

Université Mohamed Boudiaf - M'sila

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Numéro de série :

Numéro d'inscription : DGE/01/15

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT SCIENCES

Spécialité :

Génie électrique

Option :

Génie électrique

THEME

**Commandes non linéaires sans capteur de la machine
synchrone à aimants permanents à cinq phases**

Présenté par :

BOUNASLA Nouredine

Soutenue le : 11/06/2025

Devant le jury composé de :

| | | |
|--------------------------|-------------------------------------|--------------------|
| Dr. ZEGHLACHE Samir | Professeur à l'Université de M'sila | Président |
| Dr. BARKAT Said | Professeur à l'Université de M'sila | Directeur de thèse |
| Dr. GHADBANE Ismail | Professeur à l'Université de M'sila | Examineur |
| Dr. DENDOUGA Abdelhakim | Professeur à l'Université de Biskra | Examineur |
| Dr. BENDAIKHA Abdelmalik | MCA à l'Université de Batna 2 | Examineur |
| Dr. LAAMARI Yahia | MCA à l'Université de Batna 2 | Examineur |

Année universitaire : 2024/2025

Remerciements

Je remercie الله , le tout puissant, le miséricordieux, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé et tout dont je necessitais pour l'accomplissement de cette thèse.

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à Monsieur Said BARKAT, Professeur à l'Université de M'sila, pour m'avoir encadré et soutenu durant la réalisation de ce travail. Je le remercie aussi pour son aide précieuse, les conseils et les connaissances dont il a su me faire profiter. Il m'est difficile d'exprimer en quelques mots toute l'admiration que je lui porte.

Je remercie vivement et très profondément :

- Monsieur ZEGHLACHE Samir, Professeur à l'Université de M'sila, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.
- Monsieur GHADBANE Ismail, Professeur à l'université de M'sila, pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ma thèse et en participant à mon jury.
- Monsieur DENDOUGA Abdelhakim Professeur à l'université de Biskra, pour l'honneur qu'il m'a fait en participant à l'évaluation de ce travail
- Monsieur BENDAIKHA Abdelmalik, Maître de Conférences A à l'université de Batna 2, d'avoir accepté d'évaluer ce travail.
- Monsieur LAAMARI Yahia, Maître de Conférences A à l'université de Batna 2, pour avoir accepté de faire part de ce jury.

Un gros merci à tous les enseignants du primaire à l'université qui ont contribué à ma formation sans exception.

Enfin je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues pour le soutien tout moral et matériel.

المخلص:

يتمحور العمل البحثي المُقدّم في هذه الأطروحة حول دراسة وتحسين أداء استراتيجيات التحكم المباشر في العزم (DTC) المستخدمة للتحكم في آلة متزامنة ذات مغناطيسية خماسية الأطوار في غياب لاقط السرعة، حيث أن استخدام هذا النوع من الآلات يساهم في تعزيز أداء وموثوقية أنظمة القيادة الكهربائية مقارنة بالآلات ثلاثية الأطوار من خلال تجزئة القدرة، وتقليل الاهتزازات الميكانيكية، وتحسين جودة العزم، وتقليل توافقيات التيارات، وتعزيز تحمل الأعطال، بالإضافة إلى إمكانية التحكم في أنظمة القيادة متعددة المُحرّكات. علاوة على ذلك فإن الاستغناء عن مستشعر السرعة في المحركات متعددة الأطوار يُؤدّي إلى تبسيط تصميم نظام القيادة وتقليل حجمه وتكلفته، فضلاً عن تعزيز موثوقيته. في هذا الإطار، تمّ تطوير طريقتان للتقدير، هما ملاحظة الوضع الانزلاقي ومُرشح كالمان لتقدير كل من سرعة الدوار وتدفق الجزء الثابت وعزم الدوران الكهرومغناطيسي. لتحسين متانة استراتيجية التحكم المباشر في العزم مع التعديل الشعاعي (DTC-SVM)، تم دمج تقنيات تحكم متقدمة، مثل منظّمتان PI ذات الرتبة الكسرية وتقنيات التحكم غير الخطية (الرجوع المرحلي، والوضع الانزلاقي، والتأزري، والتأزري ذي الرتبة الكسرية)، على مستوى هيكل التحكم. من جهة أخرى، تم تطبيق العديد من استراتيجيات التحكم المباشر في العزم بهدف الحفاظ على تردد تبديل ثابت للعكس، وتقليل تموجات التدفق والعزم، والحد من التشوه التوافقي الكلي للتيار. تشمل هذه الاستراتيجيات: التحكم المباشر في العزم مع التعديل الشعاعي (DTC-SVM)، والتحكم المباشر في العزم التنبؤي، والتحكم المباشر في العزم التنبؤي مع التعديل الشعاعي (PDTC-SVM)، ونسخة تجمع بين التحكم المباشر في العزم التنبؤي مع الخوارزمية فوق الاستكشافية للذئب الرمادي (GWO) و التعديل الشعاعي (PDTC-SVM-GWO)، ونسخة تحكم مباشر في العزم تنبؤي بتردد تبديل ثابت (CSF-PDTC).

الكلمات المفتاحية: آلة متزامنة ذات مغناطيسية خماسية الأطوار، التعديل الشعاعي لعرض النبضة، التحكم المباشر في العزم، منظّم PI ذو الرتبة الكسرية، التحكم بالرجوع المرحلي، التحكم بالوضع الانزلاقي، التحكم التآزري، التحكم التآزري ذي الرتبة الكسرية، التحكم التنبؤي.

Résumé:

Le travail de recherche présenté dans cette thèse porte sur l'étude et l'amélioration des performances de la stratégie de commande directe du couple (DTC) utilisée pour la commande de la MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse. L'utilisation de ce type de machines contribue à l'amélioration des performances et la fiabilité des systèmes d'entraînement électriques par rapport aux machines triphasées, à travers la segmentation de la puissance, la réduction des vibrations mécaniques, l'amélioration de la qualité du couple, la réduction des harmoniques des courants, le renforcement de la tolérance aux défauts, ainsi que la possibilité de commander des systèmes d'entraînement multi-moteurs. En outre, l'élimination du capteur de vitesse dans les machines polyphasées permet de simplifier la conception du système d'entraînement en réduisant sa taille et son coût, tout en améliorant sa fiabilité. Dans ce contexte, deux méthodes d'estimation sont utilisées, à savoir l'observateur à mode glissant et le filtre de Kalman étendu, pour estimer à la fois la vitesse du rotor, le flux statorique et le couple électromagnétique. Pour améliorer la robustesse de la stratégie DTC-SVM, des techniques de commande avancées, telles que les régulateurs PI d'ordre fractionnaire et les techniques de commande non linéaires (backstepping, mode glissant, synergétique et synergétique d'ordre fractionnaire), ont été intégrées au niveau de la structure de commande. D'un autre côté, plusieurs stratégies de la DTC ont été implémentées dans le but de maintenir une fréquence de commutation constante de l'onduleur, de réduire les ondulations du flux et du couple, et de limiter la distorsion harmonique totale du courant. Ces stratégies incluent : la DTC avec modulation vectorielle (DTC-SVM), la DTC prédictive, la DTC prédictive avec modulation vectorielle (PDTC-SVM), une version combinant la DTC prédictive avec l'algorithme métaheuristique des loups gris (GWO) et la modulation vectorielle (PDTC-SVM-GWO), et une version DTC prédictive à fréquence de commutation fixe (CSF-PDTC).

Mots clés: MSAP pentaphasée, MLI vectorielle, Commande direct de puissance, Régulateur PI d'ordre fractionnaire, Commande Backstepping, Commande par mode glissant, Commande synergétique, Commande synergétique d'ordre fractionnaire, Commande prédictive.

Abstract:

The research work presented in this thesis focuses on the study and improvement of the performance of the direct torque control (DTC) strategy used for the control of the sensorless five-phase PMSM, the use of this type of machine contributes to improving the performance and reliability of electric drive systems compared to three-phase machines, through power segmentation, the reduction of mechanical vibrations, improved torque quality, reduced current harmonics, increased fault tolerance, and the ability to control multi-motor drive systems. Furthermore, the elimination of the speed sensor in polyphase machines simplifies the design of the drive system, by reducing its size and cost, while improving its reliability. In this context, two estimation methods are used, namely the sliding mode observer and the extended Kalman filter, to estimate the rotor speed, the stator flux, and the electromagnetic torque. To improve the robustness of the DTC-SVM strategy, advanced control techniques, such as fractional-order PI controllers and nonlinear control techniques (backstepping, sliding mode, synergistic, and fractional-order synergistic control), have been integrated into the control structure. On the other hand, several DTC strategies have been implemented in order to maintain a constant switching frequency of the inverter, reduce the flux and torque ripples, and minimize the current THD. These strategies include: DTC with space vector modulation (DTC-SVM), predictive DTC, predictive DTC with space vector modulation (PDTC-SVM), a version combining predictive DTC with the grey wolf metaheuristic algorithm (GWO) and space vector modulation (PDTC-SVM-GWO), and a fixed switching frequency predictive DTC version (CSF-PDTC).

Key words: Five-phase PMSM, Space vector modulation, Direct torque control, Fractional-order PI controller, Backstepping control, Sliding mode control, Synergistic control, Fractional-order synergistic control, Predictive control.

Table des matières

| | |
|--|-----|
| Table des matières..... | I |
| Abréviations..... | III |
| Liste des figures..... | IV |
| Liste des tableaux..... | X |
| Introduction générale..... | 1 |
| Chapitre I | |
| Modélisation de l'association machine synchrone pentaphasée à aimants permanents et onduleur de tension à cinq bras | |
| I.1. Introduction..... | 5 |
| I.2. Généralité sur les machines multiphases..... | 6 |
| I.3. Description de la machine synchrone pentaphasée à aimants permanents..... | 7 |
| I.4. Modélisation de l'onduleur à cinq bras..... | 10 |
| I.5. Conclusion..... | 15 |
| Chapitre II | |
| Commande directe du couple de la MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse | |
| II.1. Introduction..... | 16 |
| II.2. Principe de la commande DTC..... | 17 |
| II.2.1. Régulateur PI de la vitesse rotorique | 20 |
| II.3. Commande DTC-SVM de la MSAP pentaphasée..... | 21 |
| II.3.1. Implémentation de la commande DTC-SVM dans le repère x-y | 22 |
| II.3.2. Synthèse des régulateurs PI du flux statorique et du couple électromagnétique..... | 23 |
| II.3.2.1. Régulateur PI du flux statorique..... | 23 |
| II.3.2.2. Régulateur PI du couple électromagnétique..... | 25 |
| II.3.3. Synthèse des régulateurs PI^α d'ordre fractionnaire..... | 27 |
| II.3.3.1. Notions de base du calcul fractionnaire..... | 27 |
| II.3.3.2. Régulateurs fractionnaires du flux et du couple..... | 30 |
| II.4. Résultats de simulation..... | 31 |
| II.5. Commande sans capteur de vitesse | 35 |
| II.5.1. Filtre de Kalman étendu..... | 36 |
| II.5.1.1. Application du filtre de Kalman étendu sur la MSAP pentaphasée..... | 37 |
| II.5.2. Observer à mode glissant..... | 40 |
| II.6. Résultats de simulation sans capteur de vitesse..... | 43 |
| II.7. Conclusion..... | 49 |
| Chapitre III | |
| Commande directe du couple non linéaire de la MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse | |
| III.1. Introduction..... | 50 |
| III.2. Commande par Backstepping..... | 51 |
| III.2.1. Détermination des lois de commande en utilisant la BC..... | 51 |
| III.3. Commande par mode glissant..... | 53 |
| III.3.1. Détermination des lois de commande en utilisant la commande SMC..... | 54 |
| III.4. Commande par synergétique..... | 55 |
| III.4.1. Détermination des lois de commande en utilisant la commande SC..... | 57 |

| | |
|---|-----|
| III.4.1.1. Analyse de la stabilité..... | 57 |
| III.4.2. Commande synergétique d'ordre fractionnaire (FOOSC)..... | 58 |
| III.5. Résultats de simulation..... | 59 |
| III.5.1. Résultats de simulation avec capteur de vitesse..... | 59 |
| III.5.2. Résultats de simulation sans capteur de vitesse | 65 |
| III.6. Conclusion..... | 71 |
| Chapitre IV | |
| Commande directe du couple prédictive de la MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse | |
| IV.1. Introduction..... | 73 |
| IV.2. Commande DTC prédictive..... | 74 |
| IV.2.1. Modèle prédictif d'estimation des courants statoriques..... | 74 |
| IV.2.2. Prédiction du couple et du flux statorique..... | 75 |
| IV.2.3. Minimisation de la fonction de coût..... | 76 |
| IV.3. Commande DTC prédictive basée sur la modulation vectorielle | 76 |
| IV.4. Commande PDTC optimisée..... | 79 |
| IV.4.1. Modèle de prédiction des courants statoriques..... | 80 |
| IV.4.2. Prédiction du couple et du flux statorique..... | 80 |
| IV.4.3. Minimisation de la fonction de coût par GWO..... | 80 |
| IV.5. Commande PDTC à fréquence de commutation constante..... | 80 |
| IV.6. Résultats de simulation..... | 86 |
| IV.6. 1. Résultats de simulation avec capteur de vitesse..... | 86 |
| IV.6. 2. Résultats de simulation sans capteur de vitesse | 93 |
| IV.7. Conclusion..... | 98 |
| Conclusion générale | 100 |
| Annexes | 102 |
| Bibliographie | |

Abréviations

| | |
|-----------------|--|
| MSAP | Machine Synchrone à Aimants Permanents |
| DTC | Direct Torque Control |
| FOC | Flux Oriented Control |
| SVM | SpaceVector Modulation |
| DTC-SVM | Direct Torque Control with Space Vector Modulation |
| PI | Régulateur Proportionnel Intégral |
| PI ^α | Régulateur Proportionnel Intégral d'ordre fractionnaire |
| EKF | Filtre de Kalman Étendu |
| OMG | Observateur à Mode Glissant |
| THD | Total Harmonic Distorsion |
| BC | Backstepping Control |
| SMC | Sliding Mode Control |
| SC | Synergetic Control |
| FOSC | Fractional-OrderSynergetic Control |
| PDTC | Predictive Direct Torque Control |
| PDTC-SVM | Predictive DTC with SVM |
| PDTC-SVM-GWO | Predictive DTC based on Grey Wolf Optimization algorithm |
| CSF-PDTC | Constant SwitchingFrequency PDTC |

Liste des figures

| | |
|---|----|
| Figure (I.1): Organigramme de classification des machines multiphasées..... | 6 |
| Figure (I.2): Représentation symbolique d'une MSAP pentaphasée..... | 7 |
| Figure (I.3) : Représentation d'un onduleur de tension à cinq bras à deux niveaux..... | 11 |
| Figure (I.4) : Diagramme vectoriel de l'onduleur de tension à cinq bras à deux niveaux | 13 |
| Figure (I.5) : Séquences commutation générées par la technique SVM..... | 15 |
| Figure (II.1): Effet du vecteur de tension sur l'amplitude du flux statorique et l'angle de couple: a) Résistance du stator non négligeable, b) Résistance du stator négligeable..... | 18 |
| Figure (II.2) : Représentation vectorielle des tensions de l'onduleur à cinq bras..... | 18 |
| Figure (II.3): Choix des vecteurs de tension pour la commande du flux statorique dans la zone Z_i | 19 |
| Figure (II.4) : Schéma de la stratégie de commande DTCC appliquée à la MSAP pentaphasée..... | 20 |
| Figure (II.5): Schéma de régulation en boucle fermée de la vitesse..... | 20 |
| Figure (II.6): Méthode des pôles imposés..... | 21 |
| Figure (II.7): Représentation de l'orientation du flux statorique..... | 23 |
| Figure (II.8): Schéma de régulation du flux et du couple utilisant deux régulateurs PI dans le repère synchrone (x-y)..... | 23 |
| Figure (II.9): Régulation en boucle fermée du flux statorique..... | 24 |
| Figure (II.10): Régulation du couple électromagnétique en boucle fermée..... | 26 |
| Figure (II.11): Schéma de la stratégie de commande PI-DTC-SVM appliquée à la MSAP pentaphasée..... | 27 |
| Figure (II.12): Réponse de l'intégrateur d'ordre fractionnaire $\left(\frac{1}{P^\alpha}\right)$ appliquée à un signal d'entrée sous forme de rampe pour divers ordres..... | 29 |
| Figure (II.13): Dérivation d'ordre fractionnaire (P^α) appliquée à un signal d'entrée de type rampe pour différents ordres..... | 29 |
| Figure (II.14): Schéma de régulation du flux et du couple utilisant deux régulateurs PI^α d'ordre fractionnaire | 30 |
| Figure (II.15): Schéma de la stratégie de commande PI^α -DTC-SVM appliquée à la MSAP pentaphasée..... | 31 |

Liste des figures

| | |
|--|----|
| Figures (II.16): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC conventionnelle: (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de la première phase, (e) Spectres harmoniques du courant de la première phase | 33 |
| Figures (II.17): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI-DTC-SVM: (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de la première phase, (e) Spectres harmoniques du courant de la première phase..... | 33 |
| Figures (II.18): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI^α -DTC-SVM: (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de la première phase, (e) Spectres harmoniques du courant de la première phase | 33 |
| Figures (II.19): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC conventionnelle sous l'effet de la variation de la résistance statorique (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique..... | 34 |
| Figures (II.20): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI-DTC-SVM sous l'effet de la variation de la résistance statorique (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique..... | 34 |
| Figures (II.21): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par FOPI-DTC-SVM sous l'effet de la variation de la résistance statorique (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique..... | 34 |
| Figure (II.22): Procédure d'estimation en utilisant le filtre de Kalman étendu..... | 37 |
| Figure (II.23): Schéma de la commande DTC conventionnelle de la MSAP pentaphasée en configuration sans capteur de vitesse, utilisant un filtre de Kalman étendu..... | 39 |
| Figure (II.24): Schéma de la commande PI-DTC-SVM de la MSAP pentaphasée en configuration sans capteur de vitesse, utilisant un filtre de Kalman étendu..... | 39 |
| Figure (II.25): Schéma de la commande PI^α -DTC-SVM de la MSAP pentaphasée en configuration sans capteur de vitesse, utilisant un filtre de Kalman étendu..... | 40 |
| Figure (II.26): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC conventionnelle basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique..... | 44 |
| Figure (II.27): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI-DTC-SVM basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique..... | 44 |
| Figure (II.28): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI^α -DTC-SVM basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique..... | 44 |
| Figure (II.29): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC conventionnelle basée sur l'observateur SMO : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique..... | 45 |

Liste des figures

| | |
|---|----|
| Figure (II.30): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI-DTC-SVM basée sur l'observateur SMO : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique..... | 45 |
| Figure (II.31): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI^α -DTC-SVM basée sur l'observateur SMO : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique..... | 45 |
| Figure (II.32): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC conventionnelle basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basse vitesse : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique..... | 46 |
| Figure (II.33): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI-DTC-SVM basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basse vitesse : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique..... | 46 |
| Figure (II.34): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI^α -DTC-SVM basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basse vitesse : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique..... | 46 |
| Figure (II.35): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC conventionnelle basée sur l'observateur SMO fonctionnant à basse vitesse : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique..... | 47 |
| Figure (II.36): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI-DTC-SVM basée sur l'observateur SMO fonctionnant à basse vitesse : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique..... | 47 |
| Figure (II.37): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI^α -DTC-SVM basée sur l'observateur SMO fonctionnant à basse vitesse : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique..... | 47 |
| Figure (III.1): Schéma de la commande DTC-SVM-BC d'une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse..... | 53 |
| Figure (III.2): Schéma de la commande DTC-SVM-SMC d'une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse..... | 55 |
| Figure (III.3): Schéma de la commande DTC-SVM-SC d'une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse..... | 58 |
| Figure (III.4): Schéma de la commande DTC-SVM-FOSC d'une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse..... | 59 |
| Figures (III.5): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-BC : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de la première phase, (e) Spectre harmonique du courant de la première phase..... | 62 |
| Figures (III.6): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SMC : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de la première phase, (e) Spectre harmonique du courant de la première phase..... | 62 |
| Figures (III.7): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SC : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de | |

Liste des figures

la première phase, (e) Spectre harmonique du courant de la première phase.....63

Figures (III.8): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-FOSC : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, d) Courant de la première phase, (e) Spectre harmonique du courant de la première phase.....63

Figures (III.9): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-BC sous l'effet de la variation de la résistance statorique : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique64

Figures (III.10): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SMC sous l'effet de la variation de la résistance statorique : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique.....64

Figures (III.11): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SC sous l'effet de la variation de la résistance statorique : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique.....64

Figures (III.12): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-FOSC sous l'effet de la variation de la résistance statorique : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique.....64

Figures (III.13): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-BC basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.....67

Figures (III.14): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM mode glissant basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.....67

Figures (III.15): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SC basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.....68

Figures (III.16): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SC basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.....68

Figures (III.17): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-BC basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basses vitesses : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.....69

Figures (III.18): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SMC basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basses vitesses : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.....69

Figures (III.19): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SC basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basses vitesses : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.....70

Figures (III.20): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-FOSC basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basses vitesses : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.....70

Liste des figures

| | |
|---|----|
| Figure (IV.1) : Commande PDTC d'une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse..... | 75 |
| Figure (IV.2): Commande PDTC-SVM d'une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse..... | 76 |
| Figure (IV.3) : Commande PDTC-SVM-GWO d'une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse..... | 79 |
| Figure (IV.4): Commande CSF-PDTC d'une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse..... | 81 |
| Figure (IV.5): Evolution du couple électromagnétique (a), et du flux statorique (b), sous l'application de trois vecteurs de tension V_i pendant une période de commutation T_s | 82 |
| Figure (IV.6): Évolution du couple électromagnétique (a), et du flux statorique (b), sous l'application symétrique de trois vecteurs de tension V_{Li} pendant une période de commutation T_s | 83 |
| Figure (IV.7): Vecteurs de tension V_{Gi} de l'onduleur à cinq bras..... | 83 |
| Figure (IV. 8): Organigramme de la stratégie CSF-PDTC proposée..... | 85 |
| Figures (IV.9): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, d) Courant de la première phase, (e) Spectre harmonique du courant de la première phase..... | 88 |
| Figures (IV.10): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC-SVM : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique , d) Courant de la première phase, (e) Spectre harmonique du courant de la première phase..... | 88 |
| Figures (IV.11): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC-SVM-GWO : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, d) Courant de la première phase, (e) Spectre harmonique du courant de la première phase..... | 90 |
| Figures (IV.12): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par CSF-PDTC : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, d) Courant de la première phase, (e) Spectre harmonique du courant de la première phase..... | 90 |
| Figures (IV.13): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC sous l'effet de la variation de la résistance statorique : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique..... | 91 |
| Figures (IV.14): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC-SVM sous l'effet de la variation de la résistance statorique : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique..... | 91 |
| Figures (IV.15): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC-SVM-GWO sous l'effet de la variation de la résistance statorique : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique..... | 92 |
| Figures (IV.16): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par CSF-PDTC sous l'effet de la variation de la résistance statorique : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique..... | 92 |

Liste des figures

Figures (IV.17): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.....95

Figures (IV.18): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC-SVM basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.....95

Figures (IV.19): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC-SVM-GWO basée sur l'observateur EKF ; (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.....95

Figures (IV.20): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par CSF-PDTC basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.....95

Figures (IV.21): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC-basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basses vitesses : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.....96

Figures (IV.22): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC-SVM basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basses vitesses : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.....96

Figures (IV.23): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC-SVM-GWO basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basse vitesse : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.....97

Figures (IV.24): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par CSF-PDTC basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basse vitesse : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.....97

Liste des tableaux

| | |
|---|----|
| Tableau (I.1): Deux types de machines polyphasées..... | 7 |
| Tableau (I.2) : Amplitudes des vecteurs de tension du diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq bras..... | 13 |
| Table (II.1) : Tableau de commutation pour la DTC classique..... | 20 |
| Tableau (II.2) : Comparaison des performances des commandes DTC conventionnelle, PI-DTC-SVM, et PI^α -DTC-SVM..... | 35 |
| Tableau (II.3) : Comparaison des performances des commandes DTC conventionnelle (DTCc), PI-DTC-SVM et PI^α -DTC-SVM, en utilisant deux observateurs distincts : le filtre de kalman étendu (EKF) et l'observateur à mode glissant (SMO)..... | 48 |
| Tableau (III.1) : Comparaison des performances des commandes DTC-SVM-BC, DTC-SVM-SMC, DTC-SVM-SC et DTC-SVM-FOSC..... | 65 |
| Tableau (III.2) : Comparaison des performances des commandes DTC-SVM-BC, DTC-SVM-SMC, DTC-SVM-SC et DTC-SVM-FOSC, en utilisant le filtre de Kalman étendu (EKF)..... | 71 |
| Tableau (IV.1) : Séquence des vecteurs de tension appliquée à l'onduleur..... | 84 |
| Tableau (IV.2) : Comparaison des performances des commandes PDTC, PDTC-SVM, PDTC-SVM-GWO et CSF-PDTC..... | 92 |
| Tableau (IV.3) : Comparaison des performances des commandes PDTC, PDTC-SVM, PDTC-SVM-GWO et CSF-PDTC en utilisant un EKF..... | 98 |

Introduction générale

Dans le contexte de l'évolution technologique rapide, les machines à courant alternatif multiphasées se sont imposées comme une solution prometteuse dans un large éventail d'applications industrielles vitales, allant du secteur de la traction électrique, en passant par l'industrie aérospatiale et les systèmes de propulsion marine, jusqu'aux industries lourdes telles que l'industrie papetière [1]. Cette tendance croissante est due à la supériorité opérationnelle et de performance que ces machines offrent par rapport aux machines triphasées. En effet, elles présentent un ensemble d'avantages techniques importants, notamment: la réduction de l'amplitude des pulsations du couple et du courant, l'augmentation de la fréquence des pulsations du couple, la réduction du courant statorique par phase tout en maintenant la tension statorique, la réduction des ondulations dans le courant du bus continu, ainsi que l'amélioration de la fiabilité et de la tolérance aux défauts [2-3]. Ces caractéristiques renforcent leur position en tant que choix favorisé pour les applications nécessitant des performances dynamiques élevées et une fiabilité accrue [4].

Dans la catégorie des machines multiphasées, les machines synchrones à aimants permanents sont considérées comme une option privilégiée en raison de leurs nombreux avantages par rapport aux machines asynchrones, tels qu'une densité de puissance élevée et une meilleure capacité de génération de couple. De plus, l'utilisation d'aimants permanents pour générer le flux magnétique dans le rotor contribue également à une réduction notable du frottement mécanique et des pertes de puissance dans les enroulements de cuivre, ce qui facilite le refroidissement de la machine car la plupart des pertes sont concentrées dans le stator. Par conséquent, ces machines peuvent être utilisées en toute sécurité dans des environnements inflammables car elles ne produisent pas d'étincelles, ce qui améliore leur efficacité opérationnelle et assure un niveau de sécurité élevé [5-6].

Dans le but de réaliser une commande efficace des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) pentaphasées, de nombreuses méthodes de commande ont été proposées dans la littérature [7-9]. Bien que ces méthodes reposent sur des principes différents, elles partagent un objectif principal commun: réaliser une commande découplée entre le flux magnétique et le couple électromagnétique, à l'instar de ce qui est adopté dans les machines à courant continu à excitation séparée. Parmi ces stratégies, se distingue la commande directe du couple (Direct Torque Control - DTC) par sa structure simplifiée, qui ne requiert pas l'utilisation de boucles de commande de courant internes, ni d'unité de modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation, PWM), et qui dépend d'un nombre limité de paramètres. Cette approche permet d'obtenir une bonne performance dynamique comparativement à la commande à flux orienté (Field Oriented Control, FOC). Cependant, la commande DTC conventionnelle souffre d'un problème lié à la variation de la fréquence de commutation, résultant de l'utilisation de régulateurs à hystérésis, ce qui entraîne l'apparition d'ondulations non souhaitées à la fois dans le flux et le couple électromagnétique [10]. Pour pallier cette limitation, plusieurs solutions ont été proposées, parmi lesquelles l'intégration de la DTC avec la technique de modulation vectorielle (Space Vector Modulation, SVM) pour former la stratégie de commande DTC-SVM, ce qui améliore les performances du système et réduit considérablement les ondulations [11]. Néanmoins, les performances de la stratégie de

commande DTC-SVM basée sur des régulateurs PI conventionnels peuvent être affectées négativement par des variations des paramètres du système ou la présence de perturbations externes.

Afin d'améliorer la robustesse de la structure de commande DTC-SVM, une attention particulière a été portée à l'implémentation des techniques de commande non linéaires. Plusieurs techniques ont été considérées, chacune présentant des avantages et des limitations distincts [12-15].

