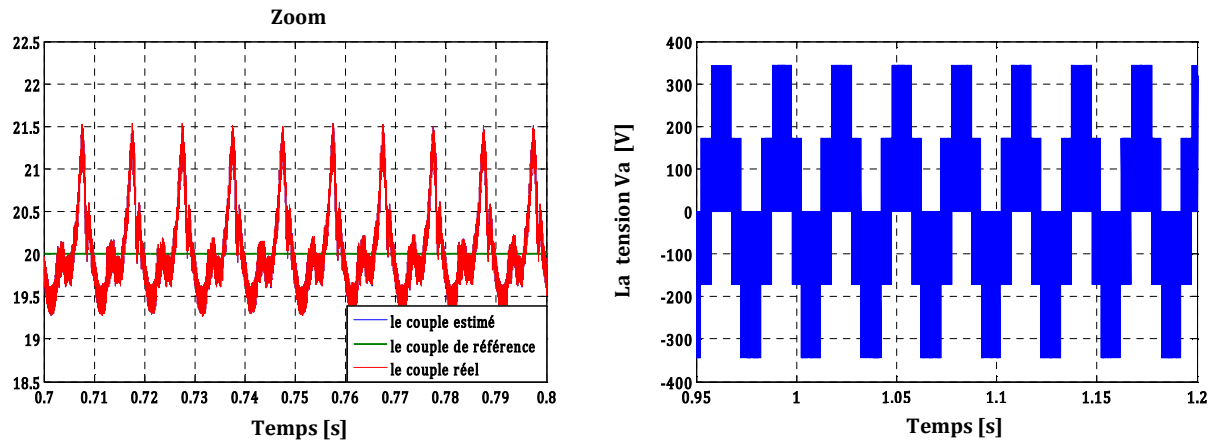


Fig. VI.12. b Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif - Evolution du couple et la tension statorique -

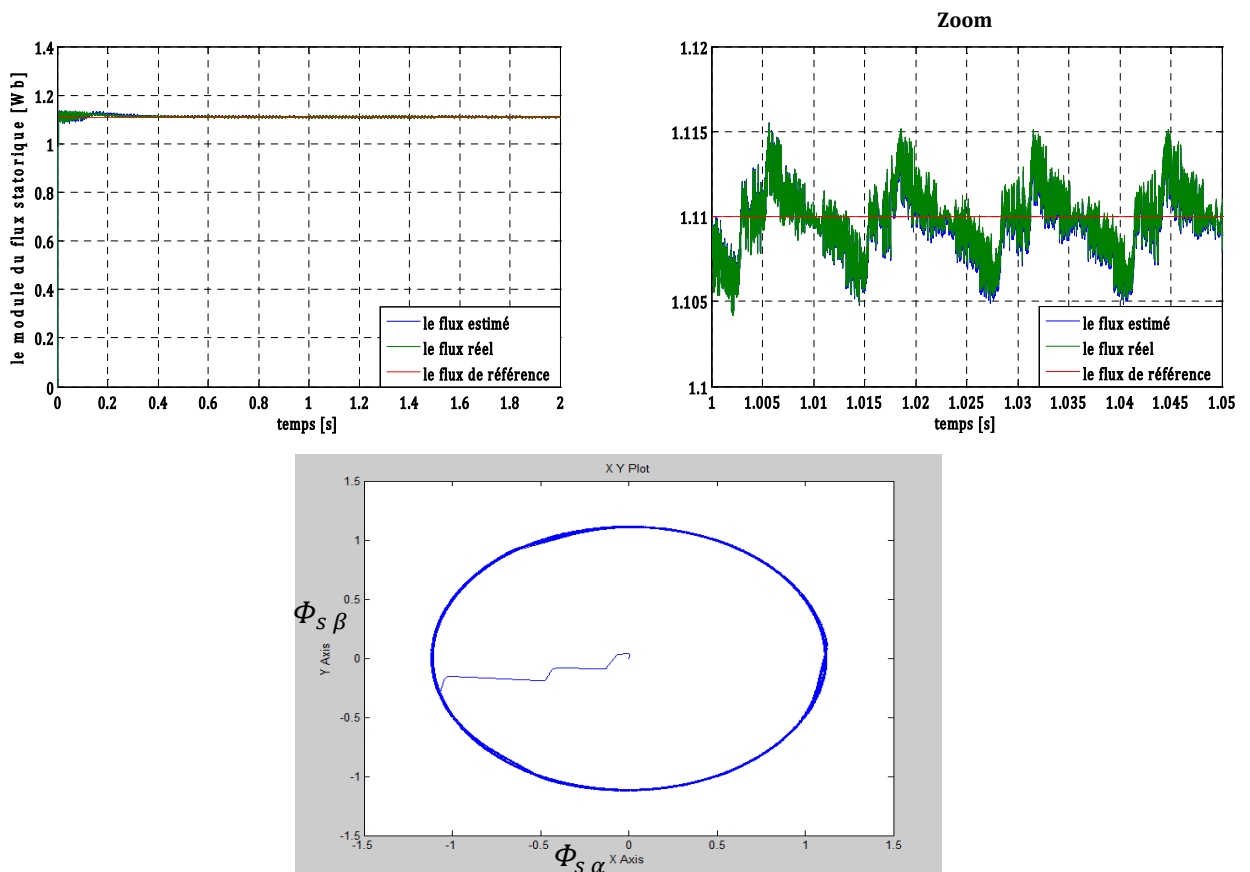


Fig. VI.12. c Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif - Evolution de module du flux statorique -

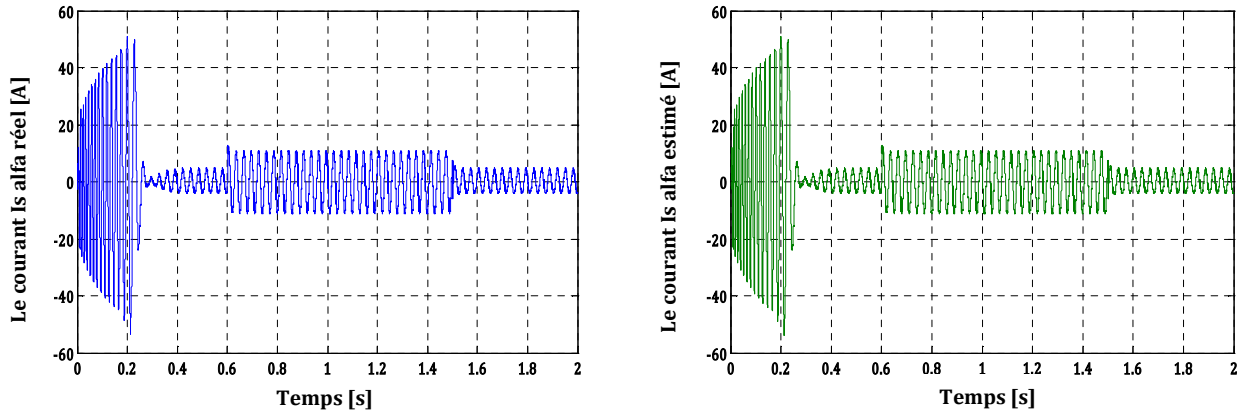
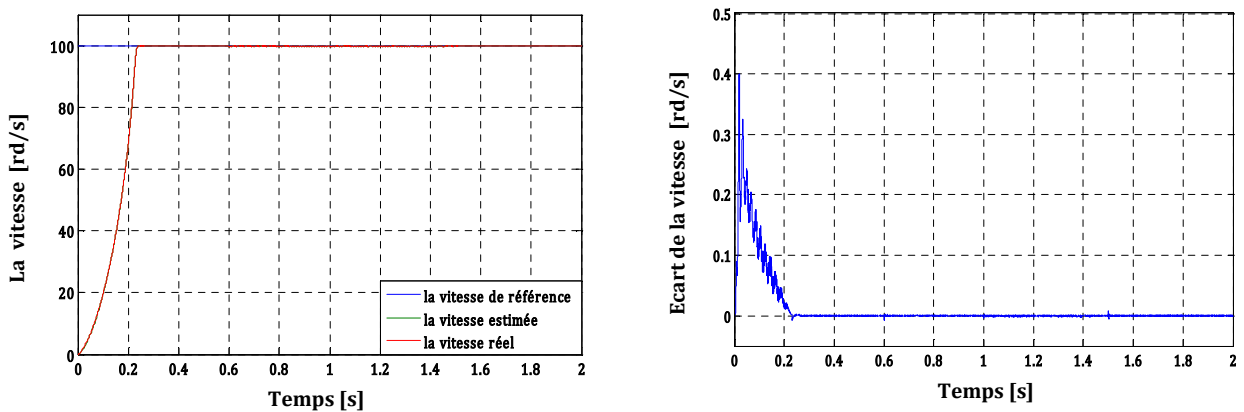