En premier lieu, les régulateurs PI d'ordre fractionnaire représentent une généralisation des régulateurs PI classiques en introduisant des opérateurs d'intégration et de dérivation d'ordre non entier, offrant ainsi une plus grande flexibilité grâce à leurs paramètres réels supplémentaires. Les régulateurs d'ordre fractionnaire permettent d'améliorer la robustesse, la précision et la rapidité de la réponse du système, notamment en présence de perturbations et d'incertitudes. Cependant, leur mise en œuvre est plus complexe que celle des régulateurs PI conventionnels et nécessite des outils de calcul spécifiques pour les opérateurs fractionnaires [16-17].

Dans la référence [18], une stratégie basée sur l'utilisation de deux régulateurs PI d'ordre fractionnaire (FOPI) est adoptée pour améliorer les performances du système de commande DTC. Ces régulateurs FOPI sont intégrés dans la boucle de régulation de vitesse de l'estimateur à base d'un système adaptatif à modèle de référence MRAS (Model Reference Adaptive System) pour un moteur à induction pentaphasé. La référence [19] propose l'utilisation d'un FOPI pour améliorer les performances de la commande directe du couple (DTC) conventionnelle d'un moteur à induction à double étoile (DSIM). Les paramètres du régulateur FOPI sont optimisés à l'aide d'un algorithme d'essaim de particules (PSO). L'objectif principal est d'améliorer la régulation de la vitesse et de réduire les ondulations observées dans le couple électromagnétique et le courant statorique.

Les techniques de commande non linéaire offrent des alternatives performantes aux commandes linéaires pour les systèmes d'entraînement. Elles permettent d'améliorer la robustesse, la stabilisation, la poursuite de trajectoire, le temps de réponse et le rejet des perturbations. Dans la référence [20], les auteurs proposent d'utiliser la combinaison entre la commande DTC et une commande Backstepping pour la commande d'un moteur à induction pentaphasé, dans le but de réduire les ondulations du couple. Dans les références [21-22], les auteurs combinent la technique de commande directe du couple (DTC) avec l'approche du mode glissant et la modulation vectorielle (SVM) afin de réduire les ondulations du couple et du flux et d'obtenir de meilleures performances.

D'autre part, une structure alternative de la commande DTC basée sur une approche prédictive, connue sous le nom de la commande prédictive basée sur un modèle (Model Predictive Control - MPC), a été développée [23]. Cette méthode présente plusieurs avantages, tels que la simplicité conceptuelle, une réponse dynamique rapide et une flexibilité dans le contrôle multivariable. Selon la fréquence de commutation, les stratégies DTC prédictives (PDTC) peuvent être classées en deux groupes: à fréquence de commutation variable et à fréquence de commutation constante. Dans le premier groupe, le vecteur de tension statorique qui permet d'obtenir la valeur la plus faible d'une fonction de coût donnée est sélectionné et appliqué, via un onduleur, aux bornes de la machine pendant toute une période d'échantillonnage. Bien que cette approche de commande permet de minimiser les ondulations du couple et du flux statorique, la fréquence de commutation reste variable [24]. Concernant le second groupe (à fréquence de commutation constante), diverses stratégies de commande ont

été explorées dans la littérature [25-32]. Dans [30], les auteurs proposent une approche basée sur la détermination du vecteur de tension moyen à partir d'un algorithme de commande prédictive du couple. Ce vecteur de tension moyen est ensuite utilisé pour la génération des états de commutation de l'onduleur par l'intermédiaire d'une technique de modulation vectorielle (SVM). Une autre approche, présentée dans [31], est basée sur l'intégration de l'algorithme d'optimisation métaheuristique dans la structure de la PDTC. L'algorithme d'optimisation est exécuté en ligne pour déterminer le vecteur de tension optimal qui minimise une fonction de coût prédéfinie. Ce vecteur est ensuite utilisé pour générer les séquences de commutation appropriées de l'onduleur grâce à un modulateur SVM, permettant ainsi d'améliorer les performances comparativement aux méthodes PDTC. Dans [32], les auteurs proposent une approche qui repose sur l'application, à chaque période de commutation, de deux vecteurs de tension actifs et d'un vecteur de tension nul pour calculer les temps d'application optimaux, dans le but de minimiser la valeur d'une fonction de coût prédéfinie, ce qui assure la convergence du couple et du flux vers leurs valeurs de référence. Cette méthode constitue une solution efficace pour réduire les ondulations du couple et du flux statorique tout en assurant un fonctionnement à fréquence de commutation fixe.

D'autre part, l'obtention d'informations précises sur la position et la vitesse de l'arbre du rotor est d'une importance capitale pour atteindre des performances élevées des systèmes d'entraînement électriques. Les systèmes conventionnels reposent sur des capteurs mécaniques tels que les codeurs optiques et les résolveurs pour fournir ces informations. Cependant, ces capteurs contribuent à augmenter la taille et le coût du système, en plus d'être une source potentielle de défaillances, ce qui réduit sa fiabilité [11], [14], [18], [33]. Par conséquent, les techniques de commande sans capteur ont acquis une importance considérable. Ces techniques permettent d'estimer la vitesse et la position du rotor avec une précision suffisante sans recours aux capteurs mécaniques, ce qui conduit à améliorer l'efficacité, à réduire le coût et à augmenter la fiabilité. Parmi les méthodes d'estimation les plus couramment utilisées, on distingue le filtre de Kalman étendu (EKF) et l'observateur à mode glissant (OMG).

Le filtre de Kalman étendu (EKF) est un outil efficace pour l'estimation d'état des systèmes non linéaires. Il repose sur le principe de la linéarisation du modèle du système autour du point de fonctionnement, ce qui permet d'obtenir une bonne précision d'estimation, en particulier en présence de bruit gaussien. Cependant, cette méthode est critiquée pour la complexité de sa mise en œuvre, qui requiert une connaissance précise des paramètres du système et un réglage fin des matrices de covariance du bruit, ainsi que pour son coût de calcul élevé, notamment pour les systèmes complexes [33-34]. Dans [35], les estimations de la vitesse, de la position du rotor et du couple de charge d'une MSAP pentaphasée, sont réalisées au moyen d'un filtre de Kalman étendu. Dans [36], le filtre de kalman étendu est employé pour estimer le flux statorique et la vitesse du rotor d'une machine synchrone à double stator.

En revanche, l'observateur à mode glissant (OMG), basé sur le concept de surface de glissement, offre une performance remarquable en termes de robustesse face aux incertitudes du modèle et aux perturbations externes. Il se caractérise également par une structure mathématique relativement simple qui facilite sa mise en œuvre. Néanmoins, il souffre du phénomène de broutage (chattering) qui peut affecter les performances du système, ce qui nécessite l'utilisation de techniques d'atténuation du broutage, tout en tenant compte de l'impact de ces techniques sur la robustesse de l'observateur [37-38]. Dans [21], les auteurs ont appliqué un observateur à mode glissant pour estimer les vitesses, les positions des rotors, ainsi que les flux et les couples de deux MSAP pentaphées connectées en parallèle.

L'objectif principal de ce travail de recherche est l'amélioration des performances de la commande directe du couple (DTC) d'un système entraînement multiphasé basé sur une machine synchrone à aimants permanents pentaphasée sans capteur de vitesse. Cet objectif est atteint en traitant les aspects suivants :

- Introduction des régulateurs PI d'ordre fractionnaire dans la structure de commande DTC-SVM à fin d'obtenir des performances améliorées par rapport aux régulateurs PI conventionnels,
- Implémentation d'observateurs par filtre de Kalman étendu et à mode glissant dans l'intention de réaliser une commande sans capteur capable d'augmenter la fiabilité du système d'entraînement multiphasé et de réduire son coût,
- Amélioration des performances de la commande DTC-SVM par l'implémentation de stratégies de commandes non linéaires telles que les commandes : par backstepping, par mode glissant, par synergie et par synergie d'ordre fractionnaire
- Combinaison des commandes prédictives et la modulation vectorielle pour donner naissance à des techniques capable de garantir un fonctionnement à fréquence de commutation constante de l'onduleur à cinq bras.

Pour atteindre les objectifs susmentionnés, la présente thèse est structurée en quatre chapitres ; chacun deux est résumé brièvement ci-après :

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation du système d'entraînement pentaphasé proposé. Dans sa première partie, la modélisation dynamique de la machine synchrone pentaphasée à aimants permanents dans un repère lié au rotor sera convenablement présentée. Puis, sa deuxième partie sera sacrifiée à la modélisation de l'onduleur de tension à cinq bras et de son mécanisme de modulation de largeur d'impulsion (PWM) basé sur la stratégie de modulation vectorielle.

Le second chapitre sera structuré en trois parties principales. La première partie sera destinée à l'application de la DTC conventionnelle à la MSAP pentaphasée. La deuxième partie aura comme objectif l'amélioration des performances de la DTC conventionnelle par l'intégration de la modulation vectorielle (SVM). En outre, afin de renforcer la robustesse de la stratégie DTC-SVM, l'introduction des régulateurs PI d'ordre fractionnaire sera examinée. Enfin, la troisième partie sera dédiée à l'estimation de la vitesse du rotor, du flux statorique et du couple électromagnétique via l'utilisation des observateurs basés soit sur le filtre de Kalman étendu soit sur le concept du mode glissant.

Le troisième chapitre sera consacré au renforcement de la robustesse de la stratégie DTC-SVM. À cette fin, des techniques de commande non linéaires (backstepping, mode glissant, synergie et synergie d'ordre fractionnaire) ont été intégrées au niveau de la structure de commande DTC-SVM. Ces approches de DTC-SVM non linéaires sont appliquées sur une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse moyennant un filtre de Kalman étendu (EKF).

Le quatrième chapitre sera réservé au développement et à l'application de trois stratégies de commande prédictive directe du couple (PDTC) à fréquence de commutation constante dans un contexte d'une commande sans capteur de vitesse d'une MSAP pentaphasée. Ces stratégies comprennent l'association de la PDTC et l'algorithme SVM (PDTC-SVM), la version optimisée de la PDTC utilisant l'algorithme d'optimisation (GWO), et la PDTC à fréquence de commutation constante (CSF-PDTC).

Enfin, ce document sera clôturé par une conclusion générale récapitulant les divers résultats obtenus et les perspectives envisagées.

Chapitre I

Modélisation de l'association d'une machine synchrone pentaphasée à aimants permanents et un onduleur de tension à cinq bras

I.1. Introduction

Les machines polyphasées offrent des avantages considérables par rapport aux machines triphasées traditionnels, notamment en termes de fiabilité et de sécurité [1]. En répartissant la puissance sur les phases de l'onduleur, la conception de ces machines réduit la contrainte sur chaque composant de puissance, ce qui améliore la durée de vie du système. De plus, ces machines présentent une tolérance élevée aux défauts, capables de continuer à fonctionner même en cas de défauts de phase. Cette caractéristique intrinsèque est cruciale pour les applications critiques où un fonctionnement ininterrompu est essentiel [3-4]. D'autre part, les machines synchrones à aimants permanents se distinguent des machines asynchrones par l'utilisation d'aimants permanents pour générer le flux magnétique dans le rotor. Cet avantage entraîne une réduction significative des frottements mécaniques et des pertes en cuivre, facilitant ainsi le refroidissement de la machine car la plupart des pertes sont concentrées dans le stator. Par conséquent, ces machines peuvent être utilisées en toute sécurité dans des environnements explosifs car elles ne produisent pas d'étincelle, ce qui améliore leur efficacité et offre un niveau de sécurité élevé [5-6].

Ce chapitre présente un aperçu concis des machines polyphasées, en mettant en lumière leurs différentes classifications, applications, ainsi que leurs avantages et inconvénients. Par la suite, un intérêt particulier sera donné à la modélisation de la machine synchrone pentaphasée à aimants permanents. En raison de la complexité du modèle obtenu, le recours à la transformation de Park semble une solution efficace pour le convertir en un système équivalent biphasé, ce qui rend l'étude et la commande de cette machine plus simples. Dans la dernière section de ce chapitre, une attention particulière est portée à la modélisation de l'onduleur de tension à cinq bras et de son mécanisme de commande utilisant la technique de modulation de largeur d'impulsion (PWM) basée sur la stratégie de modulation vectorielle (SVM : Space Vector Modulation).

I.2. Généralité sur les machines multiphases

Dans les systèmes de traction nécessitant une puissance élevée, l'augmentation du nombre de phases des machines électriques est considérée comme un choix approprié pour améliorer la fiabilité et la sécurité de ce genre de systèmes [4]. La répartition de la puissance entre les phases évite d'augmenter le courant par phase et permet de garantir la continuité de fonctionnement en cas de défaillance dans l'une des phases, ce qui réduit les risques d'arrêt complet du système. D'autre part, certaines composantes harmoniques des courants statoriques ne participent pas à la génération de la force magnétomotrice (f.m.m) et demeurent confinées au circuit du stator. Lorsque la machine est alimentée par un onduleur de tension, l'impédance perçue par ces harmoniques peut se révéler faible, favorisant ainsi l'émergence de courants harmoniques de grande amplitude. Ce phénomène de circulation des courants harmoniques représente une limitation majeure des machines multiphases alimentées par des onduleurs de tension [5-6].

Parmi les nombreuses applications potentielles, on peut notamment mentionner les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les broyeurs, ainsi que les systèmes de production d'énergie éolienne et les véhicules électriques hybrides, et bien d'autres.

Les machines électriques multiphases peuvent être classées selon l'organigramme de la figure (I.1) :

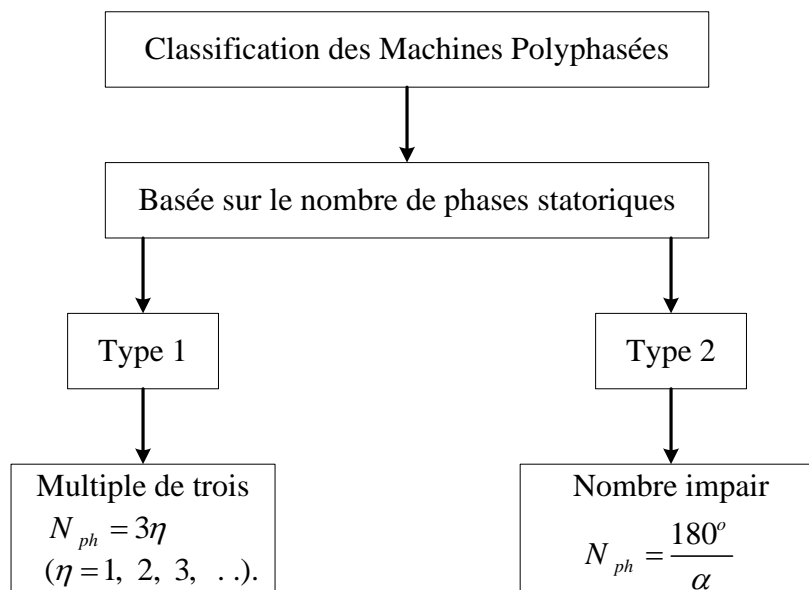


Figure (I.1): Organigramme de classification des machines multiphases.

Tel que N_{ph} est le nombre de phases et α est l'angle entre deux bobines adjacentes.

Tableau (I.1) montre des exemples illustratifs de chaque type de machines polyphasées.

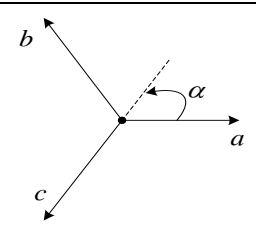
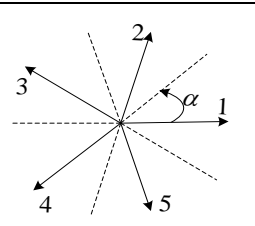
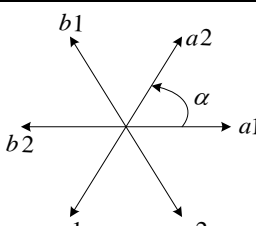
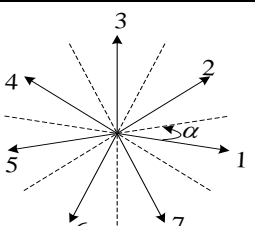
| Type 1 | | | Type 2 | | |
|----------|------------|---|----------|--------------|---|
| N_{ph} | α | Axes des bobines | N_{ph} | α | Axes des bobines |
| 3 | 60° |  | 5 | 36° |  |
| 6 | 60° |  | 7 | 25.7° |  |

Tableau (I.1): Deux types de machines polyphasées.

I.3. Description de la machine synchrone pentaphasée à aimants permanents

La machine étudiée se caractérise par la présence de cinq enroulements (a,b,c,d,e) identiques pour les phases du stator, espacés deux par deux avec un angle électrique égal à $2\pi/5$, comme l'illustre la figure (I.2), tandis que le rotor est constitué d'aimants permanents qui tournent à la vitesse synchrone.

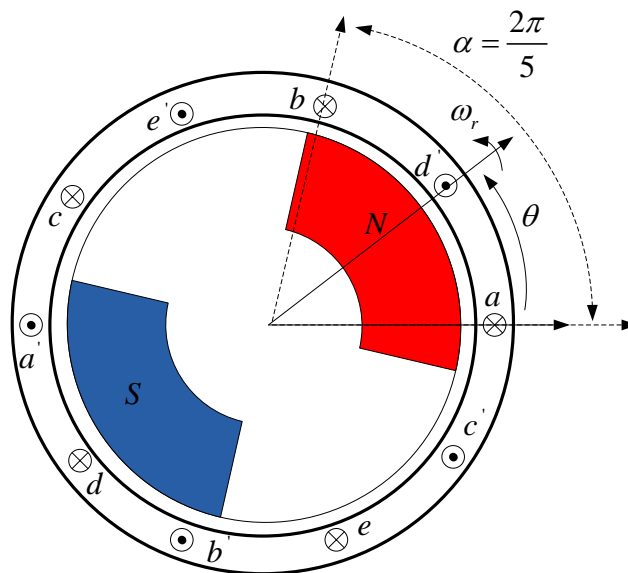


Figure (I.2): Représentation symbolique d'une MSAP pentaphasée.

Afin d'élaborer un modèle mathématique décrivant le fonctionnement de la machine, certaines hypothèses simplificatrices sont nécessaires, permettant ainsi d'obtenir des équations simples qui reflètent au mieux le fonctionnement de la machine [3], [39].

1. Circuit magnétique non saturé,
2. Répartition sinusoïdale de l'induction magnétique dans l'entrefer,
3. Pertes ferromagnétiques négligeables,

4. Effets des cavités ou des encoches négligeables,
5. Effet de peau (Skin Effect) négligeable.

Les équations de tension et de flux de la MSAP pentaphasée, dans le repère naturel (a,b,c,d,e), peuvent être exprimées sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{aligned} [V_{abcde}] &= [R_s][i_{abcde}] + \frac{d[\phi_{abcde}]}{dt} \\ [\phi_{abcde}] &= [L_s][i_{abcde}] + [\phi_{fabcde}] \end{aligned} \quad (I.1)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_{abcde}] &= [V_a \ V_b \ V_c \ V_d \ V_e]^t \\ [i_{abcde}] &= [i_a \ i_b \ i_c \ i_d \ i_e]^t \\ [\phi_{abcde}] &= [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c \ \phi_d \ \phi_e]^t \\ [R_s] &= \text{diag}[R_s \ R_s \ R_s \ R_s \ R_s] \end{aligned}$$

Le flux du rotor est défini comme suit :

$$[\phi_{fabcde}] = \phi_{PM} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Où l'amplitude du flux de l'aimant permanent est représentée par ϕ_{PM} , tandis que la position du rotor est désignée par θ .

L_s représente la matrice d'inductance du stator, qui inclut les inductances propres et mutuelles des phases du stator et varie avec la position du rotor en raison de la structure saillante du rotor. On peut la représenter de la manière suivante :

$$[L_s] = [L_{s1}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (I.3)$$

Avec :

$$[L_{s2}] = L_{ts} \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos 2\theta \\ \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos 2\theta & \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos 2\theta & \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos 2\theta & \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix}$$

$$\text{et } [L_{s1}] = L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

Le couple électromagnétique peut être exprimé par :

$$C_{em} = \frac{p}{2} i'_{abcde} \frac{\partial L_s}{\partial \theta} i_{abcde} + p i'_{abcde} \frac{\partial \phi_{fabcde}}{\partial \theta} \quad (\text{I.4})$$

Le modèle de la MSAP pentaphasée dans le repère naturel est formé par des équations différentielles à coefficients variables avec la position du rotor, rendant l'analyse directe du système complexe. Pour remédier à cet inconvénient, la transformation de Park suivante est utilisée pour transformer le système à cinq phases en un système équivalent (d,q,z₁,z₂), facilitant ainsi l'étude et la commande de la machine pentaphasée.

$$[R] = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

L'application de la transformation de Park conduit aux systèmes d'équations suivants:

Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega \phi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega \phi_d \\ V_{z1} = R_s i_{z1} + \frac{d\phi_{z1}}{dt} \\ V_{z2} = R_s i_{z2} + \frac{d\phi_{z2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

Equations des flux:

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + \phi_{PM} \\ \phi_q = L_q i_q \\ \phi_{z_1} = L_{z_1} i_{z_1} \\ \phi_{z_2} = L_{z_2} i_{z_2} \end{cases} \quad (I.7)$$

Où $V_d, V_q, V_{z_1}, V_{z_2}$ représentent respectivement les tensions du stator selon les axes (d, q, z_1, z_2) . $i_d, i_q, i_{z_1}, i_{z_2}$ représentent respectivement les courants du stator selon les axes (d, q, z_1, z_2) . $L_d, L_q, L_{z_1}, L_{z_2}$ sont les inductances dans les référentiels tournants. R_s est la résistance des bobines statoriques.

Le couple électromagnétique peut être exprimé comme suit :

$$C_{em} = \frac{5}{2} p (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \quad (I.8)$$

On peut distinguer les points suivants concernant le modèle de la MSAP pentaphasée [40] :

1. La machine peut être modélisée sous la forme de trois sous-systèmes fictifs totalement découplés,
2. La conversion électromagnétique se réalise entièrement dans le plan (d, q) . La machine fictive associée à ce plan est donc directement responsable de la production du couple électromagnétique,
3. Le modèle de la machine dans le plan (z_1, z_2) ne participe pas à la génération du couple électromagnétique. Les courants (i_{z_1}, i_{z_2}) , appelés courants de circulation, dépendent principalement des caractéristiques de l'alimentation appliquée à la machine.
4. Le modèle de la machine, lorsqu'il est exprimé dans le référentiel de Park, présente une structure similaire à celle d'une MSAP triphasée classique.

Le modèle de la MSAP pentaphasée exprimé par les équations (I.6), (I.7) et (I.8) est complété par l'équation mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine. Cette équation est exprimée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f \omega_r = C_{em} + C_r \quad (I.9)$$

Où J est le coefficient d'inertie, f est le coefficient de frottement, p est le nombre de paires de pôles, et C_r est le couple de charge externe.

I.4. Modélisation de l'onduleur à cinq bras

Comme le montre la figure (I.3), l'onduleur connecté au stator de la machine est composé de cinq bras, où le chiffre cinq représente le nombre de phases de la machine. Chaque bras est composé d'interrupteurs électroniques choisis en fonction de la puissance et de la fréquence de commutation. Les interrupteurs situés sur le même bras sont commandés d'une manière complémentaire.

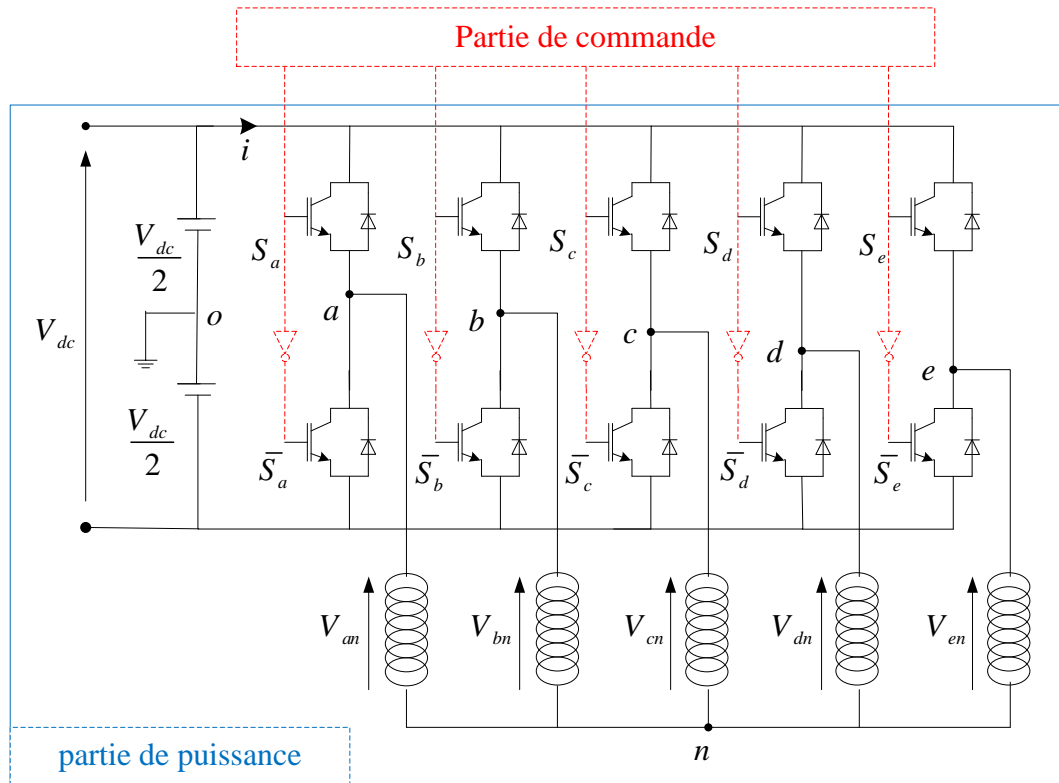


Figure (I.3) : Représentation d'un onduleur de tension à cinq bras à deux niveaux.

Chaque interrupteur supérieur est associé à une fonction de connexion définie par :

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{si } T_a \text{ fermé, } T'_a \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } T_a \text{ ouvert, } T'_a \text{ fermé} \end{cases}, \quad i = a, b, c, d, e \quad (\text{I.10})$$

Les tensions de sortie des demi-bras, par rapport au point neutre de la source continue "o", s'expriment comme suit :

$$V_{io} = S_i V_{dc} - \frac{V_{dc}}{2}, \quad i = a, b, c, d, e \quad (\text{I.11})$$

Les expressions des tensions de sortie de l'onduleur par rapport au point neutre de la machine "n" sont :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \\ V_{dn} = V_{do} - V_{no} \\ V_{en} = V_{eo} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Pour un système de tension pentaphasé équilibré, l'équation suivante est vérifiée :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} + V_{dn} + V_{en} = 0 \quad (\text{I.13})$$

En se basant sur les équations (I.12) et (I.13), on peut déduire la tension entre les points n et o comme suit :

$$V_{no} = \frac{1}{5} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co} + V_{do} + V_{eo}) \quad (\text{I.14})$$

En substituant l'équation (I.14) dans l'équation (I.12), les tensions de sortie de l'onduleur à cinq bras peuvent être exprimées en fonction des tensions de sortie des demi-bras, comme suit :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{5}(4V_{ao} - V_{bo} - V_{co} - V_{do} - V_{eo}) \\ V_{bn} = \frac{1}{5}(-V_{ao} + 4V_{bo} - V_{co} - V_{do} - V_{eo}) \\ V_{cn} = \frac{1}{5}(-V_{ao} - V_{bo} + 4V_{co} - V_{do} - V_{eo}) \\ V_{dn} = \frac{1}{5}(-V_{ao} - V_{bo} - V_{co} + 4V_{do} - V_{eo}) \\ V_{en} = \frac{1}{5}(-V_{ao} - V_{bo} - V_{co} - V_{do} + 4V_{eo}) \end{cases} \quad (I.15)$$

Les tensions de sortie de l'onduleur à cinq bras sont exprimées en fonction des états de commutation des interrupteurs par l'équation suivante:

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \\ V_{dn} \\ V_{en} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_d \\ S_e \end{pmatrix} \quad (I.16)$$

On peut représenter la tension de sortie de la manière complexe suivante :

$$\bar{V} = \frac{2}{5}(V_{an} + V_{bn}e^{j\alpha} + V_{cn}e^{j2\alpha} + V_{dn}e^{j3\alpha} + V_{en}e^{j4\alpha}) \quad (I.17)$$

Avec $\alpha = \frac{2\pi}{5}$.

Le vecteur \bar{V} peut être représenté dans le plan (α, β) par :

$$\bar{V} = V_{\alpha} + jV_{\beta} \quad (I.18)$$

Où V_{α} et V_{β} sont les composantes du vecteur \bar{V} dans le plan (α, β) et sont calculées de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \cos 4\alpha \\ 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \sin 4\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \\ V_{dn} \\ V_{en} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

L'équation suivante permet d'exprimer les composantes V_{α} et V_{β} en fonction des états de commutation des interrupteurs comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2V_{dc}}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \cos 4\alpha \\ 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \sin 4\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_d \\ S_e \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

L'onduleur à cinq bras à deux niveaux a la capacité de générer 32 états différents, comme le montre la figure (I.4). La répartition des vecteurs de tension correspondants se fait dans le plan

(α, β) , ce qui crée trois décagones centrés à l'origine. En raison des positions discrètes du vecteur, le diagramme vectoriel est subdivisé en dix secteurs triangulaires de $\pi/5$.

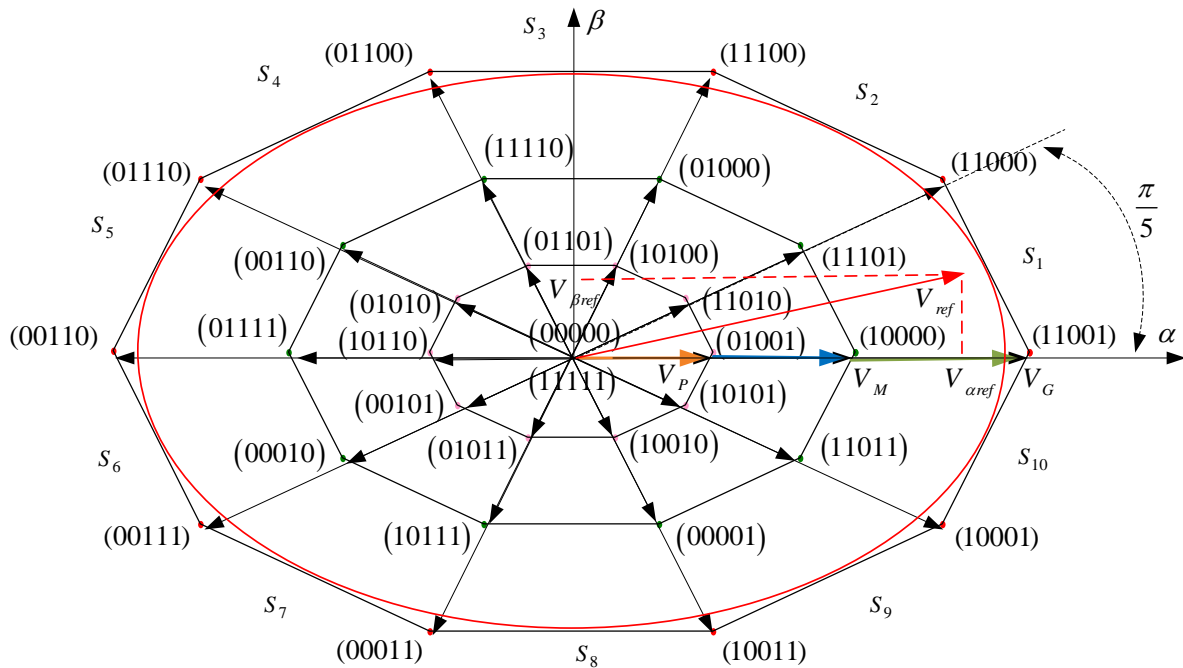


Figure (I.4) : Diagramme vectoriel de l'onduleur de tension à cinq bras à deux niveaux.

Ces vecteurs de tension peuvent être classés selon leurs amplitudes, comme illustré dans le tableau (I.2), en quatre catégories distinctes : les vecteurs amplitudes grands, moyens, petits et nuls.

| Symbole du vecteur | Amplitude du vecteur |
|--------------------|---|
| V_p (p : petit) | $ V = V_p = \frac{\sqrt{5}-1}{5} V_{dc}$ |
| V_M (M : moyen) | $ V = V_M = \frac{2}{5} V_{dc}$ |
| V_G (G : grand) | $ V = V_G = \frac{\sqrt{5}+1}{5} V_{dc}$ |

Tableau (I.2) : Amplitudes des vecteurs de tension du diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq bras

Plusieurs techniques de modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation, PWM) sont utilisées pour contrôler l'onduleur à cinq bras. Parmi ces techniques, la modulation sinus-triangle (Sinusoidal PWM, SPWM) et la modulation vectorielle (Space Vector PWM, SVPWM) sont largement adoptées. Bien que la modulation SVPWM soit plus complexe et nécessite plus de calculs, elle est préférée dans les applications nécessitant des performances élevées et une faible distorsion harmonique par rapport à la modulation SPWM.

La mise en œuvre de la SVPWM pour un onduleur à cinq bras implique le calcul du vecteur de référence, l'identification des numéros des secteurs, le calcul des temps de commutation et la génération des signaux PWM [1].

Dans cette section, on prend en compte le décagone extérieur des vecteurs dans le plan (α, β) , illustré dans la figure (I.4). Cela signifie que deux vecteurs actifs adjacents et deux vecteurs nuls sont utilisés pendant une période de commutation afin de générer la tension de référence. Donc les étapes de mise en œuvre de la SVPWM pour un onduleur à cinq bras sont [1]:

1- Calcul du vecteur de référence

La commande de l'onduleur a pour but de rendre les tensions de sortie (V_a, V_b, V_c, V_d, V_e) aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales. Comme le montre la figure (I.4), ces vecteurs peuvent être représentés dans le plan (α, β) par un unique vecteur de référence, désigné par \bar{V}_{ref} , dont l'amplitude V_{ref} est égale à l'amplitude souhaitée des tensions simples, et qui tourne autour du centre de décagone extérieur avec une vitesse angulaire ω constante. Ce vecteur est défini par l'expression suivante :

$$\bar{V}_{ref} = mV_{ref\ max}e^{j\theta} \quad (I.21)$$

Où m est le taux de modulation variant entre 0 à 1 et est défini comme suit : $m = \frac{V_{ref}}{V_{ref\ max}}$

Où $V_{ref\ max}$ est le module maximum calculé par : $V_{ref\ max} = \frac{\sqrt{(5+\sqrt{5})}(\sqrt{2}+\sqrt{10})}{20}V_{dc}$; θ est la

position angulaire du vecteur \bar{V}_{ref} , déterminé selon l'expression suivante: $\theta = arctg\left(\frac{V_{\beta ref}}{V_{\alpha ref}}\right)$

2- Identification du numéro du secteur

Le numéro du secteur est calculé à l'aide de l'équation suivante :

$$S_i, i = ceil\left(\frac{5\theta}{\pi}\right) \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10\} \quad (I.22)$$

Où la fonction *ceil* arrondit un nombre réel donné au nombre entier le plus proche qui est supérieur ou égal à celui-ci.

3- Calcul des temps de commutation

À partir de la figure (I.4), on calcule le temps d'application des vecteurs de tension actifs de la manière suivante :

$$t_k = \frac{|V_{ref}| \sin\left(\frac{i\pi}{5} - \theta\right)}{|V_G| \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} T_s$$

$$t_{k+1} = \frac{|V_{ref}| \sin\left(\theta - \frac{(i-1)\pi}{5}\right)}{|V_G| \sin\left(\frac{\pi}{5}\right)} T_s \quad (I.23)$$

$$t_0 = T_s - t_k - t_{k+1}$$

Avec i désigne le numéro du secteur ($i \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10\}$) et T_s est la période de commutation.

4- Génération des impulsions

Les séquences de commutation des vecteurs de tension sont illustrées sur la figure (I.5). Pour sélectionner la séquence de commutation adéquate dans un onduleur à cinq bras, il est primordial de considérer la minimisation du nombre de commutations pour chaque interrupteur et la réduction de la distorsion harmonique. Comme exemple dans le secteur 1, on applique d'abord le vecteur du côté gauche, puis le vecteur du côté droit. Tandis que dans le secteur 2, on applique le vecteur côté droit en premier, puis le vecteur côté gauche.

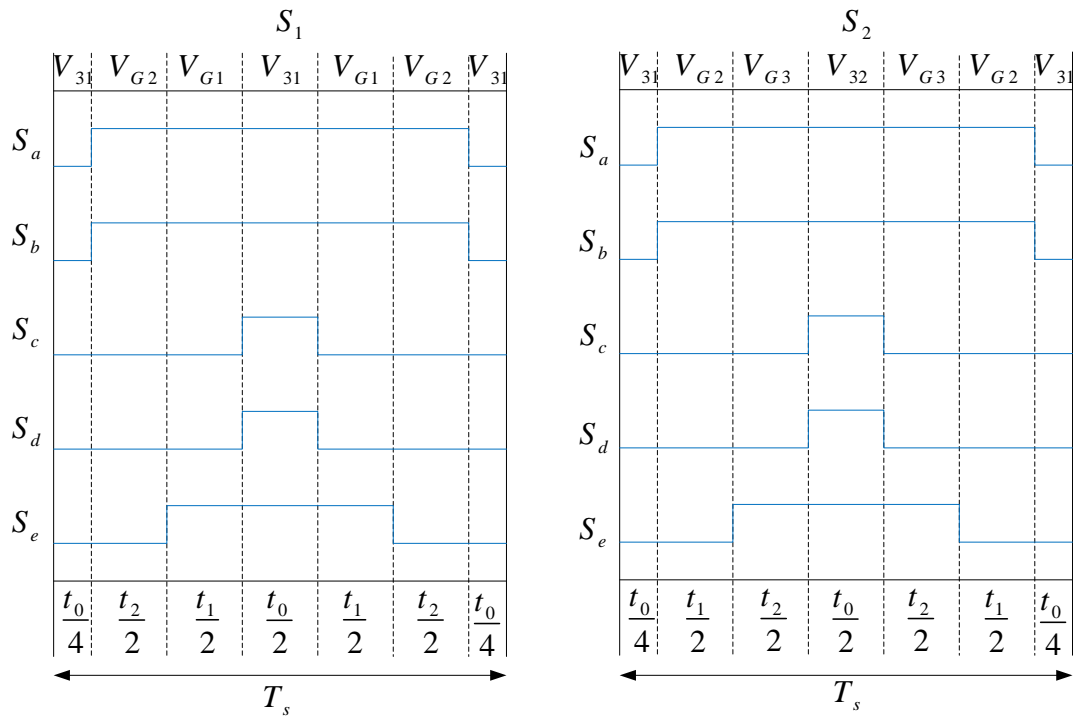


Figure (I.5) : Séquences commutation générées par la technique SVM.

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation mathématique du système composé par une machine synchrone pentaphasée à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à cinq bras a été présentée. Il a été démontré que l'application de la transformation de Park conduit à un modèle mathématique extrêmement simplifié pour la MSAP pentaphasée.

La modulation vectorielle a été adoptée pour la commande de l'onduleur à cinq bras pour son meilleure utilisation de la tension continue et pour sa capacité de réduire le taux de distorsion harmonique de la tension de sortie. Toutefois, le taux de calcul nécessaire pour la de cette approche augmente avec l'augmentation du nombre de phases.

Chapitre II

Commande directe du couple de la MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse

II.1. Introduction

Dans le but d'assurer une commande efficace de la MSAP pentaphasée, de nombreuses méthodes de commande ont été proposées dans la littérature [41-43]. Bien que ces méthodes reposent sur des principes différents, elles partagent un objectif principal commun, qui consiste à réaliser une commande découplée entre le flux et le couple, à l'instar de ce qui est adopté dans les machines à courant continu à excitation séparée. Parmi ces stratégies, la commande directe du couple (DTC) [42] qui se distingue par sa structure de commande simple, puisqu'elle ne requiert pas l'utilisation de boucles de commande de courant internes, ni d'unité de modulation de largeur d'impulsion, et dépend d'un nombre limité de paramètres ; ce qui permet d'obtenir une bonne performance dynamique par rapport à la commande vectorielle. Cependant, l'utilisation de régulateurs à hystérésis génère une fréquence de commutation variable, ce qui entraîne l'apparition d'ondulations significatives à la fois dans le couple et le flux statorique. Ce dernier inconvénient est considéré comme le principal obstacle devant la commande directe du couple conventionnelle. Il est possible de surmonter efficacement cet inconvénient juste par l'utilisation d'un algorithme de modulation vectorielle (SVM). En effet, au lieu d'utiliser une table de commutation et des régulateurs à hystérésis, un modulateur SVM et des régulateurs PI linéaires sont utilisés. La combinaison de la méthode de commande directe du couple conventionnelle et du modulateur SVM forme ce que l'on appelle la commande directe du couple par modulation vectorielle (DTC-SVM) [44]. Bien que la structure DTC-SVM adoptant des régulateurs PI classiques peut assurer de bonnes performances, elle néanmoins peut échouer lorsque les paramètres du système changent ou en présence de fortes perturbations externes. Afin d'améliorer davantage la robustesse de la stratégie DTC-SVM, le recours à des régulateurs d'ordre fractionnaire PI^α semblent une solution prometteuse [45-46], Ce genre de régulateurs est capable d'obtenir de bonnes performances par rapport aux régulateurs PI conventionnels, grâce à leurs paramètres réels supplémentaires qui fournissent une plus grande souplesse.

Ce chapitre est structuré en trois sections principales. La première section sera consacrée à l'application de la DTC conventionnelle à la MSAP pentaphasée. La deuxième section aura comme objectif l'amélioration des performances de la DTC conventionnelle par l'intégration de

la modulation vectorielle (SVM). En outre, afin de renforcer la robustesse de la stratégie DTC-SVM, l'introduction des régulateurs PI d'ordre fractionnaire sera examinée. Enfin, la troisième section sera dédiée à l'estimation de la vitesse du rotor, du flux statorique et du couple électromagnétique via l'utilisation des observateurs basés soit sur le filtre de Kalman étendu ou sur le concept du mode glissant.

II.2. Principe de la commande DTC

L'appellation « Commande Directe du Couple connue sous le nom : Direct Torque Control, (DTC)» tire son origine de la capacité à commander directement les états de l'onduleur en se basant sur les écarts entre les valeurs de référence et les valeurs estimées du couple et du flux, contrairement au contrôle par orientation du flux (Field Oriented Control, FOC) qui requiert une boucle de contrôle de courant interne.

Le concept de la DTC repose sur l'équation de la tension statorique, qui établit une relation explicite entre les tensions appliquées au stator et l'évolution dynamique du flux statorique. L'équation, qui constitue le fondement théorique de la stratégie DTC, s'exprime comme suit :

$$\bar{V}_s = R\bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad (\text{II.1})$$

En supposant que la chute de tension ohmique sur la résistance du stator est négligeable, l'équation du vecteur de flux statorique prend la forme suivante :

$$\bar{\phi}_s = \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{II.2})$$

Pendant une période d'échantillonnage T_e assez faible, la tension appliquée à la machine demeure constante, ce qui permet d'écrire :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = \bar{\phi}_s(0) + \bar{V}_s T_e \\ \Delta\phi_s \approx V_s T_e \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

À partir de l'équation (II.3), il est évident que le vecteur de tension, voir figure (II.1-b), appliqué au stator exerce une influence directe sur la dynamique du vecteur de flux statorique. En particulier, les vecteurs de tension actifs agissent en modifiant à la fois l'amplitude et l'orientation du vecteur de flux statorique, permettant ainsi de contrôler précisément son évolution. En revanche, l'application de vecteurs de tension nuls a pour effet de d'immobiliser le vecteur de flux statorique.

En conséquence, la commande de l'angle de couple δ est assurée par l'orientation du vecteur de flux statorique $\bar{\phi}_s$ relativement au vecteur de flux rotorique $\bar{\phi}_r = \phi_{PM}$, induit par les aimants permanents. Cette action permet un contrôle direct du couple électromagnétique, conformément à l'expression :

$$C_{em} = \frac{5}{2} p \left(\frac{\phi_s \phi_r \sin \delta}{L_d} - \frac{|\phi_s|^2 (L_d - L_q) \sin 2\delta}{2L_d L_q} \right) \quad (\text{II.4})$$

La stratégie de commande repose sur l'application séquentielle des vecteurs de tension. En sélectionnant convenablement, à chaque instant d'échantillonnage, un vecteur parmi les 32 disponibles, il est possible de contrôler directement la dynamique du flux statorique. Cette sélection est guidée par la position du flux dans le plan des tensions, lequel est divisé en dix zones, et la première zone s'étend de $\frac{\pi}{10}$ à $-\frac{\pi}{10}$, comme indiqué dans la figure (II.2).

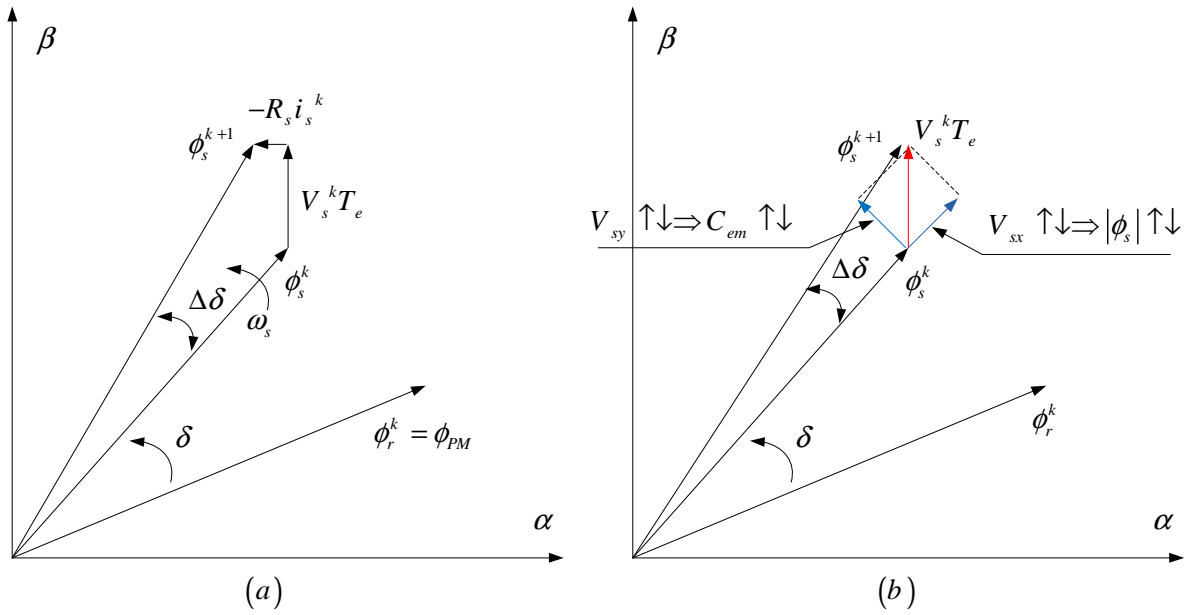


Figure (II.1): Effet du vecteur de tension sur l'amplitude du flux statorique et l'angle de couple :
 a) Résistance du stator non négligeable, b) Résistance du stator négligeable.

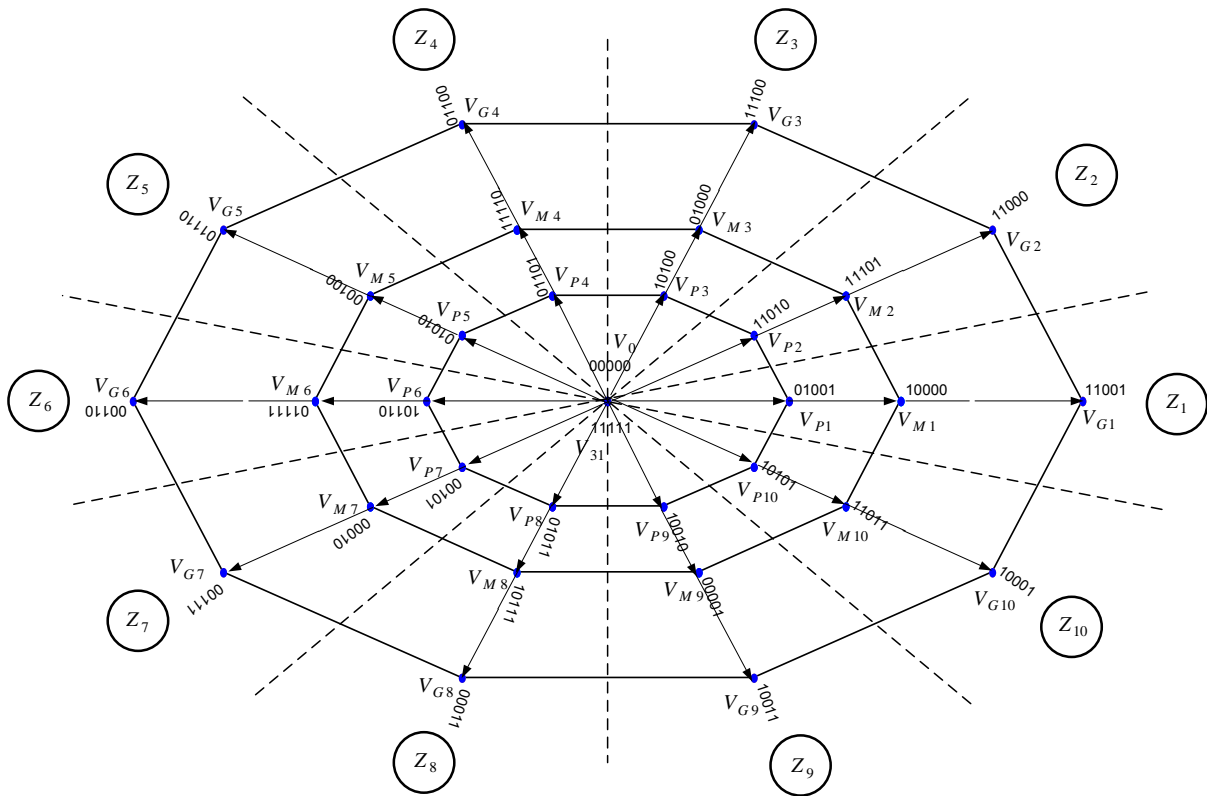


Figure (II.2) : Représentation vectorielle des tensions de l'onduleur à cinq bras.

Considérons, à titre d'exemple, le cas où le vecteur de flux statorique se situe dans la zone Z_i (figure II-3), en se limitant à l'analyse du décagone externe.

Si le vecteur de tension V_{Gi+1} est sélectionné, le flux magnétique dans la machine augmente, tout comme le couple électromagnétique. Inversement, si le vecteur V_{Gi-1} est choisi, le flux augmente tandis que le couple diminue. De manière similaire, la sélection des vecteurs V_{Gi+4} et V_{Gi+6} entraîne respectivement une diminution du flux associée à une augmentation ou une diminution du couple. Lorsque l'erreur sur le couple est suffisamment faible ($dC_{em} = 0$),

indiquant que le couple atteint la valeur souhaitée, un vecteur de tension nul (V_0 ou V_{31}) est appliqué pour maintenir le système dans un état stable sans modifier le flux ou le couple.

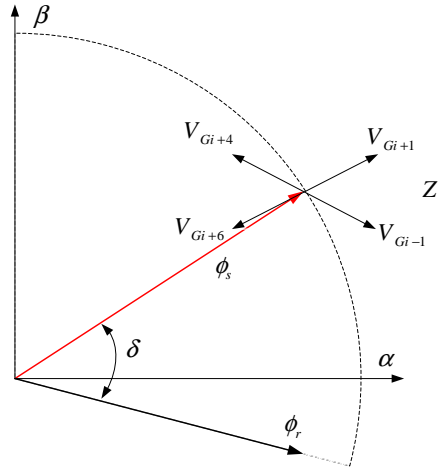


Figure (II.3): Choix des vecteurs de tension pour la commande du flux statorique dans la zone Z_i .

La commande DTC requiert impérativement l'estimation en ligne du flux statorique et du couple électromagnétique. Diverses méthodes d'estimation du flux sont envisageables, parmi lesquelles le modèle en tension est largement employé dans le cadre de la DTC. Ce dernier permet d'estimer l'amplitude du flux statorique à partir de ses composantes (α, β) projetées sur un repère fixe en utilisant l'équation suivante :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int (\hat{V}_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int (\hat{V}_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Où $\hat{V}_{s\alpha}$ et $\hat{V}_{s\beta}$ représentent les estimations des composantes du vecteur de tension, calculées à partir du modèle de l'onduleur à cinq bras.

L'amplitude du flux statorique estimé s'exprime par :

$$\hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \quad (\text{II.6})$$

L'estimation de l'angle du vecteur flux statorique s'effectue à partir de :

$$\hat{\theta}_s = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \right) \quad (\text{II.7})$$

L'estimateur utilisé ne dépend que de la résistance statorique, dont l'influence d'une éventuelle erreur est considérée comme négligeable [47].

On peut estimer le couple électromagnétique à partir de :

$$\hat{C}_{em} = \frac{5}{2} p (\hat{\phi}_{\alpha} i_{\beta} - \hat{\phi}_{\beta} i_{\alpha}) \quad (\text{II.8})$$

On observe, d'après cette relation, que l'exactitude de l'amplitude du couple estimé est tributaire de la précision de l'estimateur de flux statorique et de la qualité des mesures des courants statoriques.

La table de commande nécessaire pour la sélection des vecteurs de tension lors de l'implémentation de la DTC conventionnelle d'une MSAP pentaphasée est présentée au Tableau (II.1).

Table (II.1) : Tableau de commutation pour la DTC classique.

| e_ϕ | $e_{C_{em}}$ | $Z_i (i = 1, \dots, 10)$ |
|----------|--------------|--------------------------|
| 1 | 1 | $V_{G(i+1)}$ |
| | -1 | $V_{G(i-1)}$ |
| -1 | 1 | $V_{G(i+4)}$ |
| | -1 | $V_{G(i+6)}$ |

La figure (II.4) présente le schéma bloc de la commande DTC conventionnelle appliquée au système d'entraînement pentaphasé. Ce schéma comporte notamment un régulateur de vitesse, deux comparateurs à hystérésis, une table de décision, ainsi qu'un bloc d'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. Le régulateur de vitesse génère le couple électromagnétique de référence. Ce dernier est ensuite comparé à son estimation. Le résultat de cette comparaison est utilisé comme entrée pour la table de décision. Le bloc d'estimation fournit les valeurs estimées du couple électromagnétique, du flux statorique, de la position du rotor qui est utilisé à son tour pour déterminer le numéro de la zone correspondante.

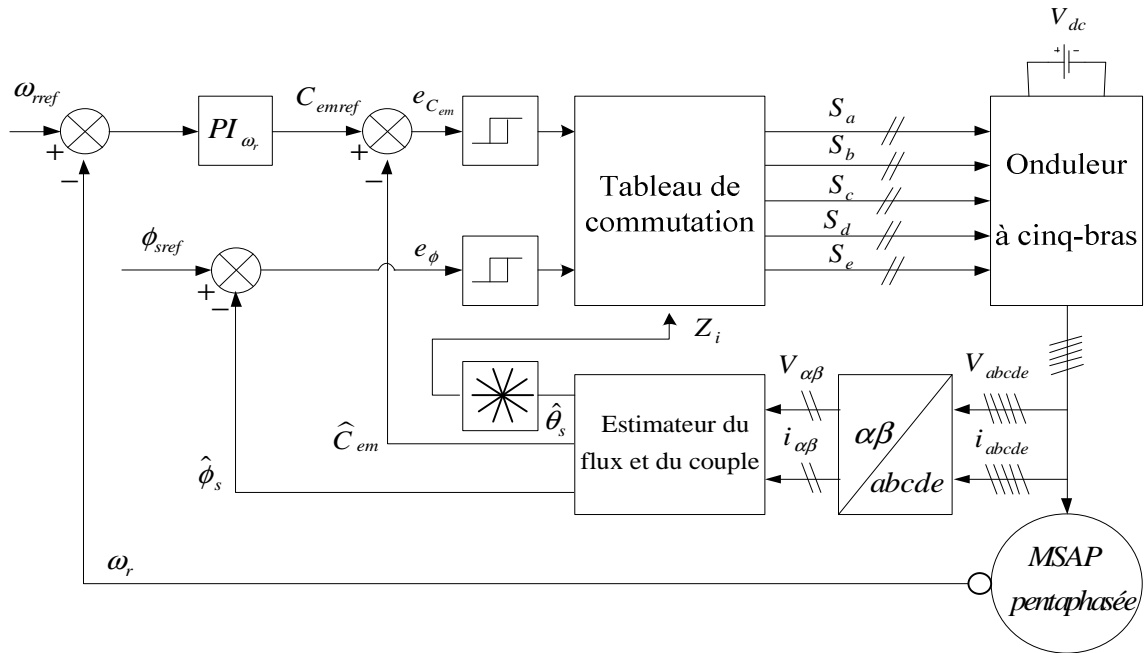


Figure (II.4) : Schéma de la stratégie de commande DTCc appliquée à la MSAP pentaphasée.