Fig. VI.12. d Test en charge nominale de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif – Evolution de courant statorique -

VI. 9. 2 Test en charge variable

Les résultats de simulation pour des charges différentes, 20Nm, 30Nm et 10Nm appliquées respectivement aux instants 0.6s, 1s et 1.5s, avec une vitesse de rotation de 100rd/s sont illustrés à la (Fig. VI. 13).

L'analyse de réponse pour des différentes charges est rassurante plus encore, on constate que l'erreur d'estimation de flux est pratiquement tend vers zéro, la vitesse reste insensible aux variations de la charge, de ce fait, la loi d'estimation de la vitesse est qualifiée d'excellente, et le couple suit les variations de la charge, donc on note également une insensibilité de l'algorithme de commande vis-à-vis aux variations de la charge.



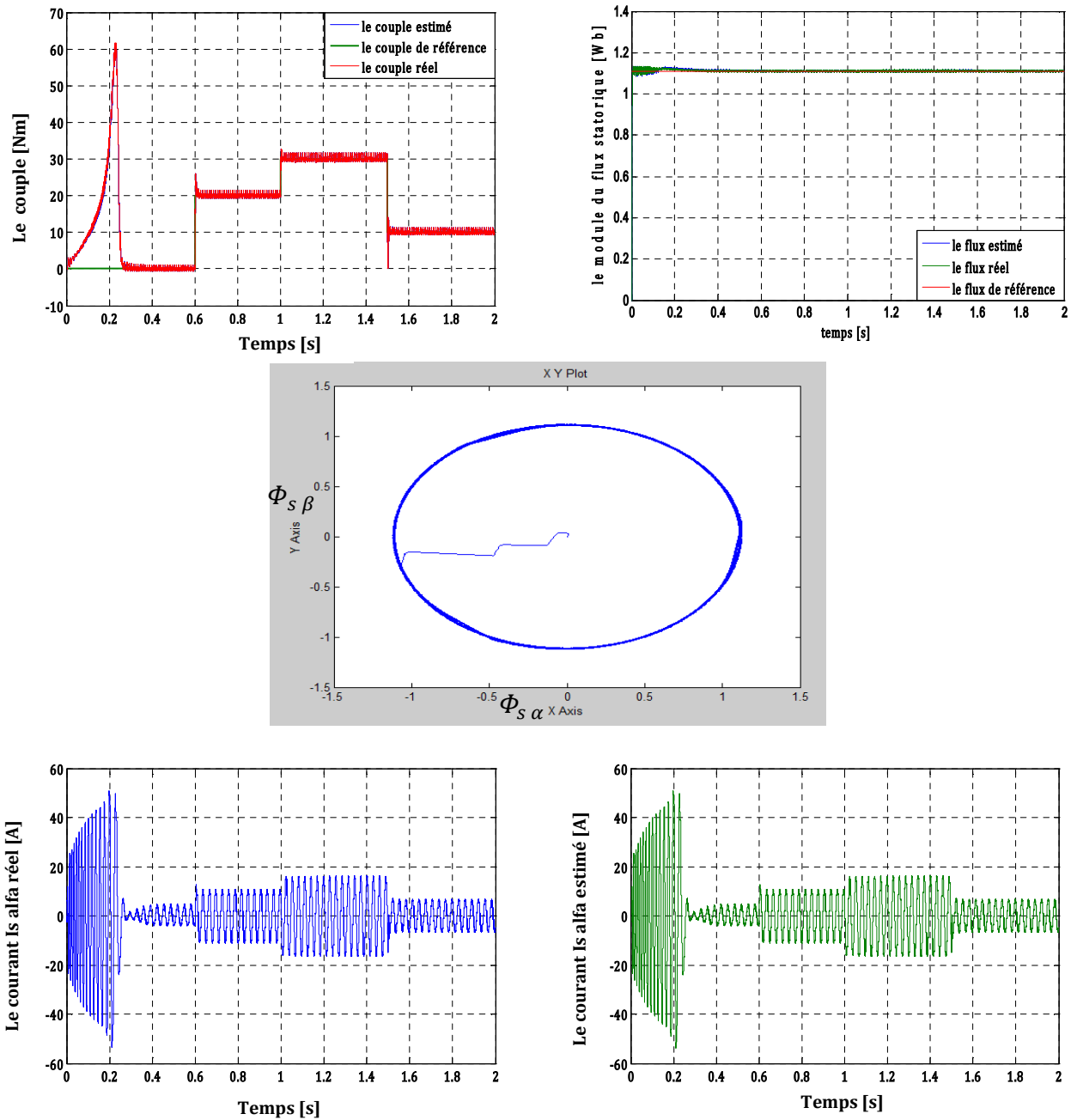
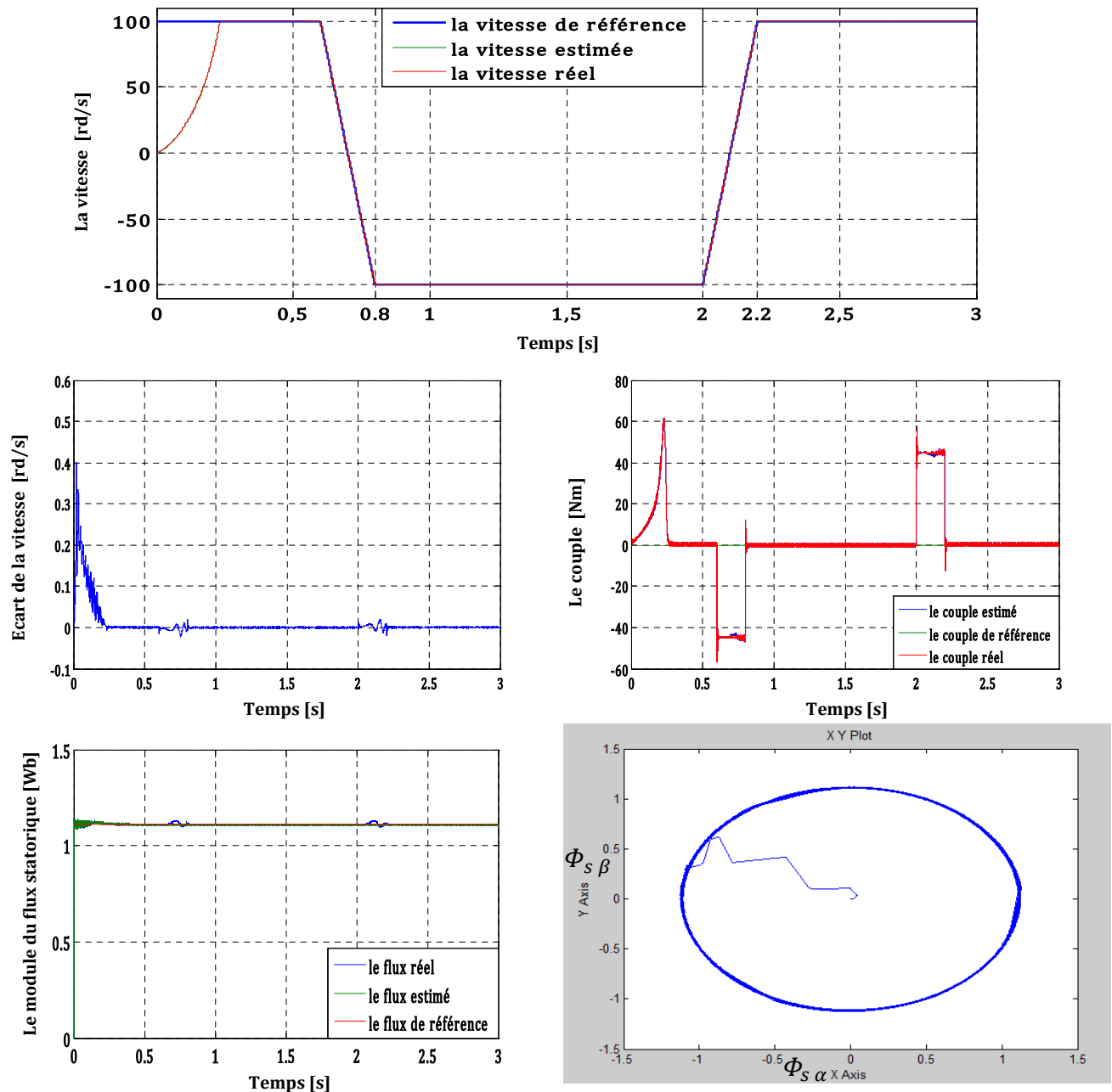