II.2. 1. Régulateur PI de la vitesse rotorique

La figure (II.5) présente le schéma fonctionnel qui régit la régulation de la vitesse

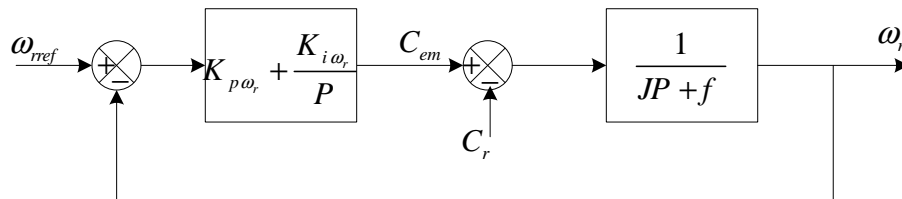


Figure (II.5): Schéma de régulation en boucle fermée de la vitesse

En se basant sur l'équation mécanique suivante:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \omega_r \quad (\text{II.9})$$

la relation de la vitesse est déduite:

$$\omega_r(P) = \frac{C_{em} - C_r}{JP + f} \quad (\text{II.10})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\omega_r}{\omega_{ref}} = \frac{K_{p\omega_r} P + K_{i\omega_r}}{JP^2 + (f + K_{p\omega_r})P + K_{i\omega_r}} \quad (\text{II.11})$$

Afin d'obtenir un comportement correctement amorti avec un amortissement optimal, les paramètres du régulateur ont été déterminés en utilisant la méthode des pôles imposés, comme illustré dans la figure (II.6).

En considérant:

$$\begin{cases} p_1 = -\rho + j\rho \\ p_2 = -\rho - j\rho \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

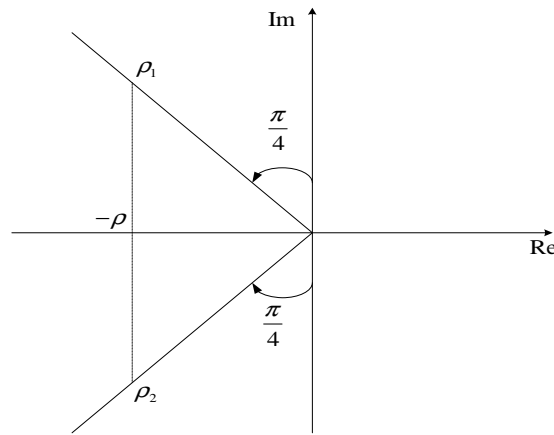


Figure (II.6): Méthode des pôles imposés.

L'expression de l'équation du dominateur est donnée par :

$$D(S) = (P - p_1)(P - p_2) = P^2 - (p_1 + p_2)P + p_1 p_2 \quad (\text{II.13})$$

L'identification permet de déduire :

$$\begin{cases} K_{i\omega_r} = J \omega_n^2 \\ K_{p\omega_r} = 2\xi \omega_n J - f \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

II.3. Commande DTC-SVM de la MSAP pentaphasée

Bien que la technique DTC conventionnelle présente des avantages notoires, tels qu'une dynamique rapide, une robustesse intrinsèque et une relative simplicité d'implémentation, elle induit, par nature, un fonctionnement à fréquence de commutation variable, susceptible d'exciter des résonances mécaniques ou acoustiques au sein du système d'entraînement. De plus, l'échantillonnage à fréquence finie entraîne un dépassement aléatoire des bornes de la bande d'hystérésis. Ces deux facteurs combinés rendent difficile la prédiction du contenu harmonique des signaux de sortie [44].

Par ailleurs, l'application de la commande DTC conventionnelle à la MSAP pentaphasée engendre l'apparition de courants de circulation statoriques d'amplitude significative [40].

Dans le cadre de cette section, une structure alternative de la commande DTC, intégrant une modulation vectorielle (SVM) à fréquence de commutation fixe, est présentée. Cette approche se distingue par la suppression des comparateurs à hystérésis et de la table de commutation, ce qui permet d'éliminer les inconvénients inhérents à ces deux éléments.

Afin de simplifier l'analyse et la commande de la MSAP pentaphasée, les grandeurs électriques sont représentées dans le référentiel (x,y) lié au flux statorique. Les expressions de ces grandeurs sont déterminées par la transformation de suivante :

$$\begin{bmatrix} X_x \\ X_y \end{bmatrix} = [T(\theta_s)] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Avec X peut être une tension, un courant ou un flux.

La transformation des coordonnées est effectuée en utilisant la matrice suivante :

$$[T(\theta_s)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

En utilisant la transformation définie par l'équation (II.15), les équations du modèle de la MSAP pentaphasée dans le référentiel (x, y) lié au flux statorique sont :

Les équations des tensions statoriques s'expriment par:

$$\begin{cases} V_x = R_s i_x + \frac{d\phi_x}{dt} - \omega_s \phi_y \\ V_y = R_s i_y + \frac{d\phi_y}{dt} + \omega_s \phi_x \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Les équations des flux statoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} \phi_x = L_d i_x + \phi_{PM} \cos(\delta) \\ \phi_y = L_d i_y - \phi_{PM} \sin(\delta) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Le couple électromagnétique s'exprime par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{5}{2} p (\phi_x i_y - \phi_y i_x) \quad (\text{II.19})$$

II.3.1. Implémentation de la commande DTC-SVM dans le repère x-y

Concernant l'orientation du flux, le repère (x, y) est orienté de sorte que son axe x soit aligné avec le flux statorique, comme indiqué dans [48].

$$\begin{cases} \phi_x = \phi_s \\ \phi_y = 0 \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

En considérant l'orientation du flux statorique, le système d'équations (II.17) se simplifié comme suit :

$$\begin{cases} V_x = R_s i_x + \frac{d\phi_s}{dt} \\ V_y = R_s i_y + \omega_s \phi_s \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

L'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{5}{2} p \phi_s i_y \tag{II.22}$$

La figure (II.7) illustre l'orientation du flux statorique de la MSAP pentaphasée dans le repère (x, y).

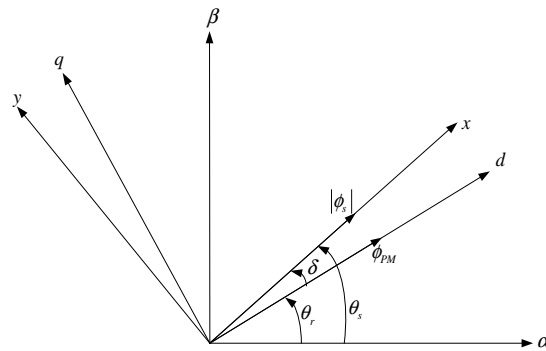


Figure (II.7): Représentation de l'orientation du flux statorique.

L'examen des relations (II.21) et (II.22) met en évidence une relation de dépendance entre l'amplitude du flux statorique et la composante directe i_x du courant statorique. En maintenant le flux statorique constant, le couple est alors exclusivement déterminé par la composante en quadrature i_y [48]. La figure (II.8) présente le schéma bloc du système de régulation du flux et du couple.

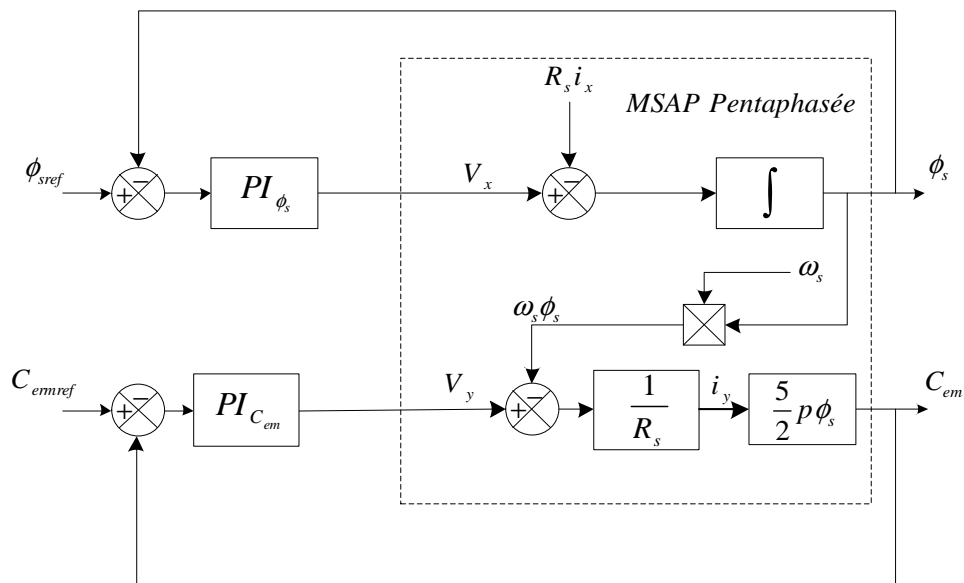


Figure (II.8): Schéma de régulation du flux et du couple utilisant deux régulateurs PI dans le repère synchrone (x-y).

II.3.2. Synthèse des régulateurs PI du flux statorique et du couple électromagnétique

II.3.2.1. Régulateur PI du flux statorique

Le découplage introduit par l'équation (II.20) conduit à l'expression suivante :

$$V_x = \left(\frac{R_s}{L_d} + P \right) \phi_s - W \tag{II.23}$$

$$\text{Avec : } W = \frac{R_s}{L_d} \phi_{PM} \cos(\delta)$$

Le schéma fonctionnel représentant la régulation du flux en boucle fermée est illustré sur la figure (II.9).

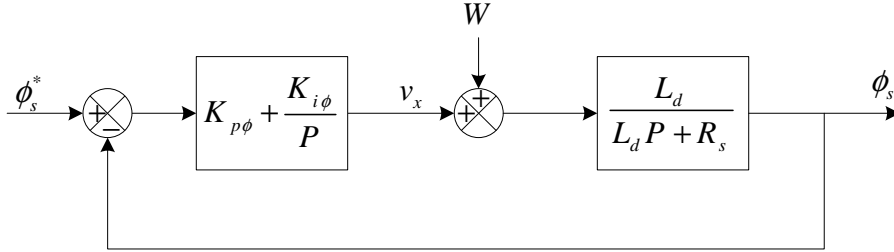


Figure (II.9): Régulation en boucle fermée du flux statorique.

En considérant W comme une perturbation, la fonction de transfert en boucle ouverte s'exprime par l'équation suivante :

$$FTBO(P) = K_{i\phi} \frac{\left(\frac{K_{p\phi} P + 1}{K_{i\phi}} \right) \frac{L_d}{R_s}}{\left(\frac{L_d}{R_s} P + 1 \right)} \quad (\text{II.24})$$

L'application de la méthode de compensation des pôles conduit à :

$$\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{II.25})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$FTBO(P) = \frac{K_{i\phi} L_d}{R_s P} \quad (\text{II.26})$$

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) est présentée comme suit :

$$FTBF(P) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_{i\phi} L_d} P + 1} \quad (\text{II.27})$$

Posons :

$$\tau_\phi = \frac{R_s}{K_{i\phi} L_d}$$

Les paramètres du régulateur PI de flux statorique sont calculés par :

$$\begin{cases} K_{i\phi} = \frac{R_s}{\tau_\phi L_d} \\ K_{p\phi} = \frac{1}{\tau_\phi} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

II.3.2.2. Régulateur PI du couple électromagnétique

L'expression de l'angle de charge est donné par :

$$\delta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{II.29})$$

En dérivant l'équation précédente, cela permet d'obtenir :

$$\omega_s = \frac{d\delta}{dt} + \omega_r \quad (\text{II.30})$$

Il vient donc :

$$V_y = R_s i_y + \phi_s \left(\frac{d\delta}{dt} + \omega_r \right) \quad (\text{II.31})$$

En considérant un angle de charge faible ($\sin(\delta) \approx \delta$), on obtient :

$$\delta = \frac{L_d i_y}{\phi_{PM}} \quad (\text{II.32})$$

Par conséquent, l'expression de la tension V_y est :

$$V_y = R_s i_y + \phi_s \left(\frac{L_d}{\phi_{PM}} \frac{di_y}{dt} + \omega_r \right) \quad (\text{II.33})$$

La dérivation de (II.27) conduit à :

$$\frac{dV_y}{dt} = R_s \frac{di_y}{dt} + \phi_s \left(\frac{L_d}{\phi_{PM}} \frac{d^2 i_y}{dt^2} + \frac{d\omega_r}{dt} \right) \quad (\text{II.34})$$

Sachant que :

$$\begin{cases} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \omega_r) \\ i_y = \frac{2C_{em}}{5p\phi_s} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

On obtient donc :

$$\frac{dV_y}{dt} = \frac{2R_s}{5p\phi_s} \frac{dC_{em}}{dt} + \phi_s \left(\frac{2L_d}{5p\phi_s\phi_{PM}} \frac{d^2 C_{em}}{dt^2} + \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \omega_r) \right) \quad (\text{II.36})$$

En appliquant la transformation de Laplace à l'équation (II.36), on obtient :

$$V_y P = \left(\frac{2L_d}{5p\phi_{PM}} P^2 + \frac{2R_s}{5p\phi_s} P + \frac{\phi_s}{J} \right) C_{em} - \frac{\phi_s}{J} (C_r + f \omega_r) \quad (\text{II.37})$$

Le schéma fonctionnel représentant le réglage du couple électromagnétique en boucle fermée est illustré sur la figure (II.10).

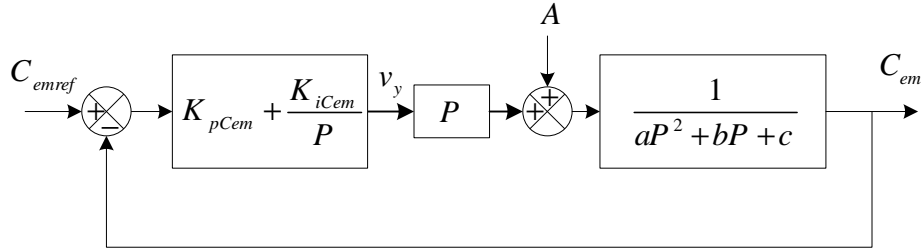


Figure (II.10): Régulation du couple électromagnétique en boucle fermée.

En considérant $A = -\frac{\phi_s}{J}(C_r + f\omega_r)$ comme perturbation externe.

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$FTBO(P) = \frac{P(K_{pCem}P + K_{iCem})}{P(aP^2 + bP + c)} \quad (\text{II.38})$$

$$\text{Avec : } a = \frac{2L_d}{5p\phi_{PM}}, \quad b = \frac{2R}{5p\phi_s}, \quad c = \frac{\phi_s}{J}$$

Après réarrangement, la fonction de transfert en boucle fermée prend la forme suivante :

$$FTBF(P) = \frac{(K_{pCem}P + K_{iCem})}{P^2 + \frac{(b + K_{pCem})}{a}P + \frac{(c + K_{iCem})}{a}} \quad (\text{II.39})$$

Une identification avec l'équation d'un système désiré du second ordre permet d'obtenir :

$$\begin{cases} K_{pCem} = 2\xi_{Cem}\omega_{nCem}a - b \\ K_{iCem} = \omega_{nCem}^2a - c \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Avec ξ_{Cem} est l'amortissement du système désiré et ω_{nCem} sa pulsation naturelle.

Le schéma de la commande PI-DTC-SVM de la machine synchrone à aimants permanents pentaphasée est présenté sur la figure (II.11). La stratégie de commande repose sur une structure en cascade, où la régulation de la vitesse est assurée dans la boucle externe par un régulateur PI. Ce régulateur génère une consigne du couple. La boucle interne intègre une structure à double régulateurs PI, conçue pour générer les commandes des tensions de références. Ceci est réalisé en utilisant à la fois les valeurs de référence et les valeurs estimées du couple et du flux statorique. Les commandes des tensions générées sont ensuite fournies en entrée au bloc de modulation vectorielle (SVM). Le bloc SVM produit alors les motifs d'impulsions nécessaires pour l'onduleur à cinq bras entraînant le MSAP pentaphasée.

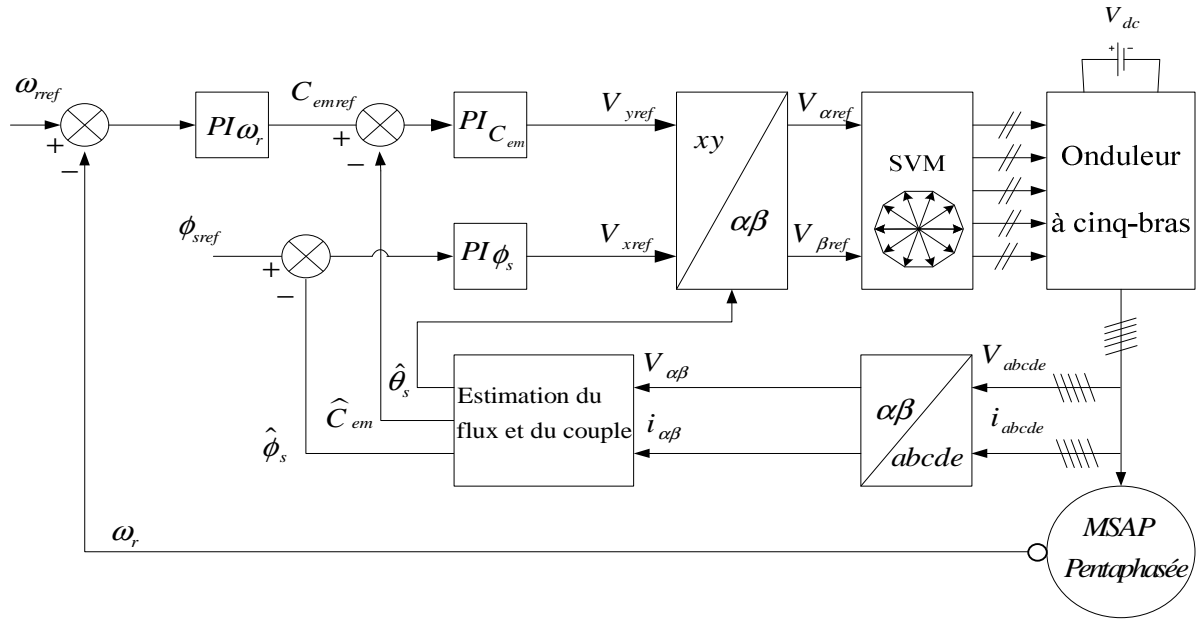


Figure (II.11): Schéma de la stratégie de commande PI-DTC-SVM appliquée à la MSAP pentaphasée.

II.3.3. Synthèse des régulateurs PI^α d'ordre fractionnaire

II.3.3.1. Notions de base du calcul fractionnaire

En calcul fractionnaire, les opérateurs différentiel-intégral sont notés ${}_a D_t^\alpha f(t)$, où a et t définissent les bornes de l'opération et $\alpha \in \mathbb{R}$ généralise les opérateurs d'intégration et de dérivation d'ordre entier aux ordres non entiers.

L'opérateur différentiel-intégral continu est exprimé par la relation suivante:

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \begin{cases} \frac{d^\alpha}{dt^\alpha} & \text{pour } \alpha > 0 \\ 1 & \text{pour } \alpha = 0 \\ \int_a^t (d\tau)^\alpha & \text{pour } \alpha < 0 \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Différentes définitions de l'opérateur différentiel-intégral fractionnaire sont exposées dans la littérature. Néanmoins, les définitions les plus couramment utilisées pour les dérivées d'ordre fractionnaire sont:

La définition au sens de Riemann-Liouville (RL) est :

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \left(\frac{d}{dt} \right)^m \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1-(m-\alpha)}} d\tau \quad (\text{II.42})$$

La définition au sens de Caputo est :

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(m-\alpha)} \int_a^t \frac{f^m(\tau)}{(t-\tau)^{1-(m-\alpha)}} d\tau \quad (\text{II.43})$$

Où $m-1 < \alpha < m$, et $\Gamma(\cdot)$ représente la fonction gamma d'Euler, et sa définition est donnée par:

$$\Gamma(x) = \int_0^\infty e^{-t} t^{(x-1)} dt, x > 0 \quad (\text{II.44})$$

Autrement, selon Grunwald-Letnikov (GL), la définition de l'opérateur différentiel-intégral d'ordre fractionnaire peut être reformulée de la manière suivante :

$${}_a D_t^\alpha f(t) = {}_h \lim_{\rightarrow} \frac{1}{h^\alpha} \sum_{k=0}^{(t-a)/h} (-1)^k \binom{\alpha}{k} f(t-kh) \quad (\text{II.45})$$

En raison des difficultés liées à la simulation numérique des équations différentielles fractionnaires par rapport aux équations ordinaires, la transformée de Laplace est souvent adoptée comme méthode efficace pour résoudre les équations différentielles d'ordre fractionnaire dans les domaines d'ingénierie [46].

Les transformées de Laplace des dérivées d'ordre fractionnaire précédemment exposées sont présentées dans ce qui suit.

La transformée de Laplace correspondant à la définition de Riemann-Liouville (RL) est donnée par l'expression suivante [46] :

$$L\{ {}_0 D_t^\alpha f(t); P \} = P^\alpha F(P) - \sum_{k=0}^{m-1} P^k \left[{}_0 D_t^{\alpha-k-1} f(t) \right]_{t=0} \quad (\text{II.46})$$

La transformée de Laplace de la dérivée fractionnaire au sens de Caputo est donnée par [24]:

$$L\{ {}_0 D_t^\alpha f(t); P \} = P^\alpha F(P) - \sum_{k=0}^{(m-1)} P^{(\alpha-k-1)} f^{(k)}(0) \quad (\text{II.47})$$

Où S représente l'opérateur de Laplace. En considérant des conditions initiales nulles, les expressions des transformées de Laplace des dérivées d'ordre fractionnaire de Riemann-Liouville et de Caputo se réduisent aux formes suivantes [49] :

$$L\left({}_0 D_t^\alpha f(t) \right) = P^\alpha F(P) \quad (\text{II.48})$$

Dans le cadre de cette étude, l'élément d'ordre fractionnaire $G(S) = P^\alpha, \alpha \in R^+$ est approximé à l'aide du filtre d'Oustaloup, qui le représente par une fonction rationnelle de la forme :

$$\hat{G}(S) = K \prod_{k=-N}^N \frac{P + w_k'}{P + w_k} \quad (\text{II.49})$$

La détermination des zéros, des pôles et du gain de cette fonction se fait selon les formules suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} w_k' = w_b \left(\frac{w_h}{w_b} \right)^{\left(\frac{k+N'+0.5(1-\alpha)}{(2N'+1)} \right)} \\ w_k = w_b \left(\frac{w_h}{w_b} \right)^{\left(\frac{k+N'+0.5(1+\alpha)}{(2N'+1)} \right)} \\ K' = w_h^\alpha \end{array} \right. \quad (\text{II.50})$$

Le nombre $(2N'+1)$ correspond à l'ordre du filtre, tandis que w_b et w_h correspondent respectivement aux fréquences transitoires basse et haute.

La figure (II.12) illustre l'intégration d'ordre fractionnaire appliquée à un signal d'entrée de type rampe ($y(t) = t$) pour différents ordres d'intégration.

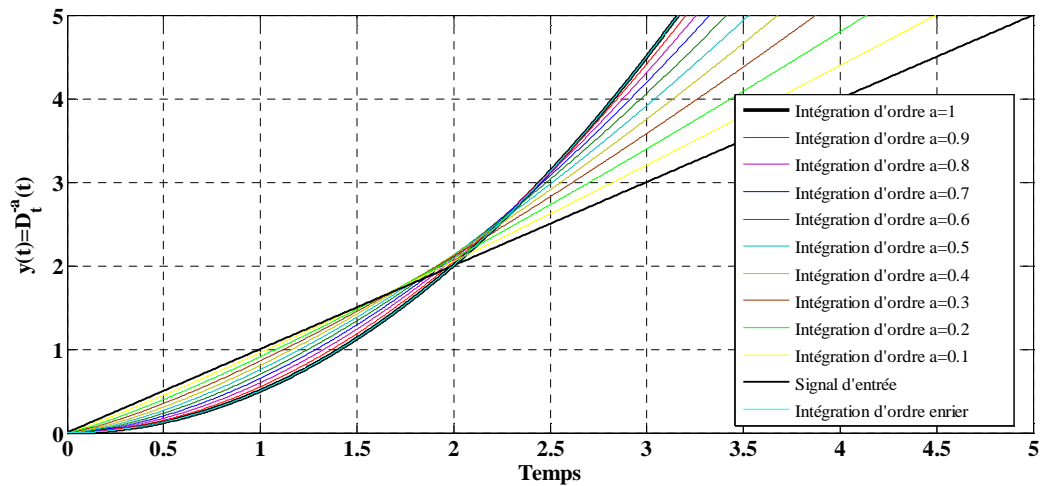


Figure (II.12): Réponse de l'intégrateur d'ordre fractionnaire $\left(\frac{1}{P^\alpha}\right)$ appliquée à un signal d'entrée sous forme de rampe pour divers ordres.

Comme le montre la figure (II.12), pour $a=1$ le résultat de l'intégration d'ordre fractionnaire coïncide avec celui de l'intégrateur d'ordre entier, ce qui justifie la bonne approximation et la validité de la méthode.

La figure (II.13) représente la dérivation d'ordre fractionnaire d'un signal d'entrée de type rampe ($y(t) = t$) pour différents ordres.

La Figure (II.13) illustre une correspondance exacte entre la dérivée d'ordre fractionnaire et la dérivée d'ordre entier pour $a=1$, ce qui démontre la fiabilité de l'approximation et confirme la validité de la méthode.

Dans ce qui suit, on présente quelques propriétés de la définition de Caputo des dérivées d'ordre fractionnaire qui seront utilisées dans cette section [46].

Dérivée d'ordre fractionnaire de l'intégration d'ordre fractionnaire de la fonction $f(t)$:

$${}_a D_t^\alpha \left({}_a D_t^{-\alpha} f(t) \right) = f(t) \tag{II.51}$$

Intégration d'ordre fractionnaire de la dérivée d'ordre fractionnaire de la fonction $f(t)$:

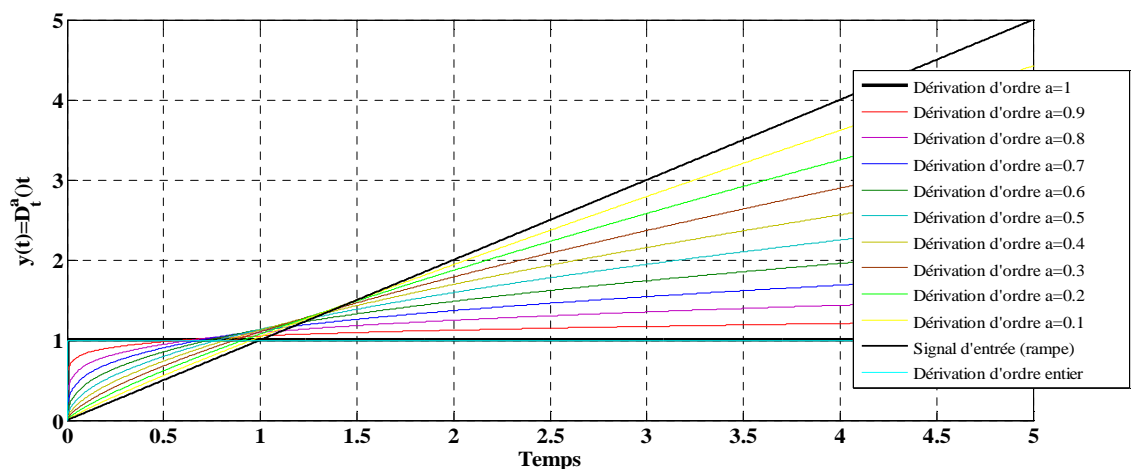


Figure (II.13): Dérivation d'ordre fractionnaire (P^α) appliquée à un signal d'entrée de type rampe pour différents ordres.

$${}_a D_t^{-\alpha} ({}_a D_t^\alpha f(t)) = f(t) - \sum_{k=0}^{m-1} \frac{f^{(k)}(a)}{k!} (t-a)^k \quad (\text{II.52})$$

La dérivation d'ordre fractionnaire possède la propriété de linéarité suivante :

$${}_a D_t^\alpha (f(t) + g(t)) = {}_a D_t^\alpha f(t) + {}_a D_t^\alpha g(t) \quad (\text{II.53})$$

L'intégration d'ordre fractionnaire est une opération linéaire, ce qui en résulte :

$${}_a D_t^{-\alpha} (f(t) + g(t)) = {}_a D_t^{-\alpha} f(t) + {}_a D_t^{-\alpha} g(t) \quad (\text{II.54})$$

II.3.3.2. Régulateurs fractionnaires du flux et du couple

La structure des régulateurs PI^α d'ordre fractionnaire du flux et du couple est illustrée à la figure (II.14). Les sorties de ces régulateurs peuvent être calculées à l'aide de la formule suivante:

$$\begin{cases} V_x = k_p e(t) + k_i D_t^{-\alpha} e(t) \\ V_y = k_p e(t) + k_i D_t^{-\alpha} e(t) \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

Les fonctions de transfert associées à ces régulateurs s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} G_{\phi_s}(P) = \frac{V_x}{e(t)} = k_p + \frac{k_i}{P^\alpha}, \quad (\alpha > 0) \\ G_{C_{em}}(P) = \frac{V_y}{e(t)} = k_p + \frac{k_i}{P^\alpha}, \quad (\alpha > 0) \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

Le régulateur PI^α d'ordre fractionnaire peut améliorer les performances de la commande et donner de bons résultats grâce à son paramètre réel α supplémentaire qui implique une plus grande flexibilité.