Fig. VI.13 Test en charge variable de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif

VI. 9. 3 Test en inversion de sens de rotation

Parmi les tests les plus sévères pour l'évaluation de la robustesse des systèmes d'entraînement à vitesses variables, l'inversion de sens de rotation de la machine. Dans ce test, après un démarrage normal on inverse le sens de la vitesse à l'instant $t = 0.6s$ en appliquant un changement de consigne de vitesse de $+100 \text{ rad/s}$ à -100 rad/s , puis à l'instant $t = 2 \text{ s}$ on applique une autre inversion de sens de -100 rad/s à $+100 \text{ rad/s}$ (Fig. VI. 14).

On constate que la vitesse estimée suit les variations de la vitesse réelle et l'erreur d'estimation est pratiquement nulle, et par conséquent la loi d'estimation de la vitesse peut être qualifiée de robuste vis-à-vis les variations importantes de la vitesse. Le flux estimé et le flux réel ainsi que l'erreur d'estimation sont affectés d'une légère variation aux instants sévères de fonctionnement. La réponse de couple et celle du courant statorique estimé sont illustrées dans la figure.



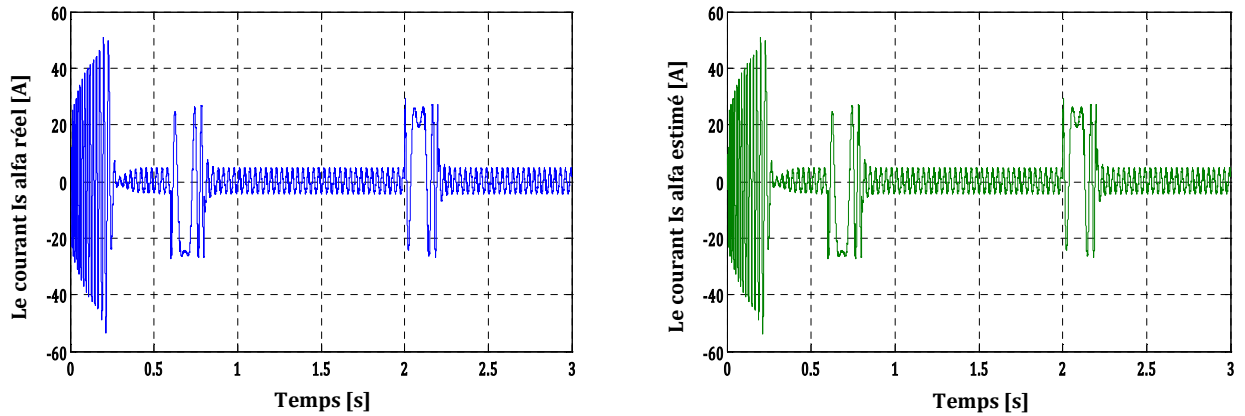
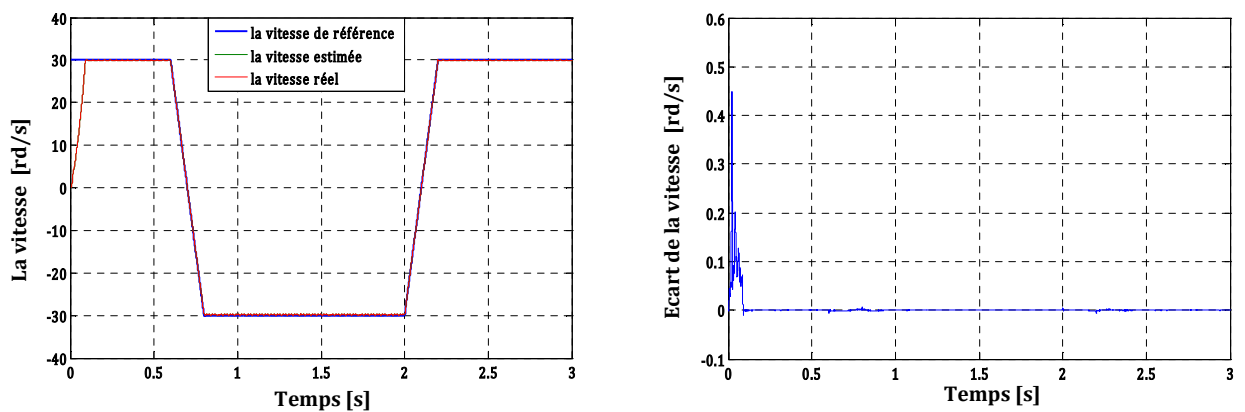


Fig. VI.14 Test en inversion de sens de rotation de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif

VI. 9. 4 Test en régime à faible vitesse

Le test à faibles vitesses est l'un des tests importants pour la validation de l'estimation de la vitesse par l'observateur adaptatif, pour cet objectif on a effectué des simulations à faibles vitesses, en appliquant une variation de $+30$ rad/s à -30 rad/s à l'instant $t = 0.6$ s suivi d'une autre inversion de -30 rad/s à $+30$ rad/s à l'instant $t = 2$ s.

Les résultats de simulation illustrés à la (Fig.VI.15) montrent que le flux est estimé convenablement et l'erreur d'estimation tend vers zéro, la variation de vitesse pratiquement n'a pas infecté le flux estimé, et la vitesse estimée suit sa consigne toujours d'une façon acceptable.