On observe que, pour $\alpha = 1$, le contrôleur PI d'ordre fractionnaire devient un simple contrôleur PI classique.

Afin d'améliorer la technique PI-DTC-SVM, les régulateurs de flux et de couple ont été remplacés par des régulateurs d'ordre fractionnaire PI^α , comme illustré à la figure (II.15).

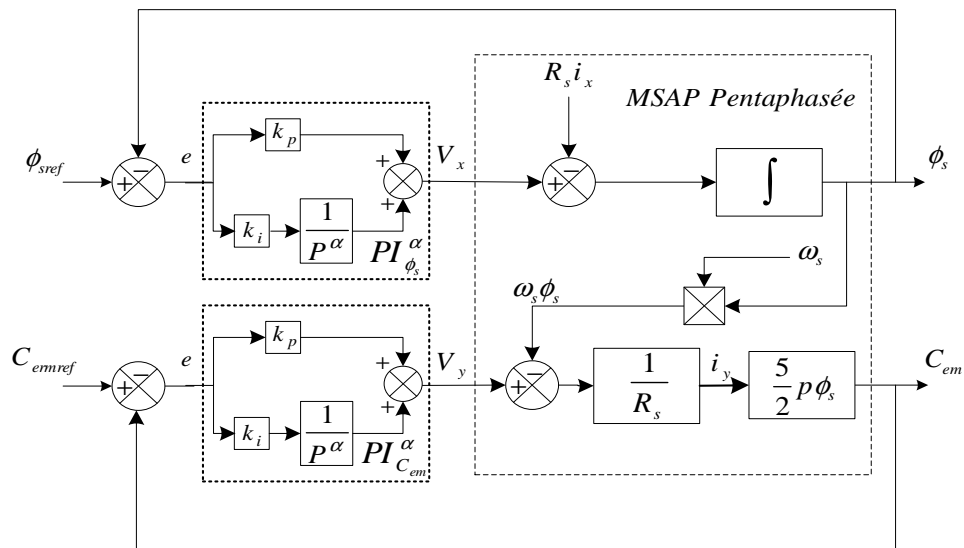


Figure (II.14): Schéma de régulation du flux et du couple utilisant deux régulateurs PI^α d'ordre fractionnaire

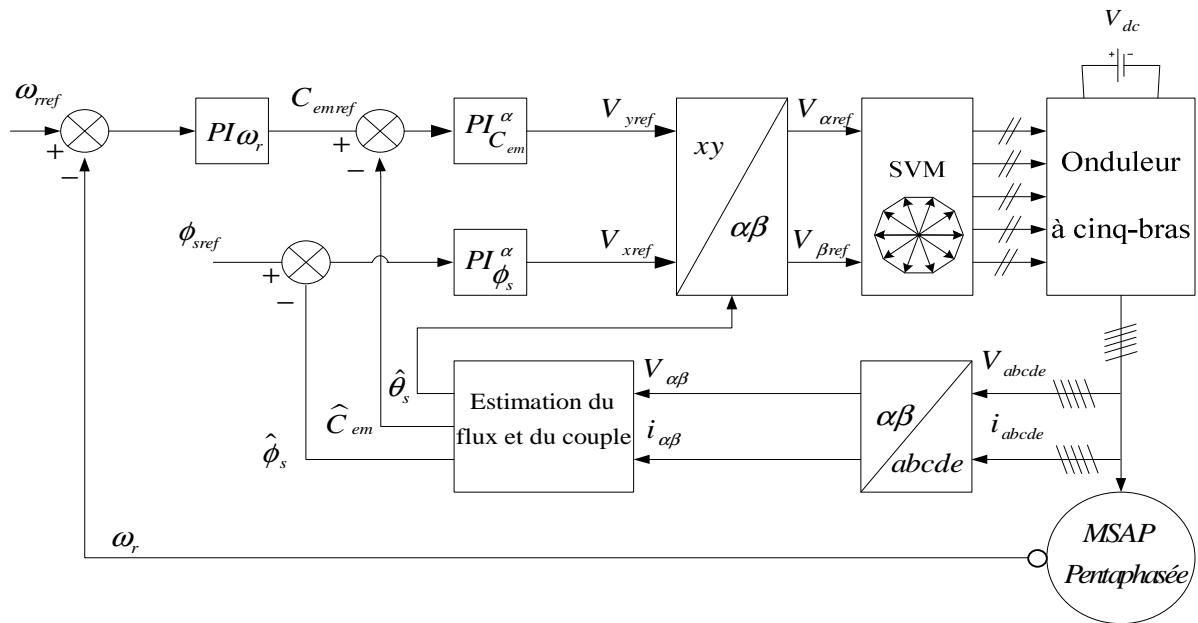


Figure (II.15): Schéma de la stratégie de commande PI^α -DTC-SVM appliquée à la MSAP pentaphasée.

II.4. Résultats de simulation

Dans cette section, une série de simulations est effectuée afin d'illustrer l'efficacité des commandes proposées en régimes permanent et dynamique. Chaque système de commande est testé sous différentes conditions de fonctionnement, telles que des variations brusques du couple de charge et des échelons de vitesse de référence, ainsi que sous l'influence des variations de la résistance statorique. Par conséquent, deux scénarios distincts ont été examinés pour cette étude. Les paramètres de la machine sont listés dans le tableau de l'annexe A. Les paramètres de réglage pour les régulateurs PI et PI^α sont aussi donnés dans le tableau de l'annexe B.

- Situation 1 : Réponse du système à des variations soudaines du couple de charge et de la vitesse de référence.

La MSAP pentaphasée est soumise à une accélération depuis l'arrêt jusqu'à une vitesse de référence de 100 rad/s . Un couple de charge nominal de $C_r = 5 \text{ N.m}$ est appliqué entre les instants $t = 0.3 \text{ s}$ et $t = 0.7 \text{ s}$. Par la suite, une inversion brusque de la consigne de vitesse, passant de 100 rad/s à -100 rad/s , est effectuée à $t = 1 \text{ s}$.

Les réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée, à savoir la vitesse rotorique, le couple électromagnétique, le flux statorique, courant de la première phase et spectres harmoniques du courant de la première phase, sont présentées respectivement aux figures (II.16), (II.17) et (II.18) pour les stratégies DTC conventionnelle, PI-DTC-SVM et PI^α -DTC-SVM.

Les figures (II.16-a), (II.17-a) et (II.18-a) illustrent que la vitesse parvient à suivre sa valeur de référence, bien qu'une légère variation soit observée lors de l'élimination du couple de charge. Cette variation est efficacement compensée par l'intervention du régulateur de vitesse, qui assure ainsi un suivi précis de la consigne de vitesse. L'analyse comparative des performances des trois méthodes DTC ne révèle aucune disparité significative en termes de suivi de la vitesse de référence.

Les figures (II.16-b), (II.17-b) et (II.18-b) présentent respectivement les courbes du couple électromagnétique généré par la MSAP pentaphasée, pour les stratégies de commande DTC conventionnelle, PI-DTC-SVM et PI^α -DTC-SVM. La commande PI^α -DTC-SVM présente une

amélioration notable en termes de rapidité de la réponse et de réduction des ondulations du couple.

Les figures (II.16-c), (II.17-c) et (II.18-c) mettent en évidence que le flux statorique suit rapidement et avec précision la référence imposée, sans être affecté par les variations de charge. Ce comportement reflète un découplage efficace entre le flux statorique et le couple électromagnétique. Par ailleurs, il est notable que l'ondulation du flux statorique, observée avec la stratégie de commande PI^α -DTC-SVM, est significativement réduite par rapport à celle générée par les commandes DTC classique et PI-DTC-SVM.

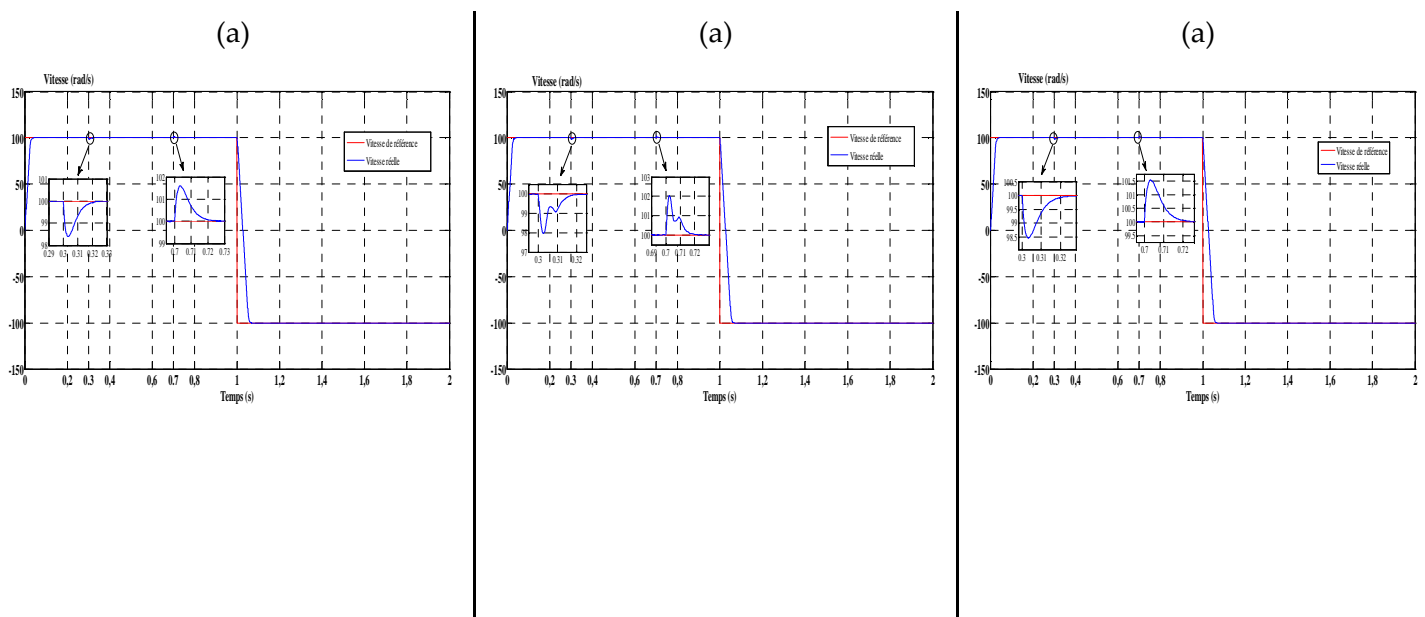
La comparaison entre les figures (II.16-d-e), (II.17-d-e) et (II.18-d-e) montre que l'application de la technique PI^α -DTC-SVM conduit à une amélioration de la qualité du courant par la réduction de son taux de distorsion harmonique, comparativement à la DTC classique et PI-DTC-SVM.

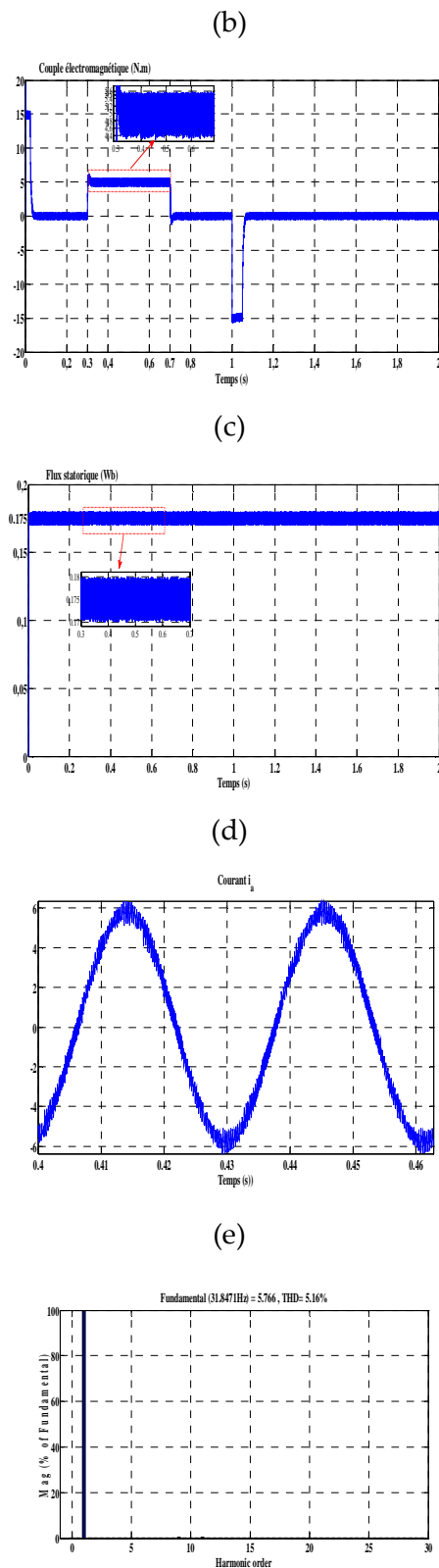
- Situation 2 : Examen de la réponse dynamique du système face à des variations soudaines du couple de charge et de la vitesse de référence, en prenant en compte l'effet de la variation de la résistance du stator.

La MSAP pentaphasée est soumise à une accélération depuis l'arrêt jusqu'à une vitesse de référence de 100 rad/s . Un couple de charge nominal de $C_r = 5 \text{ N.m}$ est appliqué entre les instants $t = 0,3 \text{ s}$ et $t = 0,7 \text{ s}$. À l'instant $t = 0,5 \text{ s}$, une augmentation de la résistance du stator de 100% est introduite. Par la suite, une inversion brusque de la consigne de vitesse, passant de 100 rad/s à -100 rad/s , est effectuée à $t = 1 \text{ s}$.

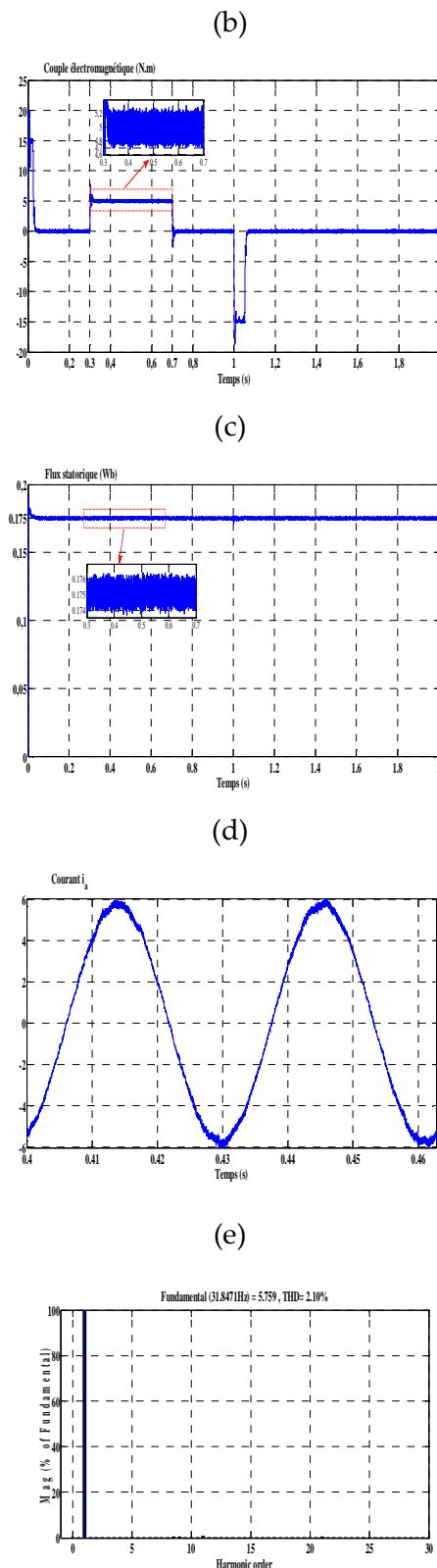
Pour évaluer et comparer les performances des différentes stratégies de commande en présence de variations de la résistance statorique, les figures de (II.19) à (II.21) illustrent respectivement les réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée pour les commandes DTC conventionnelle, PI-DTC-SVM et PI^α -DTC-SVM.

L'analyse des figures (II.19) à (II.21), qui illustrent la réponse dynamique de la vitesse et du couple en présence d'une perturbation due à une augmentation de 100% de la résistance du stator, démontre la supériorité du système de commande PI^α -DTC-SVM en termes de robustesse par rapport aux commandes DTC conventionnel et PI-DTC-SVM.

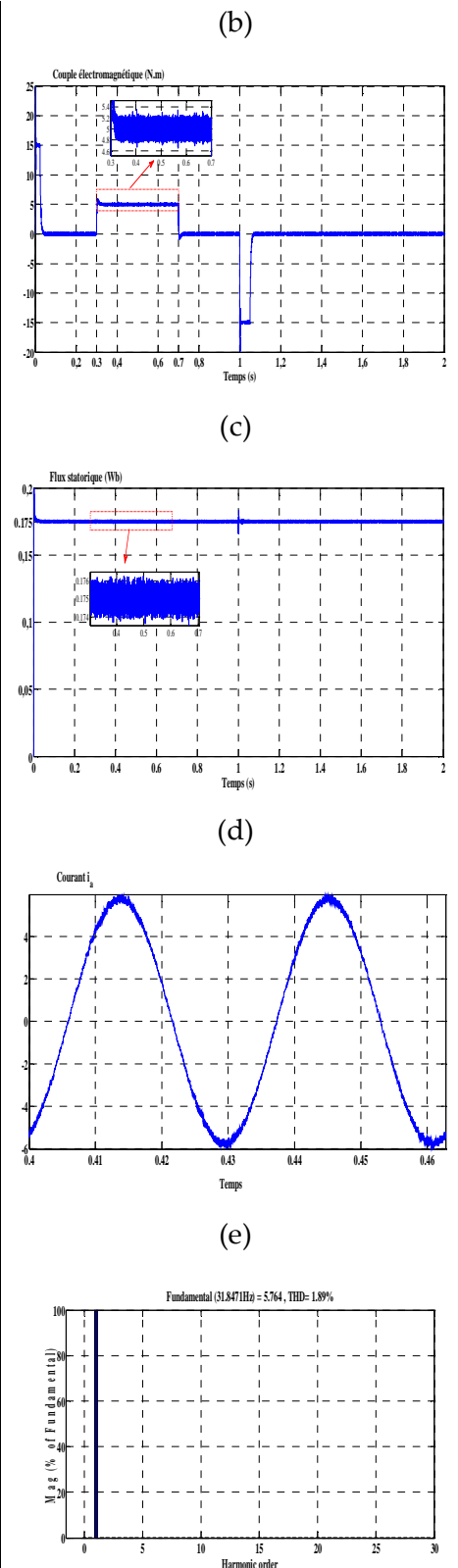




Figures (II.16): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC conventionnelle: (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de la première phase, (e) Spectres harmoniques du courant de

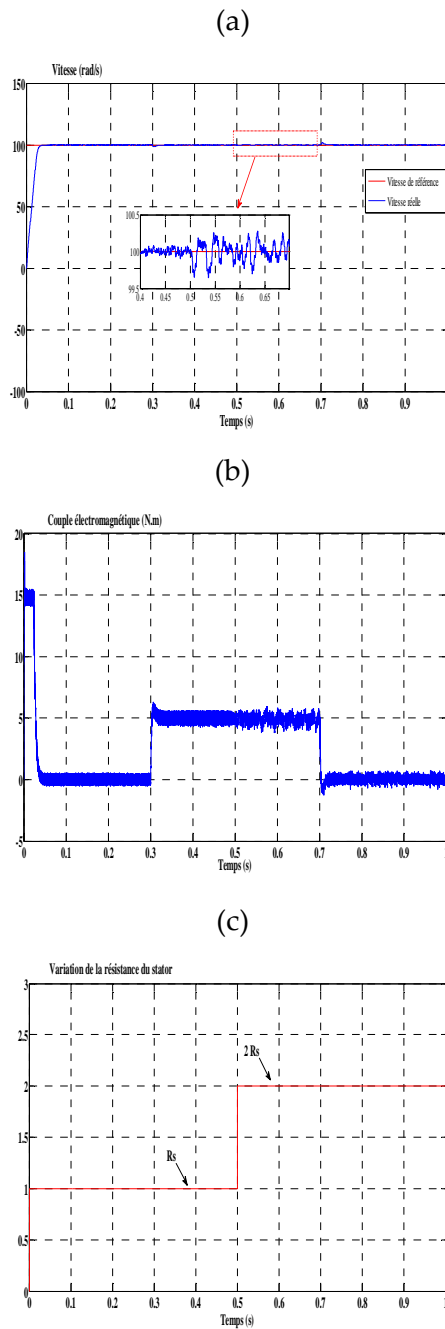


Figures (II.17): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI-DTC-SVM: (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de la première phase, (e) Spectres harmoniques du courant de



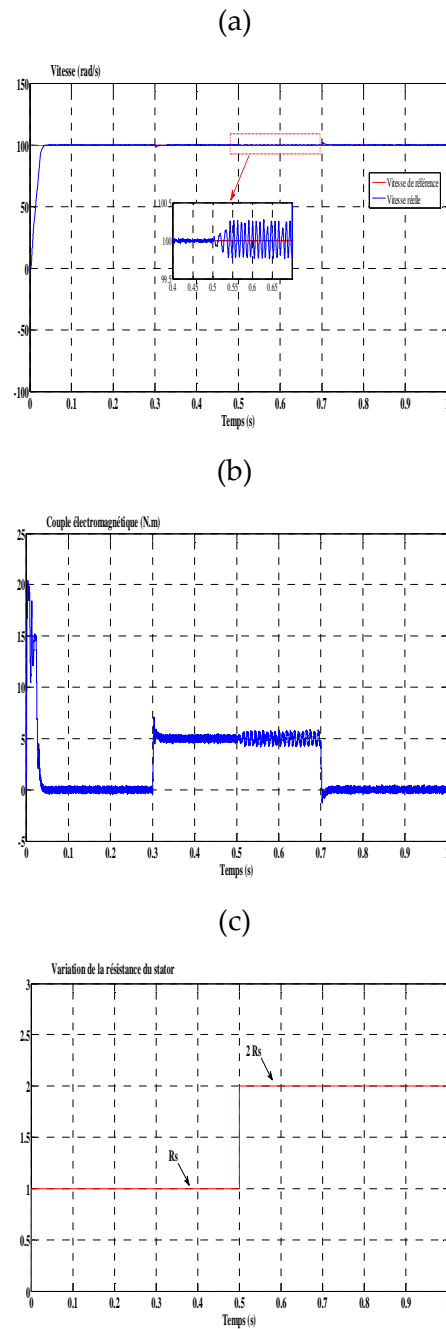
Figures (II.18): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI^α -DTC-SVM: (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de la première phase, (e) Spectres harmoniques du courant de

la première phase



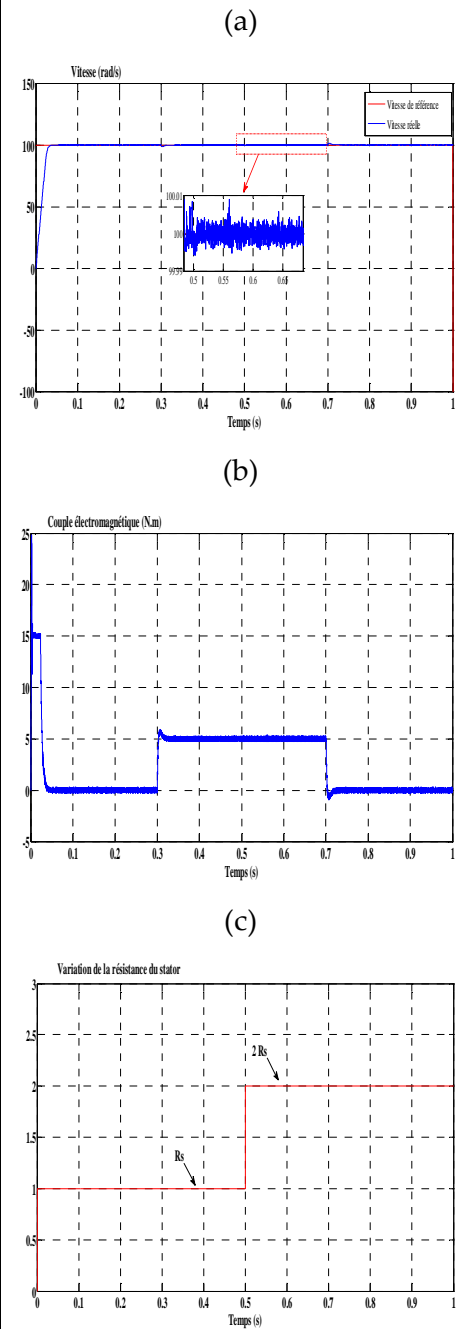
Figures (II.19): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC conventionnelle sous l'effet de la variation de la résistance statorique (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique.

la première phase



Figures (II.20): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI-DTC-SVM sous l'effet de la variation de la résistance statorique (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique.

la première phase



Figures (II.21): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par FOPI-DTC-SVM sous l'effet de la variation de la résistance statorique (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique.

En vue d'explorer les propriétés et les spécificités de chaque méthode, une comparaison générale des performances des commandes DTC conventionnelle, PI-DTC-SVM et PI^α -DTC-SVM est synthétisée dans le tableau (II.2).

À partir du tableau (II.2), on peut observer que l'application de la technique PI^α -DTC-SVM permet d'obtenir des performances améliorées par rapport à la DTC conventionnel et PI-DTC-SVM, notamment en termes de rapidité de réponse et de réduction des ondulations du flux et du couple électromagnétique ainsi qu'une diminution du taux de distorsion harmonique du courant.

Tableau (II.2) : Comparaison des performances des commandes DTC conventionnelle, PI-DTC-SVM, et PI^α -DTC-SVM.

| | Critère de comparaison | DTCc | PI-DTC-SVM | PI^α -DTC-SVM |
|---------------|--|--------|------------|----------------------|
| Vitesse | Temps de réponse (s) | 0.05 | 0.049 | 0.049 |
| | Dépassement (rad/s) | 0 | 0 | 0 |
| | Chute de vitesse (%) | 1.6 | 2 | 1.5 |
| | Temps de récupération (en cas de charge brusque) (s) | 0.026 | 0.023 | 0.023 |
| | Dépassement en mode d'inversion (rad/s) | 0 | 0 | 0 |
| | Temps de réponse en mode d'inversion (s) | 0.078 | 0.076 | 0.076 |
| Couple | Temps de réponse (s) | 0.02 | 0.02 | 0.02 |
| | Dépassement (N.m) | 1 | 2.7 | 0.9 |
| | Ondulation $\left(\frac{\Delta C_{em}}{C_{em}}\right)$ (%) | 26 | 12 | 11 |
| Flux | Temps de réponse (s) | 0.0042 | 0.04 | 0.03 |
| | Dépassement (Wb) | 0 | 0.014 | 0.06 |
| | Ondulation $\left(\frac{\Delta \phi_s}{\phi_s}\right)$ (%) | 5.71 | 2.28 | 2 |
| Courant i_a | THD (%) | 5.16 | 2.10 | 1.89 |

II.5. Commande sans capteur de vitesse

Dans les entraînements électriques, une connaissance précise de la position du rotor est essentielle pour un contrôle par rétroaction efficace. Traditionnellement, cette information est obtenue grâce à des capteurs d'arbre tels que les encodeurs optiques ou les résolveurs [4]. Cependant, l'utilisation de ces capteurs augmente le coût et la complexité du système, tout en pouvant compromettre la fiabilité en raison de facteurs environnementaux tels que la température, l'humidité et les vibrations. Pour atténuer ces limitations, les techniques de contrôle sans capteur ont émergé comme une alternative viable. Des recherches approfondies ont été consacrées au développement de stratégies de contrôle sans capteur pour diverses topologies de moteurs [5]. Le principe fondamental du contrôle sans capteur dans les machines pentaphasée réside dans l'estimation précise de la position et de la vitesse du rotor en utilisant des mesures facilement accessibles, à savoir les courants et les tensions cinq phases. Les approches existantes comprennent les systèmes adaptatifs à modèle de référence [18], les techniques de filtrage de Kalman [36] et les observateurs par mode glissant [37].

Contrairement aux autres approches, le Filtre de Kalman Étendu (FKE) présente plusieurs avantages significatifs, notamment sa capacité à fournir une estimation rapide, précise et exacte de l'état du système. Le gain de rétroaction inhérent au FKE facilite une convergence rapide et assure la stabilité de l'observateur [34]. De plus, pour les systèmes caractérisés par un comportement stochastique, le FKE s'impose comme la solution privilégiée, capable d'estimer non seulement les états du système mais également les paramètres associés. En revanche, l'observateur à mode glissant présente des avantages distincts, notamment une robustesse face aux variations des paramètres du système, un processus de conception relativement simple et moins restrictif, une charge de calcul réduite et la capacité d'atteindre les performances dynamiques souhaitées [38].