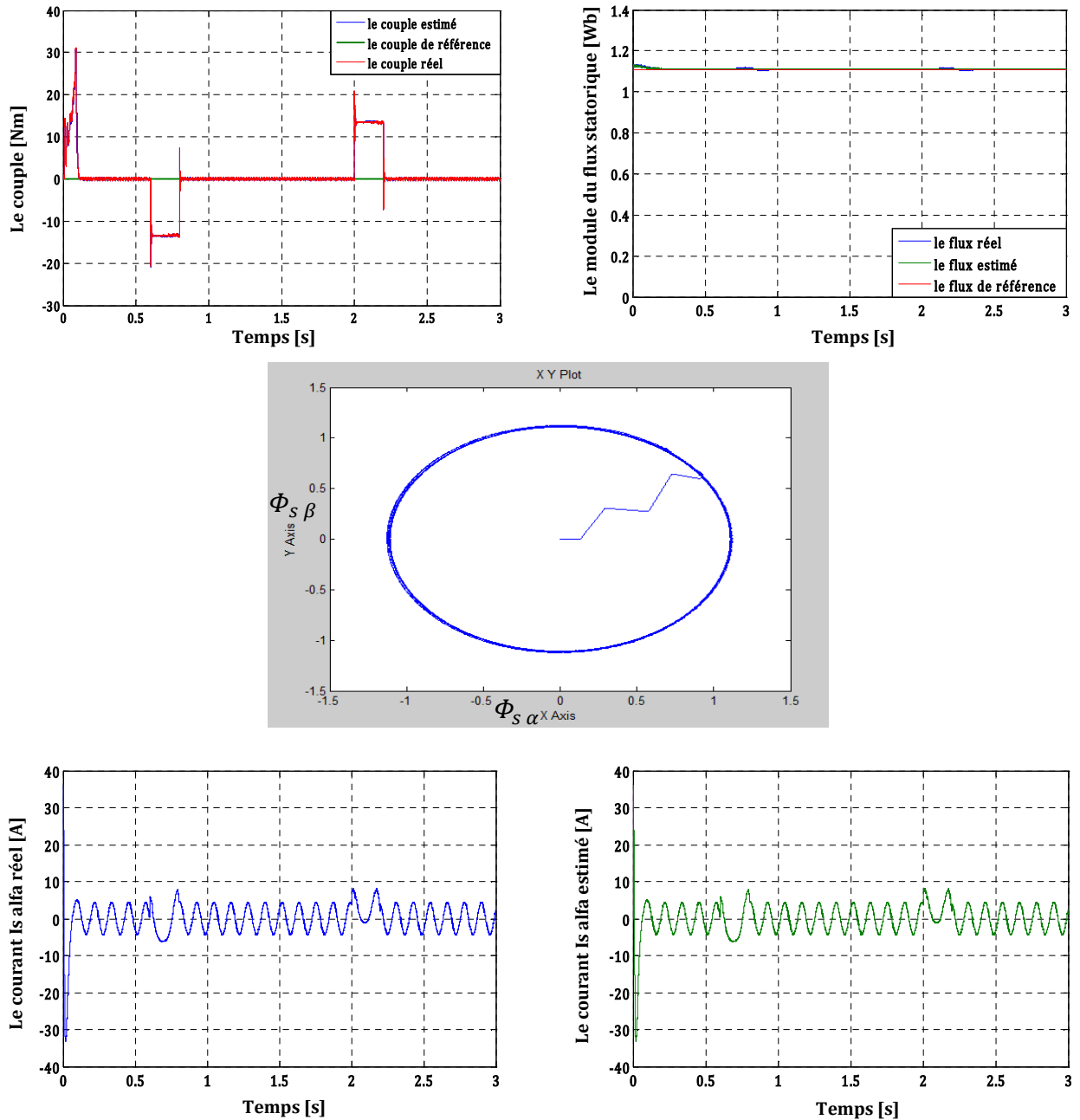


Fig. VI.15 Test en régime à faible vitesse de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif

VI. 9. 5 Test avec variation de la résistance statorique

Les variations paramétriques ont un effet gênant dans la plus part des lois de commande, pour étudier l'effet de la variation de la résistance statorique sur les performances de l'observateur adaptatif on a effectué la simulation du système avec une variation de la résistance statorique en augmentant au double de sa valeur nominale à l'instant $t = 0.6$ s à vitesse de 30 rd/s.

Les résultats de simulation sont illustrés à la (Fig.VI. 16), on constate que le flux statorique estimé suit l'évolution du flux réel légèrement affectée par l'effet de la variation de la résistance statorique, l'observateur corrige bien le flux statorique et que implique une observation stable au régime permanent. Le couple reste près de la valeur de consigne.

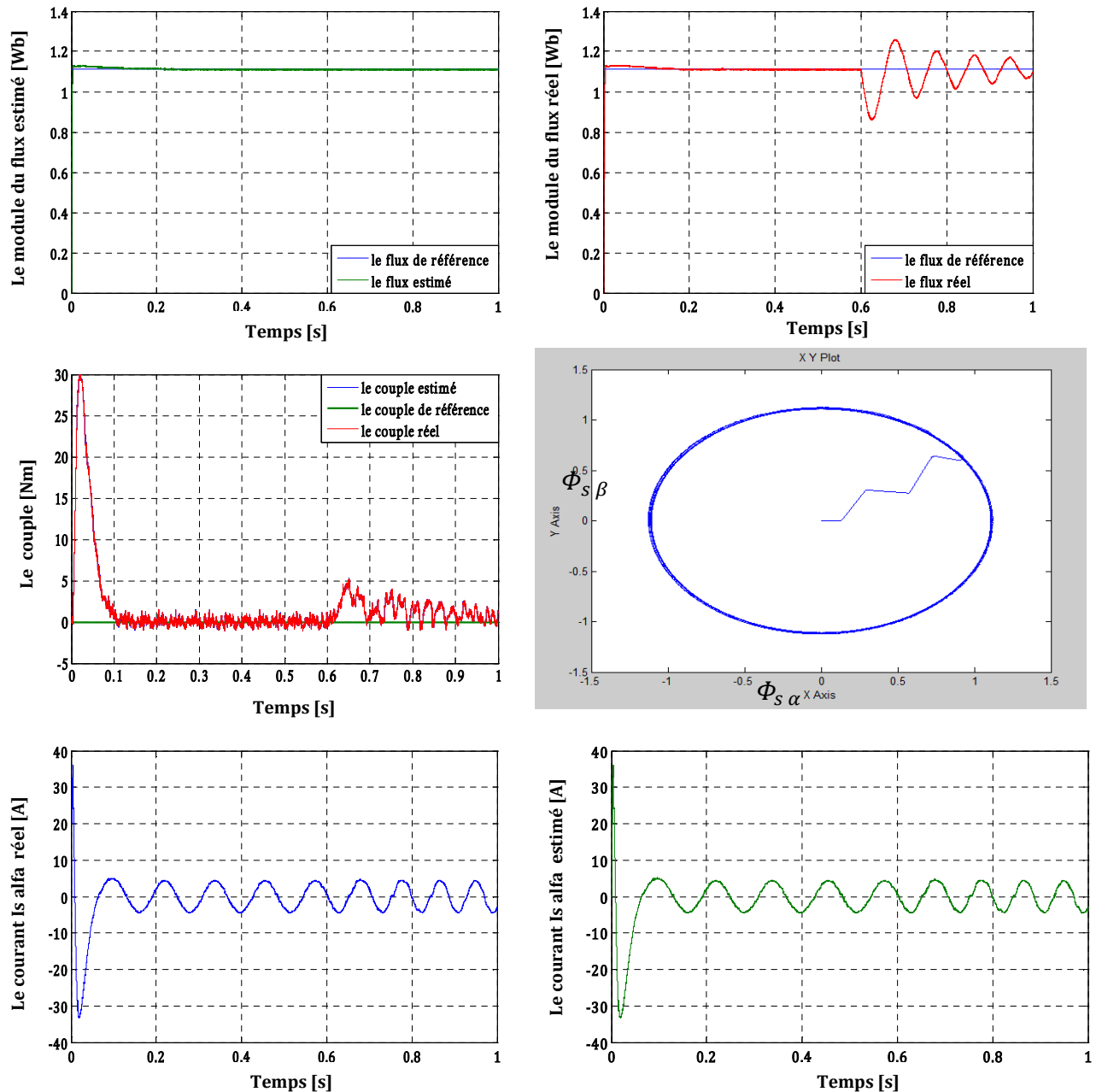


Fig. VI.16 Test en variation de la résistance statorique de la commande prédictive directe du couple associée à un observateur adaptatif

VI. 10 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre deux algorithmes d'estimation de la vitesse et du flux statorique d'un moteur à induction commandé par MPDTC associé à un observateur non-linéaire (FKE, et observateur adaptative). On a étudié ainsi la robustesse des algorithmes vis à vis des perturbations de différentes nature à travers des situations simulées.

Les résultats de simulation obtenus nous ont permis de conclure que la commande sans capteur de vitesse de la MAS commandé par MPDTC, est assez rapide et robuste, face aux perturbations de la charge et au changement de la consigne de vitesse de rotation.