Dans cette partie, le filtre de Kalman étendu et l'observateur par mode glissant sont utilisés pour estimer le flux statorique, la vitesse du rotor et le couple électromagnétique d'une MSAP pentaphasée. Les performances des deux observateurs, ainsi que celles des stratégies de commande associées, sont rigoureusement évaluées sous l'effet de variations du couple de charge et de la consigne de vitesse.

II.5.1. Filtre de Kalman étendu

L'EKF constitue un estimateur d'état récursif optimal pour les systèmes dynamiques non linéaires. D'un point de vue formel, l'EKF repose sur une linéarisation locale du système non linéaire autour de l'estimation courante de l'état, par le biais du calcul des matrices jacobiennes des fonctions non linéaires. Cette linéarisation permet d'appliquer les équations du filtre de Kalman linéaire au système linéarisé, en propageant l'estimation de l'état et sa covariance à travers les équations linéarisées.

Le principe de fonctionnement du EKF, comme le montre dans figure (II.22), se décompose en deux étapes itératives: la prédiction et la mise à jour. Lors de la phase de prédiction, l'état et sa covariance sont extrapolés dans le temps à l'aide du modèle non linéaire du système et de la covariance précédente. La phase de mise à jour, quant à elle, incorpore les nouvelles mesures disponibles afin d'améliorer l'estimation prédite, en utilisant le gain de Kalman calculé à partir des matrices jacobiennes [48].

Dans le domaine des machines électriques, EKF trouve des applications pertinentes pour l'estimation des paramètres (résistance, inductance), l'estimation de la position et de la vitesse du rotor dans les machines synchrones ou asynchrones sans capteur mécanique, ou encore pour l'estimation du flux et du couple. Ces estimations précises permettent d'améliorer les performances des systèmes de commande.

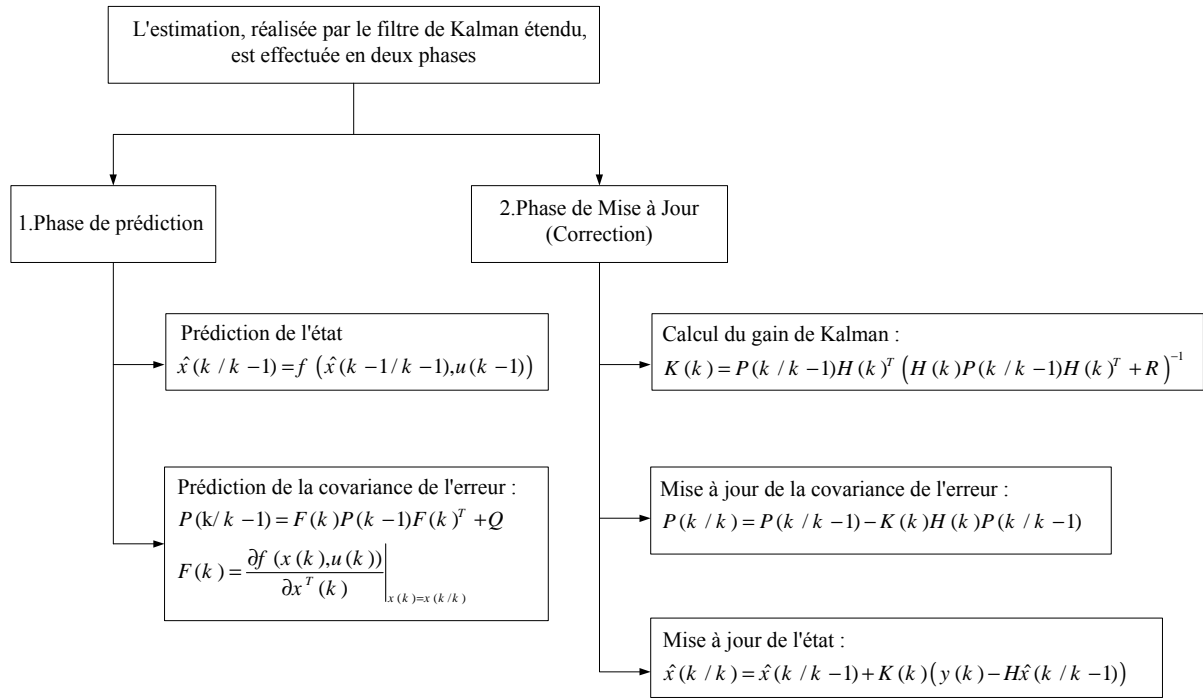


Figure (II.22): Procédure d'estimation en utilisant le filtre de Kalman étendu.

II.5.2.1. Application du filtre de Kalman étendu sur la MSAP pentaphasée

Pour implémenter le filtre de Kalman étendu dans le cadre de la commande d'une MSAP pentaphasée, il est impératif de suivre les étapes suivantes: (1) Établir un modèle continu de la MSAP pentaphasée, décrivant sa dynamique, (2) Procéder à la discrétisation de ce modèle continu, afin de le rendre utilisable dans un contexte numérique, (3) Construire le filtre EKF, en intégrant les équations discrètes et les caractéristiques statistiques des bruits.

Dans la présente étude, le modèle retenu est exprimé dans un référentiel lié au stator. L'algorithme du filtre de Kalman étendu est mis en œuvre pour estimer le vecteur d'état, dont les composantes sont les courants et les flux statoriques $(i_\alpha, i_\beta), (\phi_\alpha, \phi_\beta)$, la vitesse angulaire et la position du rotor (ω, θ) . L'équation suivante décrit ce modèle :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(x(t))x(t) + Bu(t) + w(t) \\ y(t) &= Cx(t) + v(t) \end{aligned} \tag{II.57}$$

Avec : $x(t) = [i_\alpha \ i_\beta \ \phi_\alpha \ \phi_\beta \ \omega_r \ \theta]^t$, $y = [i_\alpha \ i_\beta]^t$, $u = [V_\alpha \ V_\beta]^t$,

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & -\omega_r & 0 & \frac{\omega_r}{L_d} & 0 & 0 \\ \omega_r & \frac{-R_s}{L_d} & \frac{-\omega_r}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{5p\phi_\beta}{2J} & \frac{5p\phi_\alpha}{2J} & 0 & 0 & -\frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-f}{J} & 0 \end{bmatrix}^t$$

Où :

$$\begin{cases} \phi_\alpha = L_d i_\alpha + \phi_{PM} \cos(\theta) \\ \phi_\beta = L_d i_\beta + \phi_{PM} \sin(\theta) \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Le modèle temporel discret de la machine MSAP pentaphasée est donné par l'expression suivante :

$$\begin{aligned} x(k+1) &= A_d x(k) + B_d u(k+1) \\ y(k+1) &= C_d x(k+1) \end{aligned} \quad (\text{II.59})$$

La conversion est effectuée par l'approximation suivante :

$$\begin{cases} A_d = e^{At} = I + AT_e \\ B_d = \int_0^t e^{A\zeta} B_d \zeta = BT_e \\ C_d = C \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

Où les matrices A_d , B_d et C_d sont données par les expressions suivantes :

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_s}{L_d} & -T_s \omega_r & 0 & \frac{T_s \omega_r}{L_d} & 0 & 0 \\ T_e \omega_r & 1 - \frac{T_e R_s}{L_d} & \frac{-T_e \omega_r}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ -T_e R_s & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -T_e R_s & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{T_e 5p\phi_\beta}{2J} & \frac{T_e 5p\phi_\alpha}{2J} & 0 & 0 & 1 - \frac{T_e f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & T_e p & 1 \end{bmatrix}, \quad B_d = \begin{bmatrix} \frac{T_e}{L_d} & 0 & T_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_e}{L_d} & 0 & T_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-T_e f}{J} & 0 \end{bmatrix}$$

$$C_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En se basant sur les éléments précédents, le filtre de Kalman étendu peut maintenant être conçu et appliqué à une machine synchrone à aimants permanents MSAP pentaphasée selon un algorithme itératif pour l'estimation du vecteur d'état composé de grandeurs électriques et mécaniques.

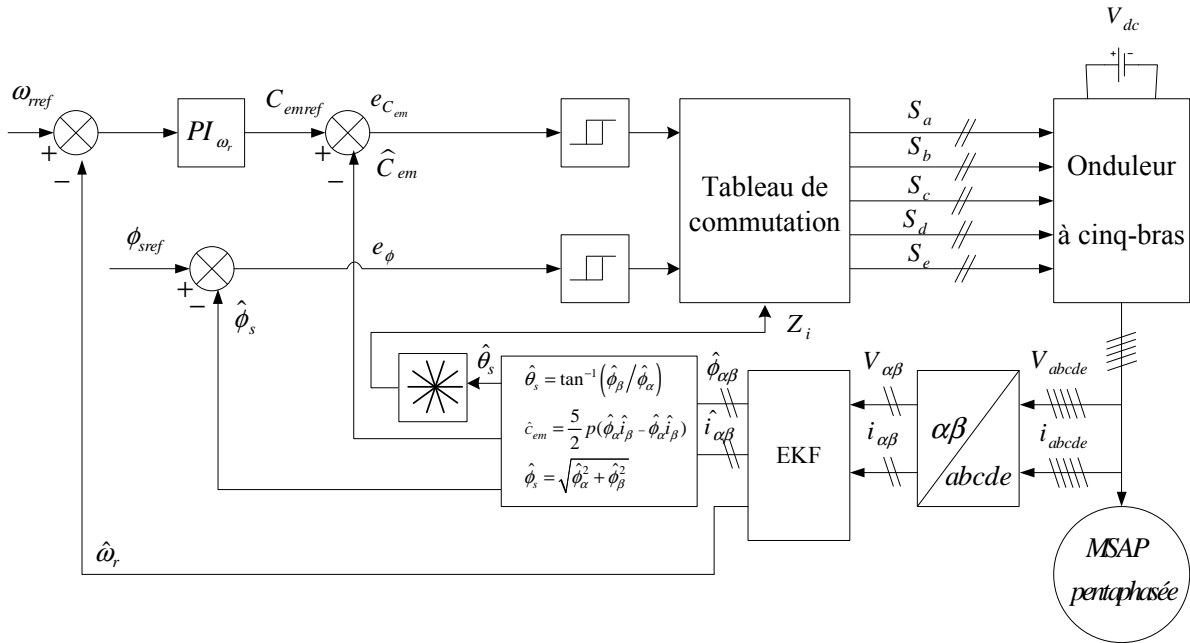


Figure (II.23): Schéma de la commande DTC conventionnelle de la MSAP pentaphasée en configuration sans capteur de vitesse, utilisant un filtre de Kalman étendu.

La DTC conventionnelle de la MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse, basée sur l'utilisation d'un filtre de Kalman étendu, est schématisée sur la figure (II.23). L'approche de commande se base sur une architecture comprenant un régulateur de vitesse, des comparateurs à hystérésis, une table de décisions et un filtre de Kalman étendu (EKF). Le régulateur de vitesse génère une valeur désirée du couple électromagnétique. Ensuite, la valeur désirée du couple et la valeur du flux de référence sont comparées à leurs valeurs estimées fournies par le filtre de Kalman étendu. Cette comparaison est traitée à l'aide des comparateurs à hystérésis ; le résultat est transmis à la table de décisions pour générer les signaux de commande nécessaires à l'onduleur à cinq bras alimentant la MSAP pentaphasée.

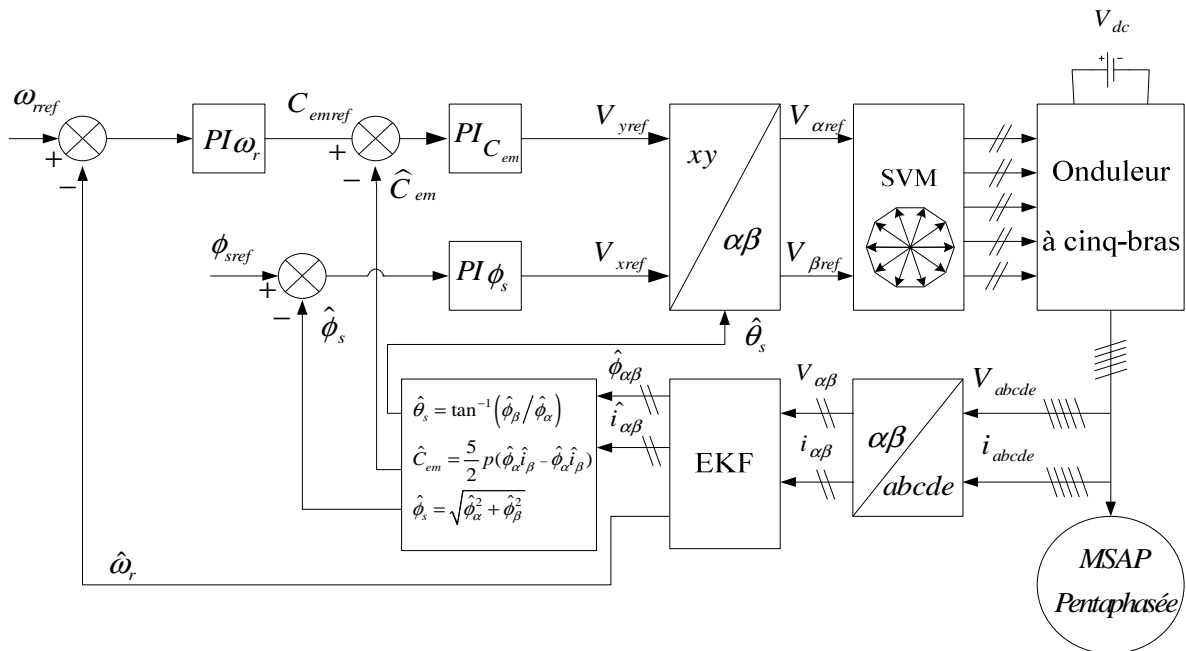


Figure (II.24): Schéma de la commande PI-DTC-SVM de la MSAP pentaphasée en configuration sans capteur de vitesse, utilisant un filtre de Kalman étendu.

Le schéma de commande PI-DTC-SVM, présenté sur la figure (II.24), adopte une architecture en cascade. La boucle externe à base d'un correcteur proportionnel-intégral (PI) assure la régulation de la vitesse en générant une consigne de couple. La boucle interne, quant à elle, est structurée autour de deux régulateurs PI, permettant de calculer les tensions de référence. Ces dernières sont déterminées en s'appuyant sur les estimations du couple électromagnétique et du flux fournies par un observateur à base de filtre de Kalman étendu. Cet observateur garantit une estimation précise des grandeurs électriques du moteur, contribuant ainsi à améliorer les performances dynamiques du système. Les tensions de référence ainsi calculées sont finalement injectées dans un modulateur SVM générant les signaux de commande destinés à l'onduleur à cinq bras alimentant la MSAP pentaphasée.

La commande PI^α -DTC-SVM de la MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse, repose sur une modification de la structure PI-DTC-SVM, par le remplacement des régulateurs du flux et du couple par des régulateurs d'ordre fractionnaires, comme illustré à la figure (II.25).

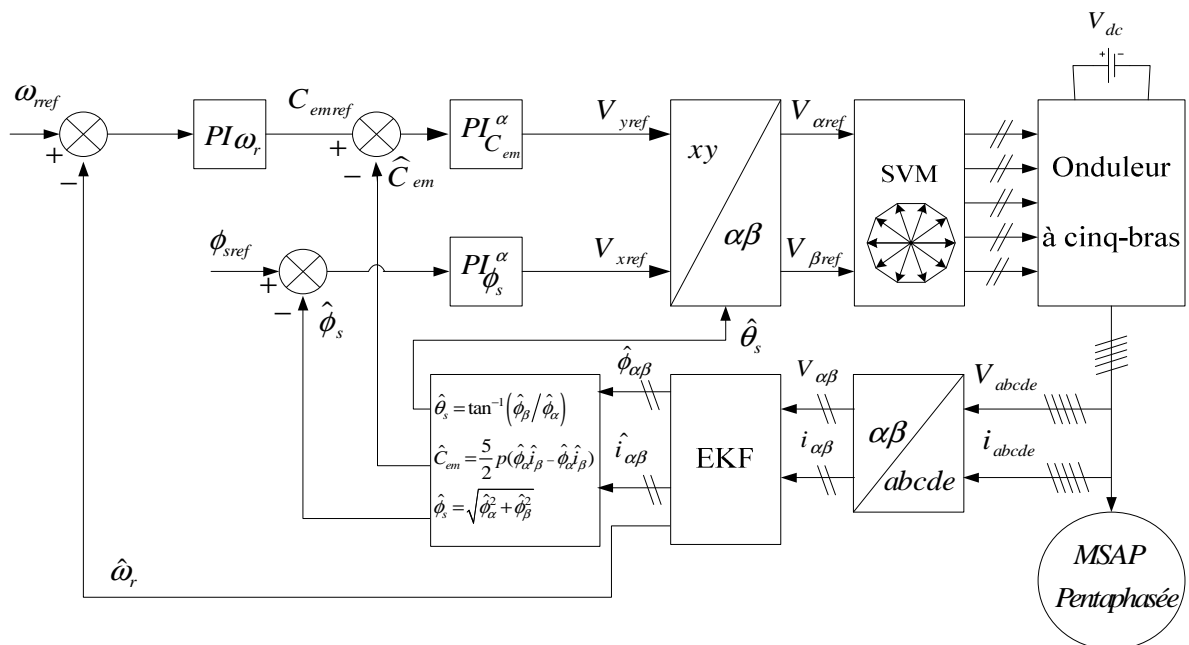


Figure (II.25): Schéma de la commande PI^α -DTC-SVM de la MSAP pentaphasée en configuration sans capteur de vitesse, utilisant un filtre de Kalman étendu.

II.5.3. Observer à mode glissant

L'Observateur à Mode Glissant (SMO) constitue une technique d'estimation d'état robuste, particulièrement pertinente dans le contexte des systèmes non linéaires et soumis à des incertitudes. Sa définition repose sur l'introduction d'une surface de glissement dans l'espace d'état, dont l'objectif est d'attirer et de maintenir la trajectoire du système.

Les principaux avantages du SMO résident dans sa robustesse intrinsèque face aux variations paramétriques, aux perturbations non modélisées et au bruit de mesure, ainsi que dans sa relative simplicité de mise en œuvre. De plus, il ne requiert pas une connaissance précise des paramètres du modèle du système, ce qui le rend particulièrement attractif pour les applications où le modèle est complexe ou incertain. Dans le domaine des machines électriques, les applications du SMO sont nombreuses et comprennent notamment : l'estimation de la vitesse et de la position du rotor, l'estimation des flux statorique et rotorique. En outre, la commande à base de SMO des machines permet d'améliorer les performances et la fiabilité des entraînements électriques en présence de perturbations. Donc, l'utilisation du SMO permet non

seulement de s'affranchir de la présence de capteurs mécaniques coûteux et fragiles mais aussi de maintenir des performances élevées en termes de précision et de robustesse.

La synthèse du SMO repose sur la comparaison entre les variables observées et les variables mesurées, via la définition de l'erreur d'observation suivante :

$$e = y - \hat{y} \quad (\text{II.61})$$

L'idée derrière le SMO consiste à faire converger l'erreur entre les sorties mesurées du système et celles observées vers zéro par l'utilisation d'une fonction de commutation.

Le SMO est modélisé sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) + k \text{sign}(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = c\hat{x} \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

Où \hat{x} est l'état observé ; y et \hat{y} sont respectivement la sortie du système et son observation; k est le gain de l'observateur.

L'équation (II.62) met en évidence la simplicité de mise en œuvre de l'observateur pour l'estimation de l'état du système. Cette facilité d'implémentation, conjuguée à sa robustesse face aux variations paramétriques, aux perturbations et au bruit, explique son utilisation répandue.

Le concept SMO, couramment appliqué aux machines triphasées, peut être étendu aux machines multiphasées. Dans ce qui suit, un SMO, basé sur le modèle complet de la machine exprimé dans le repère stationnaire, est proposé pour estimer à la fois la vitesse et la position du rotor à partir des seules mesures des tensions et des courants statoriques. Les états estimés sont ensuite utilisés pour l'estimation respective du flux statorique et du couple électromagnétique. Le modèle de l'observateur est le suivant [50-51] :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{p\phi_{PM}}{L_s}\hat{\omega}_r \sin(\hat{\theta}) + \frac{V_\alpha}{L_s} + K_1 \text{sgn}(\tilde{i}_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\beta - \frac{p\phi_{PM}}{L_s}\hat{\omega}_r \cos(\hat{\theta}) + \frac{V_\beta}{L_s} + K_2 \text{sgn}(\tilde{i}_\beta) \\ \frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = \frac{5p\phi_{PM}}{2J}(\hat{i}_\beta \cos(\hat{\theta}) - \hat{i}_\alpha \sin(\hat{\theta})) - \frac{f}{J}\hat{\omega}_r + K_1 \text{sgn}(\tilde{i}_\alpha) + K_2 \text{sgn}(\tilde{i}_\beta) \\ \frac{d\hat{\theta}}{dt} = p\hat{\omega}_r \end{cases} \quad (\text{II.63})$$

Avec $\tilde{i}_\alpha = i_\alpha - \hat{i}_\alpha$ et $\tilde{i}_\beta = i_\beta - \hat{i}_\beta$ sont les erreurs d'observation des courants; K_1 et K_2 sont les gains de l'observateur.

Les composantes du flux du stator peuvent être estimées par :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_\alpha = L_d \hat{i}_\alpha + \phi_{PM} \cos(\hat{\theta}) \\ \hat{\phi}_\beta = L_d \hat{i}_\beta + \phi_{PM} \sin(\hat{\theta}) \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

L'amplitude estimée du flux du stator est donnée par :

$$\hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_\alpha^2 + \hat{\phi}_\beta^2} \quad (\text{II.65})$$

L'angle du flux du stator est estimé par :

$$\hat{\theta}_s = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\phi}_\beta}{\hat{\phi}_\alpha} \right) \quad (\text{II.66})$$

Le couple électromagnétique peut être estimé par :

$$\hat{T}_{em} = \frac{5}{2} p (\hat{\phi}_\alpha i_\beta - \hat{\phi}_\beta i_\alpha) \quad (\text{II.67})$$

Analyse de la stabilité

La dynamique des erreurs d'observation est exprimée par :

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_\alpha + \frac{p\phi_{PM}}{L_s} (\omega_r \sin(\theta) - \tilde{\omega}_r \sin(\tilde{\theta})) + K_1 \text{sgn}(\tilde{i}_\alpha) \\ \frac{d\tilde{i}_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_\beta - \frac{p\phi_{PM}}{L_s} (\omega_r \cos(\theta) - \tilde{\omega}_r \cos(\tilde{\theta})) + K_2 \text{sgn}(\tilde{i}_\beta) \\ \frac{d\tilde{\omega}_r}{dt} = \frac{5p\phi_{PM}}{2J} \begin{bmatrix} (i_\beta \cos(\theta) - i_\alpha \sin(\theta)) \\ -(i_\beta \cos(\tilde{\theta}) - i_\alpha \sin(\tilde{\theta})) \end{bmatrix} - \frac{f}{J} \tilde{\omega}_r + K_1 \text{sgn}(\tilde{i}_\alpha) + K_2 \text{sgn}(\tilde{i}_\beta) \\ \frac{d\tilde{\theta}}{dt} = p\omega_r - p\tilde{\omega}_r \end{cases} \quad (\text{II.68})$$

Avec $\tilde{\omega}_r = \omega_r - \hat{\omega}_r$ et $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$

Pour prouver la stabilité de cet observateur, la fonction de Lyapunov candidate suivante est adoptée :

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{i}_\alpha^2 + \tilde{i}_\beta^2 + \tilde{\omega}_r^2 + \tilde{\theta}^2) \quad (\text{II.69})$$

Sa dérivée temporelle est :

$$\dot{V} = \tilde{i}_\alpha \dot{\tilde{i}}_\alpha + \tilde{i}_\beta \dot{\tilde{i}}_\beta + \tilde{\omega}_r \dot{\tilde{\omega}}_r + \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} \quad (\text{II.70})$$

Ou encore :

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \tilde{i}_\alpha \left[-a_1 \tilde{i}_\alpha + a_2 (\omega_r \sin(\theta) - \hat{\omega}_r \sin(\hat{\theta})) - K_1 \text{sgn}(\tilde{i}_\alpha) \right] \\ & + \tilde{i}_\beta \left[-a_1 \tilde{i}_\beta + a_2 (\omega_r \cos(\theta) - \hat{\omega}_r \cos(\hat{\theta})) - K_1 \text{sgn}(\tilde{i}_\beta) \right] \\ & + \tilde{\omega}_r \left[a_3 \left[(i_\beta \cos(\theta) - i_\alpha \sin(\theta)) - (\tilde{i}_\beta \cos(\tilde{\theta}) - \tilde{i}_\alpha \sin(\tilde{\theta})) \right] \right. \\ & \left. - a_4 \tilde{\omega}_r - K_2 \text{sgn}(\tilde{i}_\alpha) - K_2 \text{sgn}(\tilde{i}_\beta) \right] \\ & + \tilde{\theta} [\omega_r - \tilde{\omega}_r] \end{aligned} \quad (\text{II.71})$$

Avec $a_1 = \frac{R_s}{L_s}$, $a_2 = \frac{p\phi_{PM}}{L_s}$, $a_3 = \frac{5p\phi_{PM}}{2J}$, $a_4 = \frac{f}{J}$

Cette équation peut être réécrite comme :

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -a_1 \tilde{i}_\alpha^2 + a_2 \tilde{i}_\alpha (\omega_r \sin(\theta) - \hat{\omega}_r \sin(\hat{\theta})) - K_1 |\tilde{i}_\alpha| \\ & - a_1 \tilde{i}_\beta^2 + a_2 \tilde{i}_\beta (\omega_r \cos(\theta) - \hat{\omega}_r \cos(\hat{\theta})) - K_1 |\tilde{i}_\beta| \\ & - a_4 \tilde{\omega}_r^2 - \tilde{\omega}_r K_2 \text{sgn}(\tilde{i}_\alpha) - \tilde{\omega}_r K_2 \text{sgn}(\tilde{i}_\beta) - \tilde{\theta} \tilde{\omega}_r \\ & + a_3 \tilde{\omega}_r \left[(i_\beta \cos(\theta) - i_\alpha \sin(\theta)) - (\tilde{i}_\beta \cos(\tilde{\theta}) - \tilde{i}_\alpha \sin(\tilde{\theta})) \right] \end{aligned} \quad (\text{II.72})$$

Pour garantir la stabilité de cet observateur, il suffit de choisir K_1 et K_2 tels que :

$$\begin{aligned} K_1 &> |4a_2\omega_{\max}| \\ K_2 &> \left| 2a_3i_{\max} + \frac{\theta_{\max}}{2} \right| \end{aligned} \quad (\text{II.73})$$

Suite à la conception du SMO, une évaluation rigoureuse de ses performances s'avère indispensable. Cette évaluation sera menée par son intégration au sein des trois structures de commande précédemment établies. L'observateur SMO se substituera alors au filtre de Kalman étendu, initialement employé pour l'estimation du couple et du flux. Cette substitution permettra une analyse comparative des performances des deux estimateurs dans le contexte des dites structures de commande.

II.6. Résultats de simulation sans capteur de vitesse

L'estimation de la vitesse de rotation de la MSAP pentaphasée par l'intermédiaire d'un filtre de Kalman étendu ou par l'observateur par mode glissant requiert la mesure des courants statoriques et l'estimation du vecteur de tension statorique. Les paramètres associés au SMO et à l'EKF sont donnés dans l'annexe B.

Afin d'évaluer les performances statiques et dynamiques de la commande sans capteur de vitesse, la commande de la MSAP pentaphasée est testée sous différentes conditions de fonctionnement, telles que des variations brusques du couple de charge et des échelons de vitesse de référence, en fonctionnement à hautes et basses vitesses. Par conséquent, deux situations sont considérées :

Situation 1 : Changement brutaux du couple de charge et de la vitesse de référence à haute vitesse:

La MSAP pentaphasée est soumise à une accélération depuis l'arrêt jusqu'à une vitesse de référence de 100 rad/s . Un couple de charge nominal de $C_r = 5 \text{ N.m}$ est appliqué entre les instants $t = 0.3 \text{ s}$ et $t = 0.7 \text{ s}$. Par la suite, une inversion brusque de la consigne de vitesse, passant de 100 rad/s à -100 rad/s , est effectuée à $t = 1 \text{ s}$. Les performances dynamiques de la MSAP pentaphasée, notamment la vitesse rotorique, le couple électromagnétique et le flux statorique, sont présentées sur les figures (II.26) à (II.31) pour les stratégies de commande DTC conventionnelle, PI-DTC-SVM et PI^α -DTC-SVM, appliquées à la MSAP pentaphasée sans capteur, en utilisant le filtre de Kalman étendu et l'observateur par mode glissant.

La courbe de vitesse, lors d'une variation de charge, présente une légère chute rapidement compensée, puis se stabilise à sa valeur de référence. Le couple électromagnétique se stabilise à une valeur qui compense le couple résistant appliqué après un régime transitoire avec une réponse rapide et sans dépassement. On note que la réponse dynamique du couple en régime transitoire en utilisant le filtre de Kalman étendu est plus rapide que la réponse en utilisant un observateur par mode glissant. Le flux statorique est maintenu à une valeur constante et indépendante des variations du couple, ce qui confirme un découplage total. Il convient également de noter que l'estimation de la vitesse est efficace quel que soit le régime de fonctionnement.

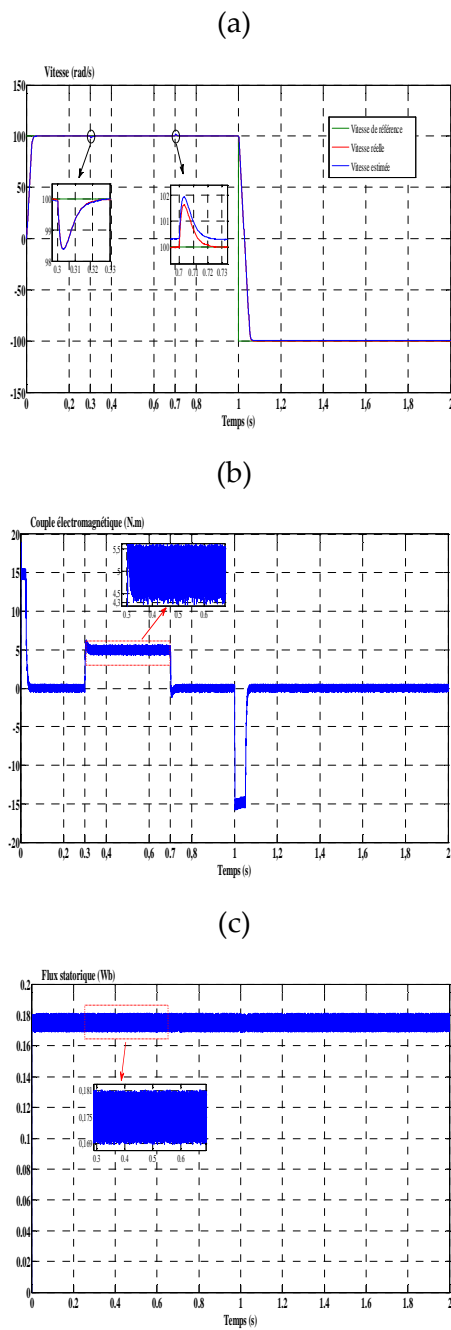


Figure (II.26): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC conventionnelle basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

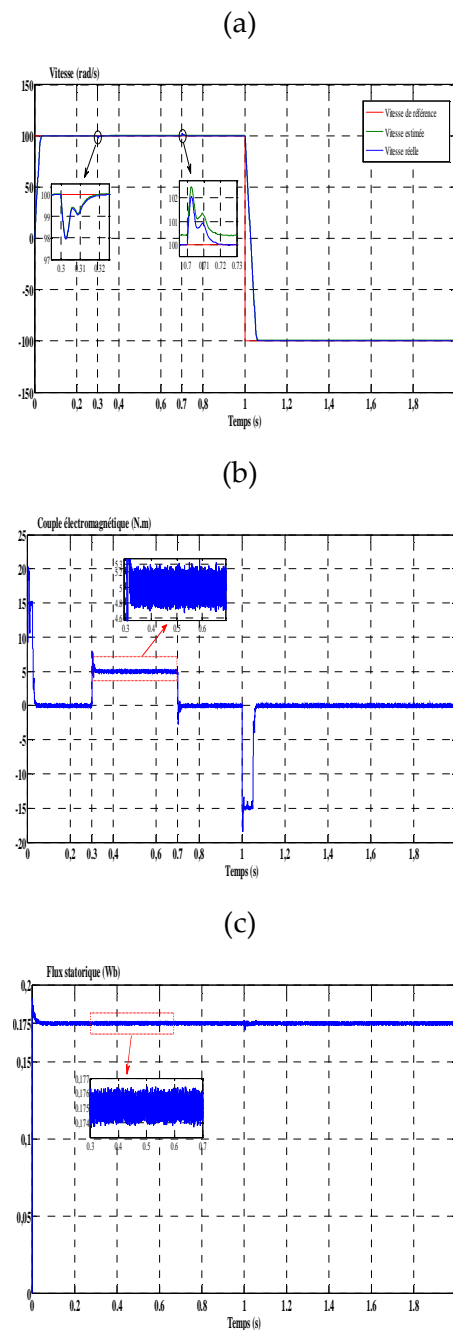


Figure (II.27): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI-DTC-SVM basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

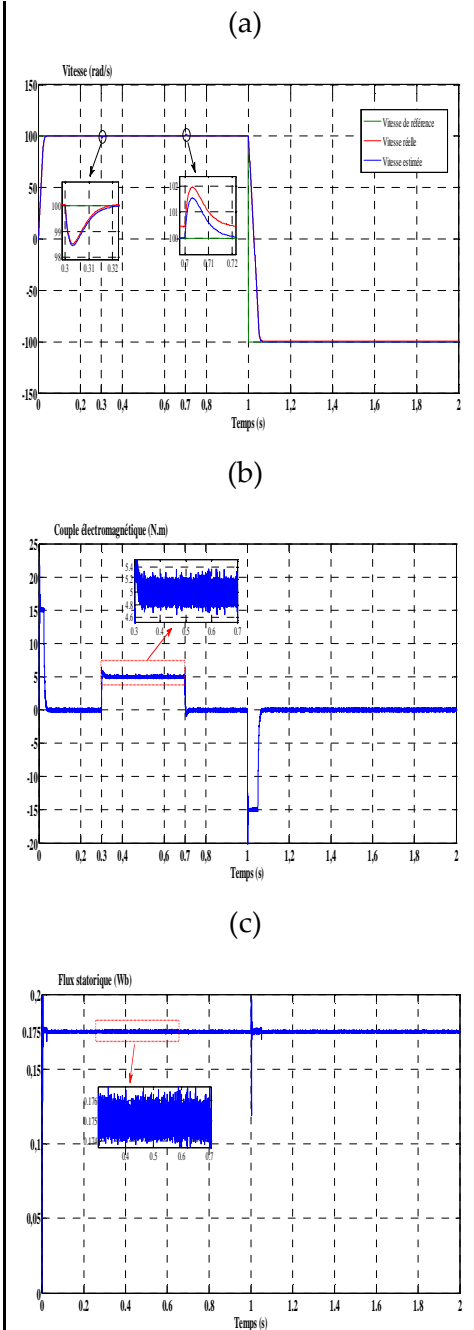


Figure (II.28): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI^α -DTC-SVM basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

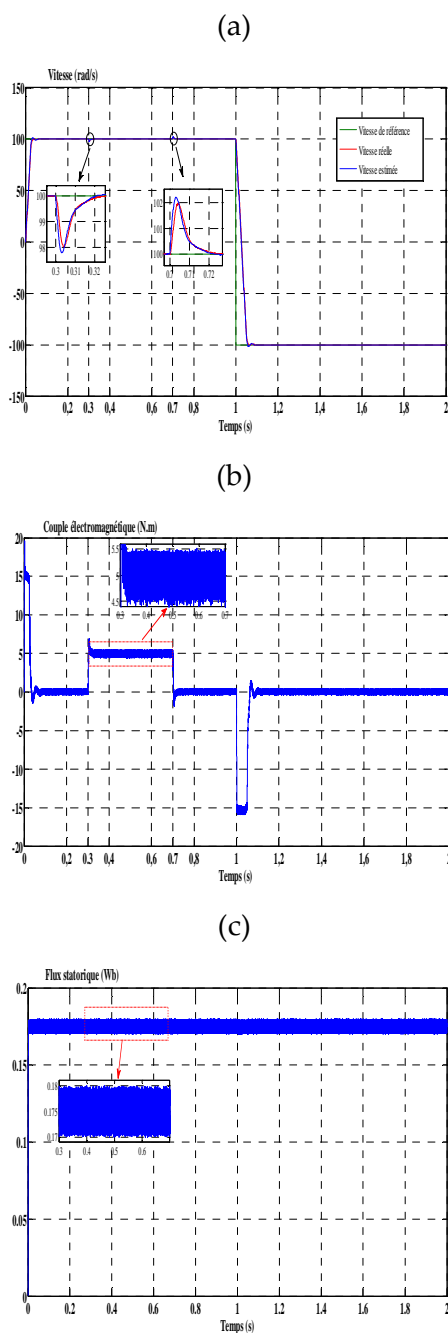


Figure (II.29): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC conventionnelle basée sur l'observateur SMO : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

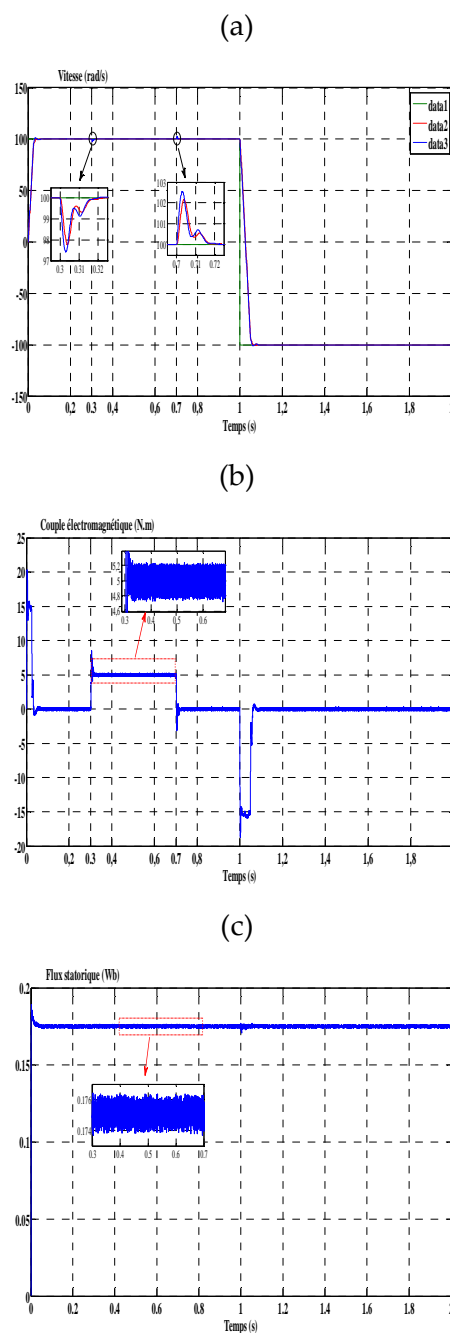


Figure (II.30): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI-DTC-SVM basée sur l'observateur SMO : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

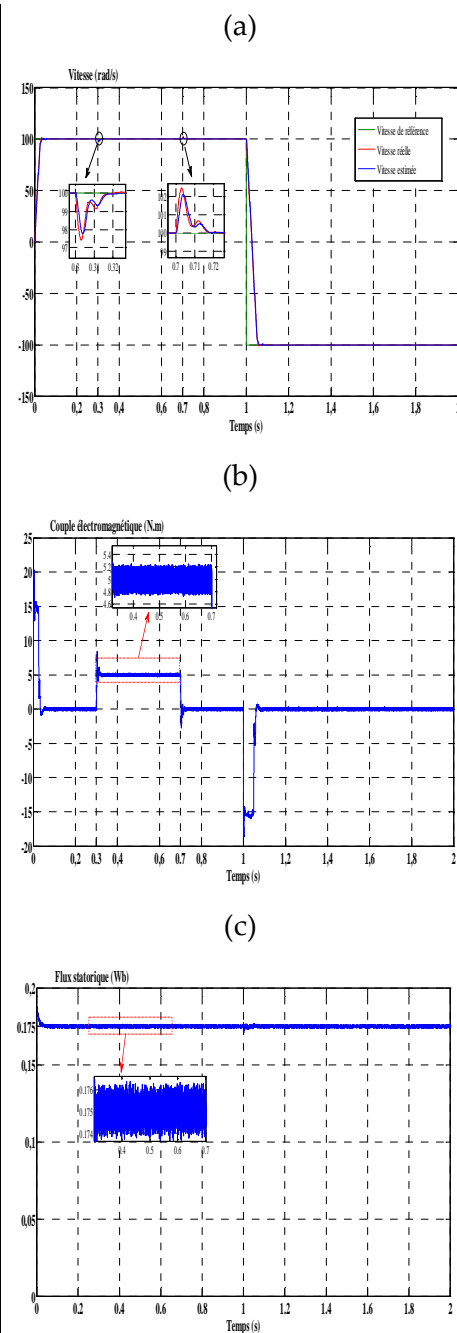


Figure (II.31): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI^α -DTC-SVM basée sur l'observateur SMO : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

Situation 2 : Changements brutaux du couple de charge et de la vitesse de référence à basses vitesses:

La MSAP pentaphasée est soumise à une accélération depuis l'arrêt jusqu'à une vitesse de référence de 10rad/s . Un couple de charge nominal de $C_r = 5\text{N.m}$ est appliqué entre les instants $t = 0.3\text{s}$ et $t = 0.7\text{s}$. Par la suite, une inversion brusque de la consigne de vitesse, passant de 10rad/s à -10rad/s , est effectuée à $t = 1\text{s}$. Les figures (II.32) à (II.37) présentent les réponses

dynamiques des stratégies de commande DTC conventionnelle PI-DTC-SVM et PI^α -DTC-SVM appliquées à la MSAP pentaphasée sans capteur fonctionnant à basses vitesses.

Les résultats de simulation montrent que l'estimation de la vitesse en utilisant les deux observateurs, reste efficace quel que soit le régime de fonctionnement.

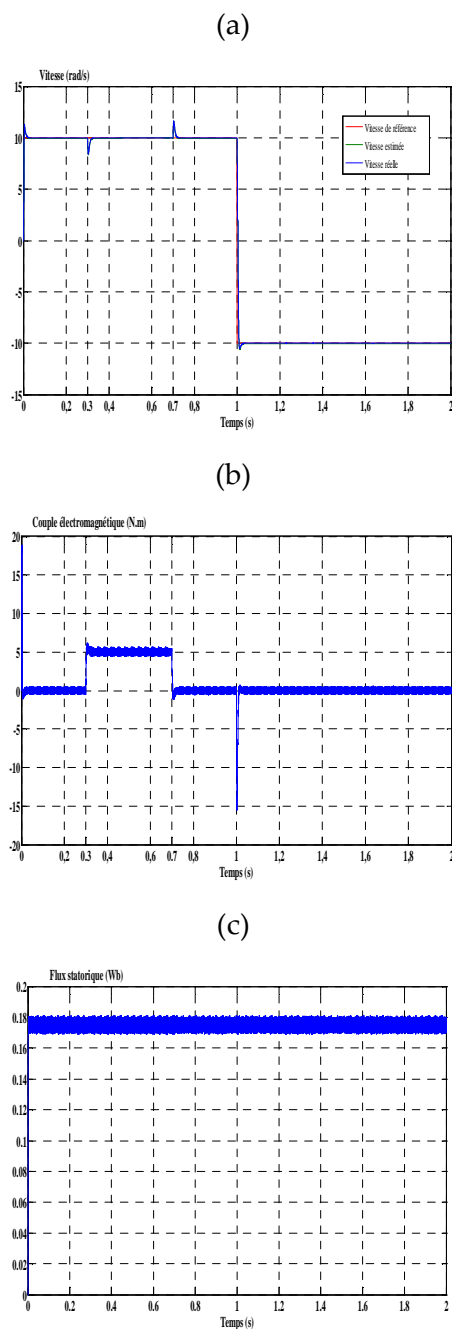


Figure (II.32): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC conventionnelle basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basse vitesse : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

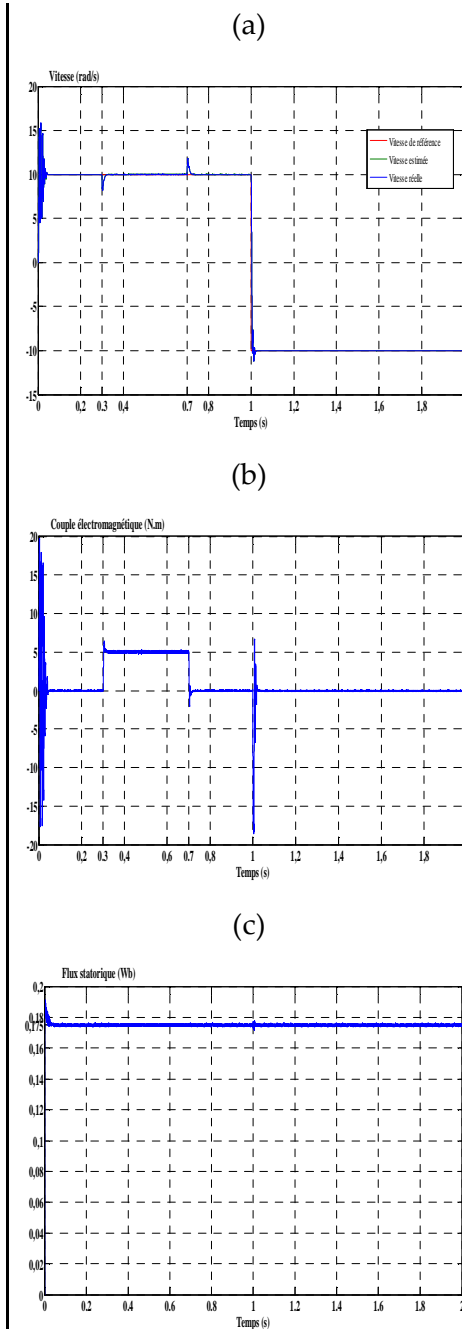


Figure (II.33): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI-DTC-SVM basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basse vitesse : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

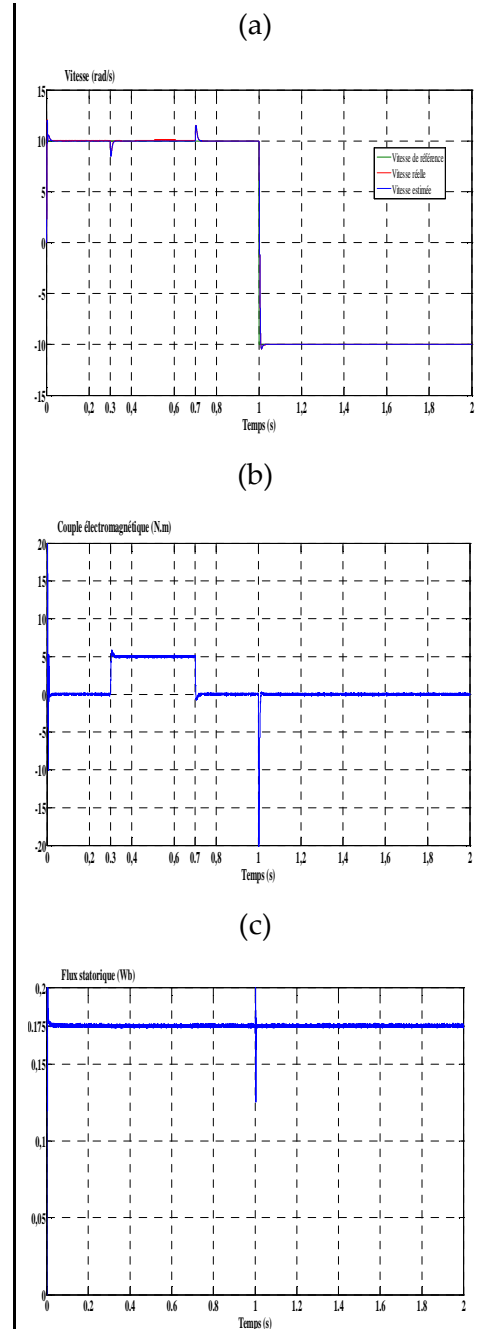


Figure (II.34): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI^α -DTC-SVM basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basse vitesse : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

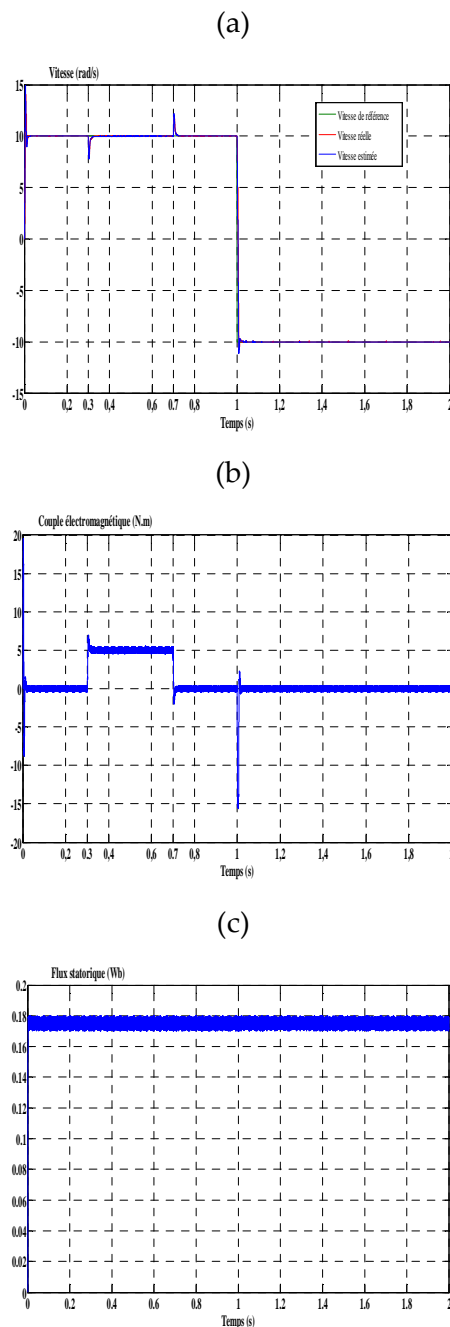


Figure (II.35): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC conventionnelle basée sur l'observateur SMO fonctionnant à basse vitesse : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

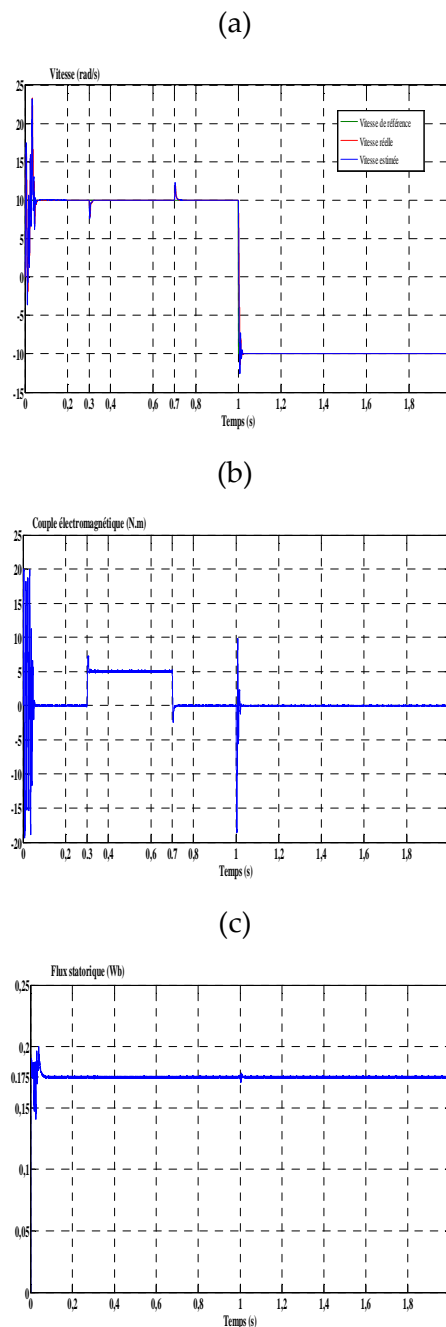


Figure (II.36): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI-DTC-SVM basée sur l'observateur SMO fonctionnant à basse vitesse : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

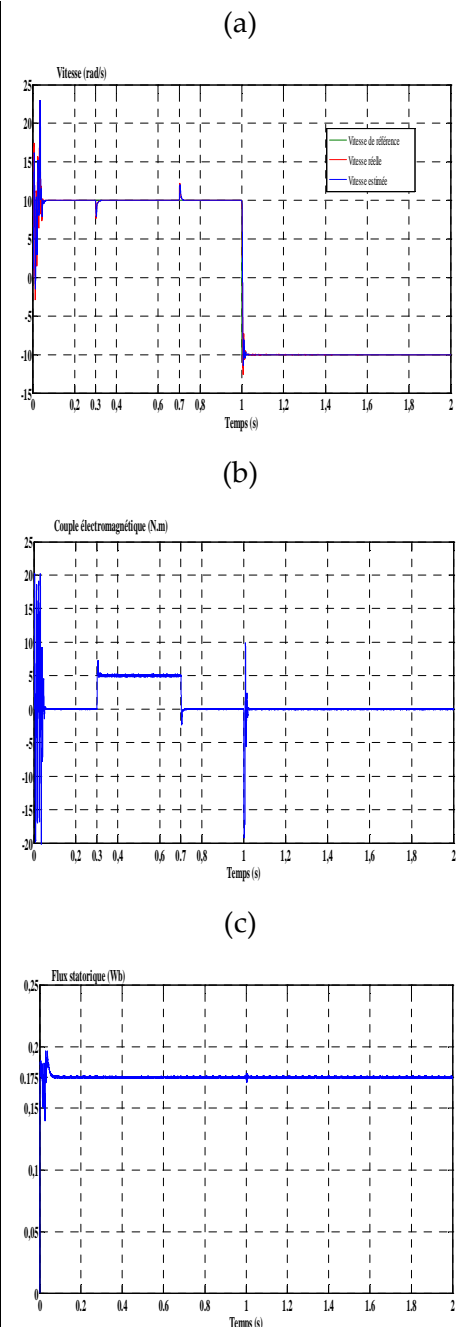


Figure (II.37): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PI^α -DTC-SVM basée sur l'observateur SMO fonctionnant à basse vitesse : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

Le tableau (II.3) synthétise une comparaison des performances entre la commande DTC conventionnelle, PI-DTC-SVM et PI^α -DTC-SVM, en employant un filtre de kalman étendu et un observateur à mode glissant, afin d'exposer les caractéristiques et spécificités de chaque méthode.

Tableau (II.3) : Comparaison des performances des commandes DTC conventionnelle (DTCc), PI-DTC-SVM et PI^α -DTC-SVM, en utilisant deux observateurs distincts : le filtre de kalman étendu (EKF) et l'observateur à mode glissant (SMO).

| | | DTCc | | PI-DTC-SVM | | PI^α -DTC-SVM | |
|------------------------|--|--------|--------|------------|-------|----------------------|--------|
| Critère de comparaison | | EKF | SMO | EKF | SMO | EKF | SMO |
| Vitesse | Temps de réponse (s) | 0.05 | 0.063 | 0.049 | 0.064 | 0.049 | 0.064 |
| | Dépassement (rad/s) | 0 | 0.05 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | Chute de vitesse (%) | 1.6 | 2 | 2 | 2.2 | 1.5 | 2.24 |
| | Temps de récupération (en cas de charge brusque) (s) | 0.026 | 0.026 | 0.024 | 0.024 | 0.024 | 0.024 |
| | Dépassement en mode d'inversion (rad/s) | 0 | 0.2 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | Temps de réponse en mode d'inversion (s) | 0.078 | 0.09 | 0.076 | 0.09 | 0.076 | 0.09 |
| | Erreur de vitesse ITAE | 5.72 | 5.73 | 5.61 | 5.70 | 5.60 | 5.67 |
| | Erreur de vitesse ITSE | 759 | 780 | 737 | 752 | 732 | 752 |
| Couple | Temps de réponse (s) | 0.02 | 0.02 | 0.02 | 0.02 | 0.02 | 0.02 |
| | Dépassement (N.m) | 1 | 1.8 | 2.8 | 3.5 | 0.9 | 3.45 |
| | Ondulation $\left(\frac{\Delta C_{em}}{C_{em}}\right)$ (%) | 26 | 26 | 12 | 12 | 11 | 11 |
| Flux | Temps de réponse (s) | 0.0042 | 0.0042 | 0.04 | 0.04 | 0.03 | 0.04 |
| | Dépassement (Wb) | 0 | 0 | 0.014 | 0.014 | 0.06 | 0.0127 |
| | Ondulation $\left(\frac{\Delta \phi_s}{\phi_s}\right)$ (%) | 5.71 | 5.71 | 2.28 | 2.28 | 2 | 2 |

Les résultats présentés dans le tableau (II.3) montrent que l'implémentation de la technique PI^α -DTC-SVM conduit à une amélioration notable des performances par rapport à la commande DTC conventionnelle et PI-DTC-SVM, en termes de rapidité de réponse et de réduction des ondulations du flux et du couple électromagnétique.