La détection des résidus insignifiants représentant les erreurs d'observation, indique une convergence rapide de ces erreurs vers zéro ainsi que la bonne poursuite des consignes de ces observateurs. On peut conclure, donc, que ces observateurs sont robustes contre les variations paramétriques, nous avons remarqué aussi que l'estimation du flux statorique par l'observateur adaptatif a bien compensé la variation de la résistance statorique, et a rendu le moteur à induction commandé par MPDTC plus robuste et plus stable.

On a constaté aussi que cette commande est caractérisée par la complexité de conception d'une part et la robustesse mécanique d'autre part. En effet, elle nous a permis surtout de se débarrasser du capteur mécanique de la vitesse ou de la position, qui est coûteux et fragile. A noter aussi que le réglage des matrices Q et R du filtre de Kalman et le choix des paramètres propre de la commande prédictive (N_1 , N_2 , N_u , λ) doit être effectué par des essais de simulation afin d'assurer une stabilité de l'entraînement dans toute la plage de vitesse, de façon à respecter le compromis entre la dynamique et les erreurs statiques.

Conclusion générale

Dans cette thèse, une étude bibliographique, théorique et par simulation portant sur la commande prédictive directe du couple de la machine asynchrone, à base du contrôle direct de couple (DTC) a été présentée.

L'objectif du travail présenté dans cette thèse est la synthèse des différentes stratégies de commande directe de couple : Commande DTC, Commande DTC-SVM (en deux approches), puis la mise en œuvre de la commande prédictive directe de couple appliquée à la machine asynchrone. Le but est d'améliorer et minimiser les ondulations du couple et du flux de la MAS d'une part et la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur d'autre part. Les oscillations du couple peuvent exciter des résonances mécaniques et provoquant des bruits acoustiques. La minimisation de la fréquence de commutation fait minimiser largement les pertes par commutation.

Après avoir effectué une étude bibliographique concernant les techniques de la commande DTC de la MAS, et après avoir énoncé le principe de la commande prédictive, nous avons présenté dans le premier chapitre l'état de l'art de la commande DTC et son approche la commande prédictive directe de couple de la MAS, dans le but d'étudier la littérature concernant notre sujet de recherche.

Le principe de contrôle direct de couple (DTC), qui est basé sur l'orientation du flux statorique a été présenté. Cette technique permet d'estimer les grandeurs de contrôle (le flux statorique et le couple électromagnétique) à partir des grandeurs accessibles à la mesure sans recours aux capteurs dédiés et d'imposer directement l'amplitude des ondulations de ces grandeurs. La méthode consiste à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur selon l'évolution des valeurs du flux stator et du couple électromagnétique de la machine. Afin de minimiser les ondulations du couple et l'effet de la résistance statorique dans les faibles vitesses, on a remédié le problème par l'utilisation de deux approches (DSVM - DTC, et DTC modifiée).

La réponse dynamique du système a été également améliorée, par l'introduction d'un algorithme de commande, pour lequel le couple et le flux sont régulés chacun par un régulateur PI, où la table de vérité et les hystérésis sont éliminées. Cette structure de commande possède les avantages du contrôle vectoriel et du contrôle direct du couple et

permet de surpasser les problèmes de la DTC classique. Les régulateurs PI et la technique de modulation vectorielle sont employés pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins de pulsations du couple et du flux. Ainsi que nous avons proposé un autre algorithme qui sert à l'estimation du flux du rotor et le contrôle de l'angle de charge par un régulateur PI. Cette stratégie de contrôle utilise un seul régulateur pour le couple, qui actionne sur l'angle entre le flux du stator et le flux du rotor (connu sous l'angle de charge δ) et un simple bloc d'estimation de flux du rotor. On a montré par simulation que le premier algorithme présente des performances élevées au niveau de la minimisation des ondulations du couple et du flux ainsi que la réduction de la fréquence de commutation de l'onduleur.

Dans ce travail nous avons étudié la philosophie et le principe de la commande DTC prédictive. Premièrement la régulation de la vitesse par la commande prédictive est réalisée. Toujours dans le but de la minimisation des ondulations du couple et du flux, ainsi que la réduction de la fréquence de commutation de l'onduleur, nous avons étudié et simulé, une technique que nous avons appelé commande prédictive basée sur la linéarisation entrée-sortie. Cette technique montre une efficacité notable et des performances dynamiques et statiques élevées soit pour le temps de réponse ou pour la stabilité du système ou bien, au niveau de la minimisation des pulsations de couple et du flux statorique.

Les résultats de simulation montrent que les paramètres de réglage et de conception du régulateur ont une influence déterminante sur le comportement du système. Mais ce n'est pas toujours facile de trouver des valeurs optimales de ces paramètres.

Dans la première partie du dernier chapitre on a présenté l'association de la commande prédictive directe du couple à un observateur de Kalman étendu pour une meilleure estimation de vitesse et des flux statoriques. On a bien détaillé les étapes d'élaboration de l'algorithme du filtre de Kalman. Des tests de simulation sont faits pour examiner la robustesse de ce filtre ainsi que le système d'entraînement complet dans différents modes de fonctionnement.

La deuxième partie a montré la simulation du système avec une structure de commande comprenant un observateur adaptatif permettant d'estimer la vitesse de rotation et les composantes de flux statorique par un choix adéquat d'une fonction de Lyapunov, cette association montre que le système est plus robuste et les performances statiques et dynamiques de cet observateur sont illustrées par des résultats de simulation. A partir des

erreurs d'observation, on remarque une convergence rapide des erreurs vers zéro ainsi que la bonne poursuite des consignes de cet observateur.

PERSPECTIVES

L'ensemble de nos réflexions et de nos études nous conduit à présenter quelques perspectives à ce travail.

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux afin d'augmenter le nombre des vecteurs tensions utilisés dans la technique SVM.
- L'implémentation de l'approche de la commande prédictive directe du couple basée sur la linéarisation entrée-sortie sur une carte DSPACE serait intéressante.

Les paramètres de la machine asynchrone

L'identification de la machine asynchrone a été faite au niveau du Laboratoire de génie électrique -LGEB- de Biskra. Elle conduisait aux caractéristiques et paramètres suivants:

➤ **Les caractéristiques:**

- Puissance utile : $P_u = 3 \text{ KW}$.
- La tension alimentant la machine : $U = 380 \text{ v}$.
- Le courant absorbé de la machine : $I = 6.3 \text{ A}$
- Le facteur de puissance : $\cos \varphi = 0.84$.
- La vitesse de rotation nominale de la machine : $N_n = 1430 \text{ tr/mn}$.
- Le couple nominale : $C_e = 20 \text{ Nm}$.
- La fréquence : $f_s = 50 \text{ Hz}$.

➤ **Les paramètres:**

- La résistance de la phase statorique : $R_s = 3.36 \Omega$.
- La résistance de la phase rotorique : $R_r = 1.09 \Omega$.
- Inductance cyclique de la phase du stator : $L_s = 0.256 \text{ H}$.
- Inductance cyclique de la phase du rotor : $L_r = 0.2395 \text{ H}$.
- Inductance mutuelle cyclique entre une phase du stator et du rotor : $m = 0.236 \text{ H}$.
- Le moment d'inertie de la machine : $j = 4,5 \cdot 10^{-2} \text{ Kg.m}^2$.
- Le coefficient de frottement visqueux : $f = 6,32 \cdot 10^{-4} \text{ N.m.sec}$.
- Le nombre de pair de pole de la machine : $p = 2$.

Réglage classique de la vitesse :

La régulation de la vitesse est un besoin indispensable dans l'industrie contre les variations indésirables dans la charge. Pour cette régulation en boucle fermée, on utilise un correcteur de type **(PI)** qui combine l'action proportionnelle et intégrale pour améliorer le régime permanent et transitoire de la réponse de vitesse (voir Fig. B-1).

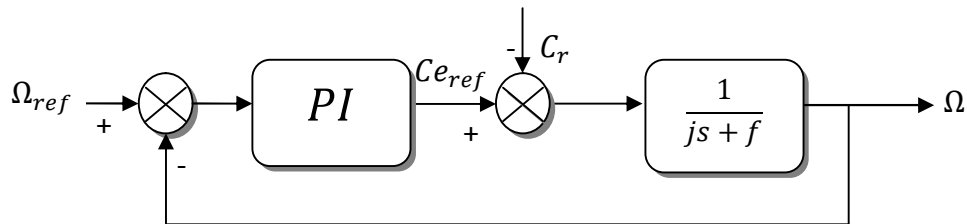


Fig.B-1 régulation classique de vitesse

L'équation dans le régime temporel de ce correcteur est donnée ci-dessous :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (\text{B-1})$$

Où $e(t)$, $u(t)$, K_p et K_i désignent respectivement l'erreur à l'instant t , la commande générée et les gains du correcteur.

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau s}\right) \quad (\text{B-2})$$

Où s est l'opérateur dérivée de LAPLACE; $\tau = \frac{K_p}{K_i}$ Constante de temps.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF = \frac{PI(s) \cdot \frac{1}{js+f}}{1 + PI(s) \cdot \frac{1}{js+f}} \quad (\text{B-3})$$

En remplaçant l'équation (B-2) dans (B-3), avec $C_r = 0$, et après simplification on obtient :

$$FTBF = \frac{(1+\tau s)}{\frac{j}{K_i} s^2 + \left(\frac{f+K_p}{K_i}\right) s + 1} \quad (\text{B-4})$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients K_p et K_i , dans ce cas on utilise la méthode de l'imposition des pôles.

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{K}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2} \quad (\text{B-5})$$

Tel que l'équation caractéristique est : $1 + \frac{2\xi}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2$ par identification de celle de la relation (B-4) j'aurai le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{j}{K_i} \\ \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p + f}{K_i} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_i = j\omega_n^2 \\ K_p = \frac{2\xi K_i}{\omega_n} - f \end{cases} \quad (\text{B-6})$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence du dépassement. Cette technique concerne l'imposition des valeurs de l'amortissement et de la pulsation ξ et ω_n pour déterminer les coefficients K_p et K_i .

Références Bibliographiques

- [Zha 10] Z. Zhang, R. Tang, B. Bai, and D. Xie "Nouvel direct torque control based on space vector modulation with adaptive stator flux observer for induction motors", IEEE transactions on magnetics, Vol 46, N° 8, pp 3133-3136, 2010.
- [Mar 10] A. Maria "commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs asynchrones à aimants permanents" thèse de doctorat, institut national des sciences appliquées de Lyon, France, 2004.
- [Bel 11] S. Belkacem, F. Nacéri and R. abdessemed "Improvement in DTC-SVM of AC Drives Using a new Robust Adaptive Control Algorithm" international Journal of Control Automation and System, IJCAS, Vol 9, N°2, 2011.
- [Bel 10] S. Belkacem, Bzegueb, F. Nacéri "Robust Non-linear Direct Torque and Flux Control of Adjustable Speed Sensorless PMSM Drive Based on SVM Using a PI Predictive Controller", Journal of Engineering Science and Technology Review (JESTR), Vol 3, N°1, pp 168-175; 2010.
- [Hey 09] F. Heydrai, A. Sheikholeslami, K. G. Firouzah, S. Lesan "predictive field-oriented control of PMSM with space vector modulation technique" Electr. Electron. Eng, China, Vol 5, N°1, pp 91-99; 2009.
- [Ara 06] R. Arab Markadeh, J. Soltani "Robust direct torque and Flux Control of Adjustable speed sensorless induction machine drive based on space vector modulation using a PI predictive controller", Electrical Engineering, Vol 88, pp 485-496, 2006.
- [Kab 03] S. H. Kaboli, M. R. Zolghadri, A. Homaifar « effects of sampling time on the performance of Direct Torque Controlled Induction Motor Drive" IEEE power electronics, pp 421-426, 2003.
- [Lin 07] X. Lin-Shi " commande des systèmes de conversion d'énergie" habilitation à diriger des recherches, France, juillet 2007.
- [Lee 00] K. B. Lee, J. H. Son, I. Choy "Torque ripple reduction in DTC of induction motor driven by 3-level inverter with low switching frequency", PESC, pp 448-453, 2000.
- [Lin 07] L. Lin, Y. Zou, Z. Wang, H. Jin, H. Zhong « A DTC algorithm of induction motors fed by three-level inverter with neutral-point balancing Control" proceeding of the CSEE, Vol 27, N°3 pp 46-50, 2007.
- [Hus 07] F. Hussein, E. Soliman, E. M. Elbuluk " Direct Torque Control of a Three phase Induction Motor using a Hybrid PI/Fuzzy Controller" IEEE, pp 1681-1685, 2007.
- [Pac 03] M. Pacas and J. Weber " Direct Torque Control for the PM synchronous machine", Industrial Electronics Society, 2003. IECON 03, the 29th annual Conference of the IEEE, Vol 2, pp 1249-1254, novembre 2-6, 2003.
- [Cap 07] R. M. Caporal et M. Pacas « A Predictive Torque Control for Synchronous Reluctance Machine Taking Into Account The Magnetic Cross Saturation", IEEE Transaction on Industrial Electronics 54(2): 1161-1167, Avril 2007.
- [Cas 94] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani « Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines » 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON 94, Vol 1, pp.299-304, 1994.
- [Amb 04] V. Ambrozic, G. S. Buja, R. Menis "Band Constrained technique for direct torque control of induction motor", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol 51, N°51, pp 776-784, 2004.
- [Beh 08] R. K. Behera and S. P. Das "Improved direct torque control of induction motor with dither injection", Vol 33, N° 5, pp 551-564, 2008.
- [Rom 03] L. Roumeral, A. Arias, E. Aldabas, and M. G. Jayne " Nouvel direct torque control scheme with fuzzy adaptive torque ripple reduction", IEEE Trans, on Industrial Electronics, Vol 50, N° 3, pp 487-492, 2003.
- [Lin 10] S. Xi. Lin, M. Yuw, Y. Guang Chen, S. Li " A Nouvel fuzzy Torque Control System for Three-Level Inverter-Fed Induction Machine", International Journal of Automation and Computing, Vol 7, N° 1, pp 78-85, 2010.

- [Mar 02] C. A. Martins, X. Roboam, T. A. Meynard, A. S. Carvalho « Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives », IEEE Trans. Power Electron, Vol 17, N°2, pp 286-297, 2002.
- [Lee 06] K. B. Lee and F. Blaabjerg “Improved Direct Torque Control for Sensorless Matrix Converter Drives with Constant Switching Frequency and Torque ripple Reduction” International Journal of Control Automation, and Systems (IJCAS), Vol 4, N° 1, pp 113,123, 2006.
- [Lar 06] J. Lara, A. Cabello,V. Guzman,M. Giemenes and J. Restrepo « Induction Motor Direct Torque Control Using Matrix Converters”, Proceedings of rhe 41 st International Conference UPEC’ 06,Vol 1, pp 383-387, 2006.
- [Chu 08] Z. Chummei, L. Heping, C. Shujin,W. Fangjun “Application of neural netwerks for permanent magnet synchronous motor direct torque control”, Journal of systems Engineering and Electronics Elseiver, Vol 19, N° 3, pp 555-561, 2008.
- [Siv 07] Y. V. Siva.Reddy, M. Vijayakumar and T. Brahmananda “ Direct Torque Control of Induction Motor Using Sophisticated lookup Tables Based on Neural Networks”, AIML Journal ,Vol 7, N° 1, 2007.
- [Rad 09]E. Al-radadi “ Direct Torque Neuro-fuzzy Speed Control of Induction Machine Drive Based on a New Variable gain PI Controller” , Journal of Electrical Engineering, Vol 59, N° 4, 2009.
- [Gra 00] P. Z. Grawbowski, M. P. Kazmierkowski, B. K. Bose, F. Blaabjerg “ A simple Direct Torque Neuro-Fuzzy Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Drive”, IEEE Trans on Industriel Electronics, Vol 47, pp 863-870, 2000.
- [Rom 07] M. Romero,J. H. Bralavsky and M. I. Valla “ Ripple reduction in direct torque and flux control of induction motors via sliding modes”, Latin American Applied resarch, Vol 37, pp, 289-297, 2007.
- [Vas 98]P. Vas, “Sensorless Vector and Direct Torque Control”, Clarendon Press, 1998.
- [Sol 07] J. Soltani, G. R. A. Markadeh, and N. R. Abjadi “ A new Adaptive direct torque control (DTC)scheme based-on SVM for adjustable speed snsorless induction motor drive” in ICEMS, Seoul, Korea, pp497-502, 2007.
- [Khe 10] A. Khedher, M. F. Mimouni “sensorless adaptive DTC of Double star Induction Motor”, Energy Conversion and Management, Elsevier, Vol 51, N° 1, pp 1-15, 2010.
- [Kab 03] S. Kaboli, M. R. Zolghadri, S. Haghbin and Emadi, “Torque Ripple minimization in DTC of Induction Motor Based on Optimized Flux Value Determination”, the 29 th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2003),Virginia, USA, pp 431-435, 2003.
- [H.LI 10] H.Li, Q.Mo, Z. Zhao “ Research on Direst Torque Control of Induction Motor Based on Genetic Algorithm and Fuzzy Adaptive PI Controller”, International Journal on Measuring Technology and Mechatronics Automation, Vol 3, pp 46-49, 2010.
- [Bou]M. Bounadja, A. W. Belarbi, B.Belmadani « Stratégie Modifiée du Controleur Direct de Couple d’une Machine à Induction avec Modulation Vectorielle pour L’altern-Démarreur Intégré.
- [Kaz 95]M. P. Kazmierkowski, A. B. Kasprowicz “ Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motors drives”, IEEE Trans on Industrial Electronics, Vol 42, N° 4, pp 344-350, 1995.
- [Jef 08] J. Beerten, J. Verwecken, J. Driesen “Prediction-based ripple reduction in Direct Torque Control of an induction machine”, IEEE Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines, pp 1273-1279.
- [Her 09] H. Miranda, P. Cortés, J. Yuz, and J. Rodríguez “Predictive Torque Control of Induction Machines Based on State-Space Models”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 56, NO. 6, pp 1916-1924, JUNE 2009.
- [Tob 09] T. Geyer “Generalized Model Predictive Direct Torque Control: Long Prediction Horizons and Minimization of Switching Losses”, IEEE Conference on Decision and Control, 28th Chinese Control Conference Shanghai, P.R. China, December 16-18, 2009.
- [Tob 11] T. Geyer “Computationally Efficient Model Predictive Direct Torque Control”, IEEE Trans. Power Electron, 2011.
- [Geo 09] G. Papafotiou, J. Kley, K. G. Papadopoulos, P. Böhren, and M. Morari “Model Predictive Direct Torque Control—Part II: Implementation and Experimental Evaluation”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 56, NO. 6, pp 1906-1916, JUNE 2009.

- [Kab 08] S. Kaboli, M. R. Zolghadri, P. Eskandari, and D. Roye "PREDICTION ALGORITHM FOR TORQUE RIPPLE REDUCTION IN DTC-BASED DRIVES", Iranian Journal of Science & Technology, Transaction A, Vol. 31, No. 4, pp 343-356, 2008.
- [Gey 09] T. Geyer, and G. Papafotiou "Model Predictive Direct Torque Control of a Variable Speed Drive with a Five-Level Inverter", Industrial Electronics, IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE, pp 1203 – 1208, 2009.
- [Lak 14] L. Djaghdali, F. Nacéri, S. Belkacem "Contribution the Predictive Control on the Minimization of the chattering the Torque and the Stator Flux of the Induction Machine", The Second International Conference on Electrical Engineering and Control Applications ICEECA'2014 Constantine, Algeria, November 18-20, 2014.
- [Lak 16] L. Djaghdali, S. Belkacem, and F. Nacéri. "REDUCING OF TORQUE AND FLUX RIPPLES IN DTC OF IM BASED ON PREDICTIVE CONTROL", journal of Electrical Engineering. Vol 16, Issue 01, march 2016.
- [Mah 14] A. Mahdizadeh; E. M. Tofighi; M. r. Feyzi "Hysteresis bound quantization approach in optimal Model Predictive Direct Torque Control of induction machines", IEEE Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC) 5th, pp 49-54, 2014.
- [Wan 15] F. Wang; S. Li; X. Mei; W. Xie; J. Rodríguez; R. M. Kennel "Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods", IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol 11, pp 671 – 681, 2015.
- [BAG99] BAGHLI Lotfi « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques ». Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université Henri Poincaré, Nancy I, en génie électrique, 1999.
- [GRE00] G. Grellet, G. Clerc « Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande » Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 2000.
- [CAN00] CANUDAS de wit " modelisation contrôle vectoriel et DTC-commande des moteur asynchrone 1", Hermis science publications paris 2000.
- [STU 00] G. Sturtzer, E. Smigiel, « Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés » Ellipses Edition Marketing Paris, 2000.
- [CAR 95] J.-P. Caron et J.-P. Hatier, " Modélisation et commande de la machine asynchrone " volume 7 de méthodes pratiques de l'ingénieur, collection dirigée par P. BORNE. Electrotechnique, Edition Technip, 1995.
- [CHA 89] Chatlin. j "Machine électrique -traité d'électricité ", tome 1 et 2 Dunod 1989
- [LAB 98] F. LABRIQUE, G. SEGUIER et R. BAUSIERE, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", Editions Lavoisier. 1998.
- [H.FOC] H. FOCH, F. FOREST, et T. MEYNARD, "Onduleurs de tension : Structures, Principes et Applications", Techniques de l'ingénieur, D 3 176.
- [MIC 99] michel pinard "Commande électriques des moteurs électriques " Edition 1999.
- [DJA 09] Djalal abdessemed " étude expérimentale de l'influence des stratégies MLI sur la commande de la machine à induction", thèse de magistère de Batna 2009 .
- [TAK 89] Takahashi and Y. Ohmori, " High Performance Direct torque control of an induction motor" IEEE Trans. Ind. Appl. vol 25, N° 2, pp 257-264, March 1989.
- [DEP 92] U. Baader, M. Depenbrock, G. Gierse, "Direct self-control (DSC) of inverter-fed-induction machine, a basis for speed control without speed measurement" , IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol 28, pp. 581- 588, 1992.
- [CAS 03] D. Casadei , G. Serra, and A. Tani, "Performance analysis of a speed-sensorless induction motor drive based on a constant-switching-frequency DTC scheme", IEEE Trans. Industry Appl, vol. 39, pp. 456–462, March/April 2003.
- [Mar 05] Marcin Żelechowski, M. Sc. " Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive" these à fin d'obtenir Phd. université de Warsaw 2005.
- [Kab 03] S. Kaboli; M. Zolghadri "effects of the flux value on torque ripple of the direct torque controlled induction motors drives determination "IEEE, pp 439-444, 2003.
- [Kan 99] j. K. Kang; D. chung; S. King " Direct torque control of induction machine with variable amplitude control of flux and torque hysteresis bands " In. proc, IEMD09, pp 640-646, 1999.

- [Rod 04] J.Rodriguez; J.SteinKe; J.pontt; P.Newman" High power inverter motor drives with direct torque control" IEEE 2004.
- [Elm 00] C. Elmoucary "Contribution à l'étude de commande directe du couple et du flux de la machine à induction", thèse de doctorat, université de Paris XI, 2000.
- [CHA 96] Y. A. Chapuis, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique", Thèse de Doctorat de l'INPG France, 1996.
- [Bou 07] Boufateh messaudi "Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en Vue de contrôle direct de couple d'un moteur asynchrone", thèse de magistère de l'université de Biskra 2007.
- [Jid07] A.Jidin, N.R.N.Idris, A.H.M.Yatim "Study on stability and performances of DTC Due to stator resistance variation "The 5th Student Conference on research and development SCOR, Malaysia 2007.
- [Haq03] M.E.Haque , and M.F.Rahman "The Effect of stator résistance variation on direct torque controlled of induction Motor" Australia 2003.
- [Ria 07] R.TOUFOUTI; S. MEZIANE; H. BENALLA. "Direct Torque Control Strategy Of Induction Motors" Acta Electrotechnica et Informatica No. 1, Vol. 7, 2007, Faculty of Electrical Engineering and Informatics, Technical University of Košice, Slovak Republic.
- [Mer 09] A. Meroufel " controle de la machine asynchrone". Ouvrage de Département d'Electrotechnique, Université Djillali Liabès –Sidi Bel-Abbès 2009.
- [Red 14] Reddy, M.R.P; Brahmaiah, B; Reddy, T.B. "Discrete space vector modulation algorithm based vector controlled induction motor drives for reduced ripple". Power and Energy Systems Conference: Towards Sustainable Energy, Pages 1 – 5, 2014.
- [raf 07] S. rafa; H. Zeroug; L. Hocine; K. Boudjit. "Simulation dur Matlab /Simulink et implémentation sur DSP/FPGA de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanent (PMSM) alimenté par un onduleur de tension à modulation vectorielle (SVM)" Laboratoire des systèmes électriques industriels université USTHB Algérie 2007.
- [Jos 04] José Rodriguez, Jorge Pontt, César Silva, Samir Kouro and Hernan Miranda "A Novel Direct Torque Control Scheme for Induction Machines With Space Vector Modulation" Département de Electronique, Université Technique Federico Santa Maria ,Valparaiso, CHILE. 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004.
- [Seb 10] Sebti Belkacem, Farid Nacéri, Rachid Abdessemed "A Novel Robust Adaptive Control Algorithm and Application to DTC-SVM of AC Drives" SERBIAN JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING Vol. 7, No. 1, May 2010, 21-40.
- [Dja 15] L. Djaghali, F. Nacéri and S. Belkacem « A NOVEL DTC-SVM ASSOCIATED WITH THE CALCULATION OF PI REGULATOR OF THE INDUCTION MACHINE ». Asian Journal of Science and Technology. Vol. 6, Issue 04, pp. 1241-1247, April, 2015.
- [Mez 09] Meziane salima " Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone " Thèse de doctorat science en électrotechnique, université de Mantouri Constantine 2009.
- [Bou 00] P.Boucher, D.Dumur, "La Commande prédictive", Edition Technique, Paris, 2000.
- [Cam 03] E.F. Camacho, C.Bordons, "Model Predictive Control", Springer-Verlag London, 2eme édition, 2003.
- [bar 08] Kamel Barra " Commande Prédictive Généralisée (GPC) des Associations Convertisseurs - Machines à Induction " Thèse de doctorat science en électrotechnique, université de batna 2008.
- [ben 09]. Ben brahim amal "Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents" thèse de magistère en électrotechnique ,université de batna 2009.
- [Mal 00] Malhoud. Maaziz, "Commande prédictive de systèmes non linéaires application à la commande des machines asynchrones", Thèse de Doctorat université Paris Xi Orsay, 2000.
- [MIG 04] E. G. MIGLIORE, " Commande Prédictive à Base de Programmation Semi Définie", thèse de doctorat, l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2004.
- [Ram 01]G. Ramond, "Contribution à la Commande Prédictive Généralisée Adaptative Directe et Application", Université Paris XI U.F.R. Scientifique D'Orsay, thèse doctorat Sept 2001.
- [Raw 09] J. B. Rawlings and D. Q. Mayne. " Model predictive control: Theory and design". Nob Hill Publ 2009.
- [Isi 89] A. isidori. « Nonlinear Control Systems ».springer-Verlag. New york 2nd Edition 1989.
- [Slo 91] J. E. Slotine, W. Li « Applied Nonlinear Control » Prentice-Hall 1991.

- [Sco 04] G. Scorletti, G. Binet, E. Pigeon « Commande Numérique par placement de pôles » Cours de maîtrise de l'université de Caen, France 2004.
- [Lak 15] L. Djaghдали, S. Belkacem, and F. Nacéri « HIGH PERFORMANCE SPEED OF THE INDUCTION MOTOR DRIVES BY THE PREDICTIVE CONTROL USING SPACE VECTOR MODULATION ». International Journal of Development Research Vol. 5, Issue, 06, pp. 4645-4654, June, 2015.
- [L.Dja 15] L. Djaghдали, F. Nacéri and S. Belkacem « Performance Evaluation of Model Predictive Direct Torque Control of Induction Machine Based on input-output linearization » Revue des Sciences et de la Technologie – RST. Volume 6 N°1 / janvier 2015; pp. 25-34.
- [Gar. 98] Garcia. S.G, "Etude et mise en œuvre d'estimateurs et d'observateurs robuste de flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement". Thèse de doctorat, Paris sud, France, 1998.
- [Can 00] Canudas. C, "Commande des moteurs asynchrones 2 : Optimisation, Discrétisation et Observateurs". Volume 2. Paris Hermès science publication, 2000.
- [Sed 98] Sedda. E , "Estimation en ligne de l'état et des paramètres d'une machine asynchrone par filtrage de Kalman". These de doctorat de l'universite de Paris 6. France. 1998.
- [KIM 94] Y.-R. Kim, S.-K. Sul, M.-H. Park, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter " IEEE transactions on industry applications, vol. IA-30, n°5, p.1225-1233, September/October 1994.
- [Kub 93] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano, "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer for Induction Motor Applications" IEEE Trans. Ind Appl, vol. 29, pp. 344-348, Mar /Apr 1993.
- [MUR 07] M. Barut, S. Bogosyan, M. Gokasan, " Speed-Sensorless Estimation for Induction Motors Using Extended Kalman Filters ", IEEE Transactions on industrial electronics, vol.54, n°1, February 2007.
- [KHO 04] F. Khoucha, K. Marouani, K. Aliouane, A. Kheloui, " Experimental Performance Analysis of Adaptive Flux and Speed Observers for Direct Torque Control of Sensorless Induction Motor Drives" IEEE Power Electronics Specialists Conference Germany, pp. 2678-2683, 2004.
- [Bor 00] P. Borne, G.D. Tanguy, J.P. Rachard, F. Rotella and Zambettakis, " Commande et optimization des processus", Edition TECHNIP, Paris, France.
- [Ouh 02] M.A Ouhrouche , "Estimation of speed, rotor flux and rotor resistance in cage Induction motor using the EKF algorithm" International journal of power and energy systems, Paper number 203-3028., pp. 1-20,2002.
- [Bar 07] M. Barut, S. Bogosyan and M. Gokasan, "Switching EKF technique for rotor and stator resistance estimation in speed sensorless control of IMs" Energy Conversion and Management, Vo.48, Issue 12,December 2007, pp. 619-629.
- [Mor 05] Morand. F, "Techniques d'Observation Sans Capteur de Vitesse en vue de la Commande des machines Asynchrones". Thèse de Doctorat, école doctorale de Lyon. 2005.
- [AIP 02] XU. Aiping, "Observateurs Adaptatifs Non-Linéaires et Diagnostic de Pannes", Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes 1, France, Septembre 2002.
- [Jeh 00] J. Maes, and J. Melkebeek, "Speed-Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Using an Adaptive Flux Observer", IEEE Trans Industrial Appl, vol. 36, pp. 778-785, 2000.
- [Tan 02] L. Tang and M.F. Rahman, "A New Direct Torque Control Strategy for Flux and Torque Ripple Reduction for Induction Motors Drive-A Matlab/Simulink Model", School of Electrical Engineering and Telecommunications The University of New South Wales Sydney, Australia, pp. 1-7, 2002.