Pour évaluer la performance des observateurs dans le suivi de la vitesse de référence, deux critères ont été utilisés : l'intégrale de la valeur absolue de l'erreur (ITAE) et l'intégrale du carré de l'erreur (ITSE). Ces deux critères sont considérés comme des indicateurs quantitatifs efficaces pour évaluer la précision des systèmes de commande, en mettant particulièrement l'accent sur la rapidité de stabilisation et la haute précision.

Critère de l'intégrale de la valeur absolue de l'erreur (ITAE) : Ce critère accorde une pondération plus importante aux erreurs qui se produisent dans les phases tardives de la réponse, en intégrant la valeur absolue de la différence entre la valeur réelle et la valeur de référence au cours du temps. L'ITAE est couramment utilisé pour évaluer la rapidité de

stabilisation, car il pénalise les réponses lentes qui prennent plus de temps pour atteindre l'état stable.

Critère de l'intégrale du carré de l'erreur (ITSE) : Ce critère accorde une pondération plus importante aux erreurs importantes, en intégrant le carré de la différence entre la valeur réelle et la valeur de référence au cours du temps. L'ITSE est couramment utilisé pour évaluer la précision en régime permanent, car il pénalise les écarts importants par rapport à la valeur de référence.

Les résultats obtenus, sur la base de ces deux critères, ont démontré la supériorité du filtre de kalman étendu par rapport à l'observateur à mode glissant en termes de performance de suivi, tant en rapidité de stabilisation qu'en précision.

II.7. Conclusion

Dans le cadre de ce chapitre, une analyse comparative des performances de différentes stratégies de la DTC appliquées à une machine synchrone à aimants permanents pentaphasée a été réalisée.

Dans un premier temps, la DTC conventionnelle a été implémentée. Bien que cette approche offre des avantages notables en termes de robustesse et de dynamique, elle présente une limitation intrinsèque liée à la non-maîtrise de la fréquence de commutation.

Dans un second temps, afin de pallier à cette contrainte, une stratégie combinant la commande DTC et la modulation vectorielle dite DTC-SVM a été étudiée. Les résultats des simulations effectuées mettent en évidence l'amélioration significative des performances dynamiques lors des essais de variations de vitesse et de charge. De surcroît, une réduction substantielle des ondulations du couple et du flux a été observée, confirmant l'intérêt de l'association DTC-SVM. Cependant, la structure DTC-SVM basée sur un régulateur PI classique permette d'obtenir de bonnes performances, mais elle devient moins fiable face aux variations des paramètres ou aux perturbations externes. Pour améliorer sa robustesse, des régulateurs PI d'ordre fractionnaire ont été proposés, offrant des performances supérieures et une flexibilité accrue grâce à leurs paramètres réels supplémentaires.

Enfin, dans une dernière partie, une étude comparative des deux techniques d'estimation de la vitesse rotorique a été réalisée. Plus précisément, le filtre de Kalman étendu et un observateur à mode glissant ont été implémentés sur la MSAP pentaphasée alimentée par un onduleur à cinq bras et commandée respectivement par les stratégies de commande DTC conventionnelle, PI-DTC-SVM et PI^α -DTC-SVM. Les résultats de simulation démontrent une robustesse des deux observateurs face aux variations de la vitesse et de la charge, y compris en régime de basses vitesses. On observe que la réponse dynamique utilisant le filtre de Kalman étendu est plus précise et plus rapide que celle utilisant l'observateur à mode glissant.

Chapitre III

Commande directe du couple non linéaire de la MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse

III.1. Introduction

L'introduction des techniques de commande non linéaires dans les systèmes de commande des machines électriques est couramment considérée comme la meilleure manière pour surmonter les limitations des techniques de commande linéaires conventionnelles à base de régulateurs de type (PI), en particulier dans les cas nécessitant une dynamique élevée, une robustesse accrue, une réduction significative des ondulations de couple et de flux. En réponse aux défis posés par les non-linéarités inhérentes à ces machines et les perturbations externes, des stratégies de commande avancées ont été appliquées, notamment la commande par backstepping, la commande par mode glissant (Sliding Mode Control) et la commande synergétique (Synergetic Control). Ces techniques se distinguent par leur capacité à améliorer le suivi des signaux de référence et à réduire le temps de réponse, tout en minimisant les oscillations indésirables [13-15],[52-53]. Une étude comparative rigoureuse a été menée pour évaluer les performances de ces méthodes proposées, ce qui met en évidence leur potentiel considérable pour améliorer les performances du processus de commande des MSAP pentaphasées.

D'autre part, l'intégration des outils du calcul fractionnaire au sein de la commande contribue à l'amélioration des performances et de la robustesse du système. En modifiant la formulation de l'approche de commande par l'introduction de dérivées ou d'intégrales fractionnaires, des paramètres de conception supplémentaires sont introduits. Ceci conduit à une dynamique plus précise et des performances améliorées en termes de rapidité de réponse, de réduction des oscillations et de renforcement de la robustesse face aux perturbations.

Dans ce chapitre, en vue d'améliorer les performances de la MSAP pentaphasée, des stratégies de commandes non linéaires ont été associées à la technique DTC-SVM. Les commandes DTC

non linéaires résultantes sont équipées par un filtre de Kalman étendu en vue d'assurer un fonctionnement sans capteur.

III.2. Commande par Backstepping

La commande backstepping (BC), ou commande par récursion inverse, est une technique de commande non linéaire récursive particulièrement adaptée aux systèmes dont le modèle peut être mis sous une forme triangulaire stricte, ou forme de strict-feedback. Son principe fondamental consiste à concevoir une loi de commande par étapes successives, en considérant le système comme une interconnexion de sous-systèmes d'ordre inférieur. L'approche débute à partir de la dernière équation du système et remonte récursivement jusqu'à l'entrée de commande, en considérant chaque état comme une entrée virtuelle pour le sous-système précédent. À chaque étape, une loi de commande virtuelle est conçue pour stabiliser le sous-système courant, en utilisant généralement une fonction de Lyapunov pour garantir la stabilité. L'erreur entre l'état actuel et la valeur désirée est ensuite utilisée pour définir la prochaine entrée virtuelle, et ainsi de suite jusqu'à obtenir la loi de commande réelle. Les caractéristiques majeures du BC résident dans sa capacité à traiter les non-linéarités et à garantir la stabilité globale du système en boucle fermée. L'extraction de la loi de commande implique donc la définition d'une suite de fonctions de Lyapunov et le calcul des dérivées nécessaires pour garantir la négativité de la dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov globale.

La BC est couramment sollicitée dans le domaine de contrôle des machines électriques. En effet, elle est utilisée pour contrôler la vitesse et la position des machines à courant continu, des machines synchrones et des machines asynchrones, permettant ainsi d'obtenir des performances dynamiques améliorées et une robustesse face aux perturbations et aux incertitudes paramétriques [40].

III.2.1. Détermination des lois de commande en utilisant la BC

L'objectif principal est de minimiser les ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique. Pour ce faire, le couple et le flux statorique sont choisis comme variables à contrôler. Ceci est défini par l'équation suivante:

$$\begin{cases} e_{C_{em}} = C_{emref} - C_{em} \\ e_{\phi_s} = \phi_{sref} - \phi_s \end{cases} \quad (III.1)$$

Avec :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{5}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_{PM} i_q] \\ \phi_s = \sqrt{(L_d i_d + \phi_{PM})^2 + (L_q i_q)^2} \end{cases}$$

La dérivée de l'erreur $e = [e_{C_{em}} \quad e_{\phi_s}]^t$ par rapport au temps est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_{C_{em}} = \dot{C}_{emref} - [F_1 + G_{11}V_d + G_{12}V_q] \\ \dot{e}_{\phi_s} = \dot{\phi}_{sref} - [F_2 + G_{21}V_d + G_{22}V_q] \end{cases} \quad (III.2)$$

Où:

$$\left\{ \begin{array}{l} F_1 = \left(\frac{5}{2} p \right) (b_3 b_1 + b_4 b_2) \\ F_2 = \frac{L_d \phi_d b_1 + L_q \phi_q b_2}{2\sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2}} \\ G_{11} = \left(\frac{5}{2} p \right) \left(\frac{b_3}{L_d} \right) \\ G_{12} = \left(\frac{5}{2} p \right) \left(\frac{b_4}{L_q} \right) \\ G_{21} = \frac{\phi_d}{2\sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2}} \\ G_{22} = \frac{\phi_q}{2\sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2}} \end{array} \right. , \quad \left\{ \begin{array}{l} b_1 = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q, \\ b_2 = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d - \frac{\phi_{PM}}{L_q} p \omega_r, \\ b_3 = L_d i_q - \phi_q, \\ b_4 = \phi_d - L_q i_d, \end{array} \right.$$

La fonction candidate de Lyapunov est choisie comme suit :

$$V = \frac{1}{2} e_{C_{em}}^2 + \frac{1}{2} e_{\phi_s}^2 \quad (III.3)$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{V} = e_{C_{em}} \dot{e}_{C_{em}} + e_{\phi_s} \dot{e}_{\phi_s} \quad (III.4)$$

La substitution de l'équation (III.2) dans l'équation (III.4) conduit à l'expression suivante :

$$\dot{V} = e_{C_{em}} \left(\dot{C}_{emref} - [F_1 + G_{11}V_d + G_{12}V_q] \right) + e_{\phi_s} \left(\dot{\phi}_{sref} - [F_2 + G_{21}V_d + G_{22}V_q] \right) \quad (III.5)$$

En ajoutant et en soustrayant le terme $k_1 e_{C_{em}}$ et $k_2 e_{\phi_s}$, où k_1 et k_2 sont des constantes positives, à la dérivée de l'erreur on obtient:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & e_{T_{em}} \left(\dot{T}_{emref} - [F_1 + G_{11}V_d + G_{12}V_q] + k_1 e_{T_{em}} - k_1 e_{T_{em}} \right) \\ & + e_{\phi_s} \left(\dot{\phi}_{sref} - [F_2 + G_{21}V_d + G_{22}V_q] + k_2 e_{\phi_s} - k_2 e_{\phi_s} \right) \end{aligned} \quad (III.6)$$

Par conséquent, l'équation (III.6) peut être reformulée comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -k_1 e_{C_{em}}^2 + e_{C_{em}} \left(\dot{C}_{emref} - [F_1 + G_{11}V_d + G_{12}V_q] + k_1 e_{C_{em}} \right) \\ & - k_2 e_{\phi_s}^2 + e_{\phi_s} \left(\dot{\phi}_{sref} - [F_2 + G_{21}V_d + G_{22}V_q] + k_2 e_{\phi_s} \right) \end{aligned} \quad (III.7)$$

En égalisant à zéro les termes non négatifs de l'équation précédente, il résulte que:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{C}_{emref} - [F_1 + G_{11}V_d + G_{12}V_q] + k_1 e_{C_{em}} = 0 \\ \dot{\phi}_{sref} - [F_2 + G_{21}V_d + G_{22}V_q] + k_2 e_{\phi_s} = 0 \end{array} \right. \quad (III.8)$$

La loi de commande adoptée pour assurer le suivi est :

$$\begin{bmatrix} V_{qref} \\ V_{dref} \end{bmatrix} = G(x)^{-1} \begin{bmatrix} \dot{C}_{emref} - F_1 + k_1 e_{C_{em}} \\ \dot{\phi}_{sref} - F_2 + k_2 e_{\phi_s} \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

La substitution de la loi de commande dans l'équation (III.7) conduit à :

$$\dot{V} = -k_1 e_{C_{em}}^2 - k_2 e_{\phi_s}^2 \quad (III.10)$$

La dérivée \dot{V} est négative, ce qui garantit que les erreurs convergent asymptotiquement vers zéro et assure la stabilité du système de commande.

Les composantes du vecteur de tension de référence dans le repère stationnaire peuvent être déterminées à l'aide de la transformation suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{\alpha ref} \\ V_{\beta ref} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\hat{\theta}) & -\sin(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dref} \\ V_{qref} \end{pmatrix} \quad (III.11)$$

À partir de ce vecteur de tension de référence, le modulateur SVM génère les signaux de commande de l'onduleur à cinq bras.

La structure du contrôle DTC-SVM-BC sans capteur pour une MSAP pentaphasée, reposant sur un observateur EKF, est présentée à la figure (III.1). La stratégie de commande adoptée est basée sur une structure en cascade dans laquelle la régulation de la vitesse est assurée par une boucle externe employant un régulateur PI, lequel élabore la consigne de couple. La boucle interne met en œuvre un contrôle DTC-SVM basé sur la commande backstepping conçu pour générer les consignes de tension de référence, en fonction des valeurs de consigne et estimées du couple et du flux statorique fournies par l'observateur EKF, de manière à imposer au couple électromagnétique et au flux statorique de suivre leurs références respectives. Ces tensions de référence constituent les signaux d'entrée du bloc SVM, qui génère les impulsions destinées à commander l'onduleur à cinq bras alimentant la MSAP pentaphasée.

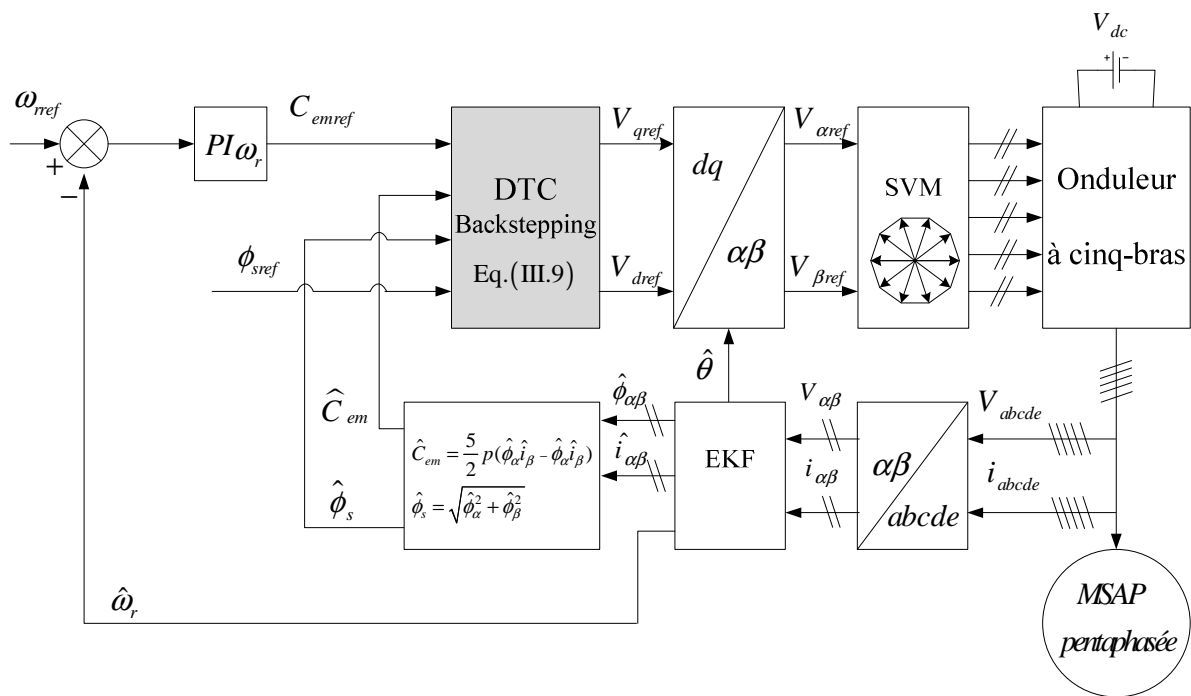


Figure (III.1): Schéma de la commande DTC-SVM-BC d'une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse.

III.3. Commande par mode glissant

La commande par mode glissant (*Sliding Mode Control, SMC*) constitue une approche de commande non linéaire robuste, appartenant à la classe des commandes à structure variable, particulièrement adaptée aux systèmes dynamiques soumis à des incertitudes paramétriques et des perturbations externes. Son principe fondamental repose sur la définition d'une surface de glissement, notée $s(x)$. Cette surface, judicieusement choisie, caractérise le comportement dynamique souhaité. L'objectif primordial de la commande SMC est de contraindre la

trajectoire du système à atteindre cette surface en un temps fini et de la maintenir par la suite. La loi de commande SMC est typiquement constituée de deux termes distincts : un terme d'équivalence V_{eq} et un terme de commutation V_c . Le terme d'équivalence, déterminé en imposant la condition ($\dot{s}(x)=0$) sur la dynamique du système, représente la commande nominale qui, en l'absence de perturbations, maintiendrait idéalement le système sur la surface de glissement. Le terme de commutation, quant à lui, est une fonction discontinue, généralement de la forme $V_c = -K \text{sign}(s(x))$, où K est un gain positif suffisamment élevé et $\text{sign}(s(x))$ désigne la fonction signe. Ce terme assure l'atteinte et le maintien de la trajectoire sur la surface de glissement en compensant les effets des incertitudes et des perturbations.

La formulation de la loi de commande SMC implique donc la détermination d'une surface de glissement appropriée, suivie du calcul des termes d'équivalence et de commutation. Une attention particulière est portée à la satisfaction d'une condition d'atteinte, souvent basée sur la théorie de Lyapunov, afin de garantir la convergence vers la surface de glissement. Bien que la commande SMC offre une robustesse intrinsèque face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations externes, elle peut induire un phénomène de chattering. Ce phénomène se manifeste par des oscillations hautes fréquences autour de la surface de glissement, résultant de la discontinuité du terme de commutation. Diverses techniques d'atténuation, telles que l'approximation continue de la fonction signe dans une couche limite autour de la surface de glissement, peuvent être mises en œuvre pour limiter cet inconvénient [5].

La commande SMC, malgré le potentiel chattering, demeure une technique attractive pour le contrôle des machines électriques, notamment les machines asynchrones et synchrones, où les variations des paramètres et les perturbations de charge sont fréquentes. Elle trouve des applications dans le contrôle de vitesse, de couple et de flux, offrant des performances dynamiques élevées et une relative insensibilité aux variations des paramètres de la machine.

III.3.1. Détermination des lois de commande en utilisant la commande SMC

Dans le contexte de la commande DTC-SVM, les objectifs visés sont de suivre les trajectoires désirées du couple et du flux. Les surfaces de glissement sont alors choisies comme suit:

$$\begin{cases} s_{C_{em}} = e_{C_{em}} = C_{emref} - \hat{C}_{em} \\ s_{\phi_s} = e_{\phi_s} = \phi_{sref} - \hat{\phi}_s \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Afin d'obtenir le terme d'équivalence, l'application de la condition ($\dot{s}(x)=0$) conduit à une équation reliant les variables d'état du système x et le vecteur de commande V . Cette équation est la suivante:

$$\dot{S} = F + GV \quad (\text{III.13})$$

Où:

$$F = \begin{bmatrix} \left(-\frac{5}{2}p\right)(ca+db) \\ -\frac{L_d\phi_d a + L_q\phi_q b}{2\sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2}} \end{bmatrix}, \quad G = \begin{bmatrix} \left(-\frac{5}{2}p\right)\left(\frac{c}{L_d}\right) & \left(-\frac{5}{2}p\right)\left(\frac{d}{L_q}\right) \\ -\frac{\phi_d}{2\sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2}} & -\frac{\phi_q}{2\sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2}} \end{bmatrix}, \quad V = \begin{bmatrix} V_{dref} \\ V_{qref} \end{bmatrix}$$

avec :

$$\begin{cases} a = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q \\ b = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d - \frac{\phi_{PM}}{L_q} p \omega_r \\ c = L_d i_q - \phi_q \\ d = \phi_d - L_q i_d \end{cases}$$

D'un autre côté, le contrôle discontinu prend généralement la forme $V_c = -K \text{sign}(S(x))$ afin d'assurer la condition de convergence. Ceci conduit à la loi de commande globale suivante:

$$V = \begin{bmatrix} V_{qref} \\ V_{dref} \end{bmatrix} = -G^{-1} \begin{bmatrix} F_1 + k_{11} s_{C_{em}} + k_{12} \text{Smooth}(s_{C_{em}}) \\ F_2 + k_{21} s_{\phi_s} + k_{22} \text{Smooth}(s_{\phi_s}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Où k_{11}, k_{12}, k_{21} et k_{22} sont des constantes positives ; $\text{Smooth}(s)$ est une fonction lisse utilisée au lieu de la fonction signe $\text{sign}(s)$ afin de réduire le phénomène de chattering.

Les composantes du vecteur de tension de référence dans le repère stationnaire peuvent être calculées en utilisant l'équation (III.11). Selon ce vecteur de référence, le modulateur SVM produit les signaux de commande de l'onduleur à cinq bras.

Une structure de commande identique à celle présentée à la figure (III.1) est employée pour la commande de la MSAP pentaphasée, avec substitution de la commande DTC-SVM-BC par une commande DTC-SVM-SMC.

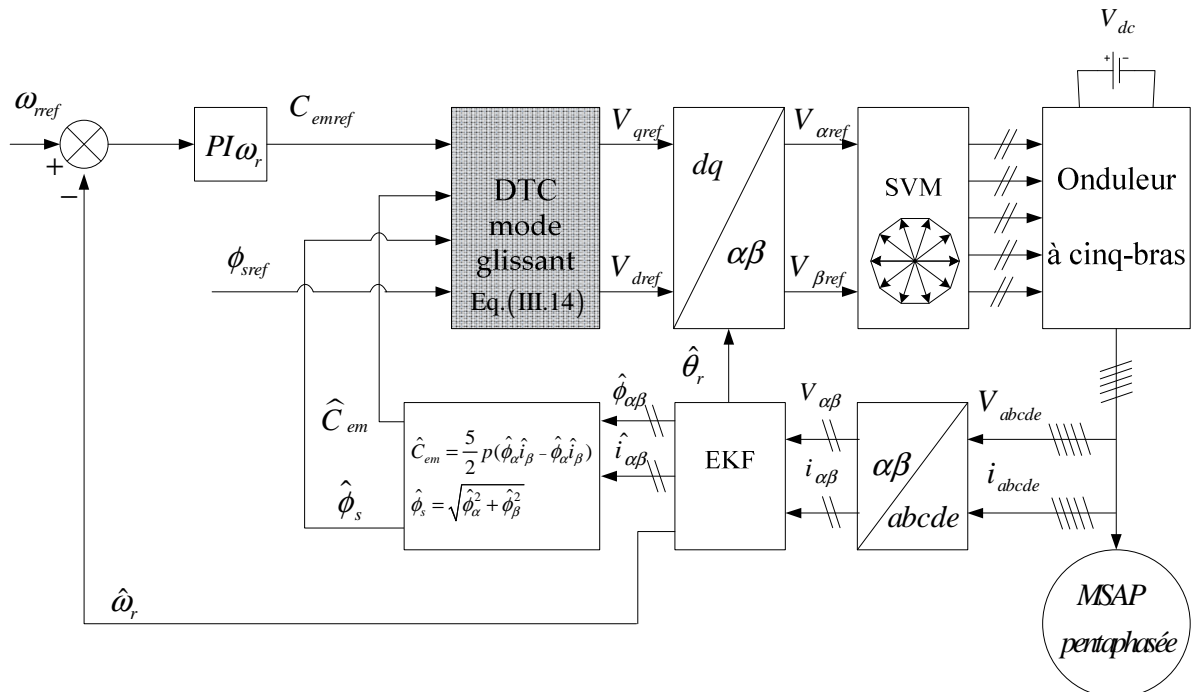


Figure (III.2): Schéma de la commande DTC-SVM-SMC d'une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse.

III.4. Commande par synergie

La commande SMC est une technique de contrôle non linéaire largement reconnue pour sa robustesse intrinsèque, notamment face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations exogènes. Cette propriété la rend attractive pour de nombreuses applications. Toutefois, la SMC

est intrinsèquement sujette au phénomène de brouillage (chattering), caractérisé par des oscillations hautes fréquences de l'action de commande. Ce phénomène peut induire une dégradation des performances du système. Afin de pallier cette limitation inhérente à la SMC, l'approche de la commande synergétique (synergetic control, SC) a été développée comme une alternative prometteuse [53-54].

La SC partage un fondement conceptuel commun avec la SMC, dans le sens qu'elle vise également à contraindre la dynamique du système à évoluer selon une trajectoire prédéfinie, spécifiée par le concepteur. Cependant, la commande synergétique se distingue fondamentalement de la SMC par la nature de la loi de commande employée. Contrairement à la SMC, qui utilise une loi de commande discontinue basée sur une surface de commutation, la commande synergétique met en œuvre une loi de commande strictement continue, basée sur une macro-variable, également désignée sous le terme de fonction synergétique.

L'utilisation d'une loi de commande continue constitue l'élément clé permettant l'élimination du brouillage, problème inhérent à la nature discontinue de la SMC. Par conséquent, la commande synergétique conserve les avantages de la SMC, tels que la robustesse face aux incertitudes et la réduction d'ordre du système, tout en s'affranchissant de l'effet néfaste du brouillage grâce à une action de commande lisse et continue. Cette caractéristique confère à la SC un intérêt particulier pour les applications nécessitant une précision et une douceur de contrôle accrues.

Dans la présente section, un bref rappel concernant les fondements de la commande synergétique sera exposé.

Considérons un système à n dimensions décrit par l'équation non linéaire suivante :

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x, V, t) \quad (\text{III.15})$$

Où x est le vecteur d'état du système, tandis que V est le vecteur de commande.

Dans le cadre de la synthèse d'une loi de commande synergétique, la définition d'une macro-variable constitue une étape fondamentale pour atteindre les spécifications souhaitées. Laquelle est définie comme suit :

$$\Psi = \psi(x, t) \quad (\text{III.16})$$

À l'instar de l'approche de la commande SMC, la commande synergétique a pour objectif principal d'imposer au système une dynamique contrainte sur une variété spécifiquement définie par le concepteur.

$$\Psi = 0 \quad (\text{III.17})$$

La macro-variable, qui peut être une combinaison linéaire des variables d'état, est contrainte d'évoluer selon une dynamique souhaitée grâce à une contrainte choisie par le concepteur, imposant par exemple une dynamique transitoire, comme l'indique l'équation suivante:

$$T \dot{\psi}(x, t) + \psi(x, t) = 0, \quad T > 0 \quad (\text{III.18})$$

Où T est un paramètre de commande qui régit la vitesse de convergence de la dynamique du système vers le domaine spécifié.

En tenant compte de la chaîne de dérivation définie comme suit :

$$\frac{d\psi(x, t)}{dt} = \frac{d\psi(x, t)}{dx} \frac{dx}{dt} \quad (\text{III.19})$$

Par substitution des équations (III.15) et (III.19) dans l'équation (III.18), on obtient :

$$T \frac{d\psi(x,t)}{dt} f(x,V,t) + \psi(x,t) = 0 \quad (III.20)$$

De la résolution de l'équation (III.20), on déduit la loi de commande synergétique V exprimée par:

$$V = g(x, \psi(x,t), T, t) \quad (III.21)$$

L'examen de l'équation (III.21) met en évidence la continuité de la loi de commande, laquelle dépend non seulement des variables d'état du système, mais également d'une macro-variable et d'une constante de temps T , dont les valeurs sont déterminées par le concepteur du système de contrôle. Le choix judicieux des macro-variables offre au concepteur la possibilité d'obtenir les propriétés avantageuses suivantes pour le système final [55-57] : i) la stabilité globale ; ii) l'insensibilité aux variations des paramètres du système ; et iii) la suppression du bruit.

III.4.1. Détermination des lois de commande en utilisant la commande SC

L'objectif principal de la commande est de concevoir un régulateur capable d'assurer un suivi précis de la trajectoire de référence spécifiée. À cette fin, les macro-variables sont formulées comme suit :

$$\begin{cases} \psi_1 = e_{C_{em}} = C_{emref} - \hat{C}_{em} \\ \psi_2 = e_{\phi} = \phi_{sref} - \hat{\phi}_s \end{cases} \quad (III.22)$$

La dérivation par rapport au temps de l'équation (III.22) conduit à l'expression suivante :

$$\dot{\psi} = F + GV \quad (III.23)$$

Où: $\psi = [\psi_1, \psi_2]^t$

En substituant les expressions données par les équations (III.22) et (III.23) dans l'équation (III.18), et en procédant à un réarrangement des termes, on obtient l'expression de la loi de commande suivante :

$$V = \begin{bmatrix} V_{qref} \\ V_{dref} \end{bmatrix} = -G^{-1} \begin{bmatrix} F_1 + \frac{\psi_1}{T_1} \\ F_2 + \frac{\psi_2}{T_2} \end{bmatrix} \quad (III.24)$$

Où: T_1 et T_2 sont des constantes positives.

III.4.1.1. Analyse de la stabilité

La démonstration de la stabilité asymptotique repose sur la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = \frac{1}{2} \psi^t \psi \quad (III.25)$$

Après dérivation de (III.25), on obtient :

$$\dot{V} = \psi^t \dot{\psi} \quad (III.26)$$

En substituant l'expression de $\dot{\psi}$, fournie par l'équation (III.18), dans l'équation (III.26), on obtient :

$$\dot{\psi} = \psi^t \left(-\frac{1}{T} \psi \right) = -\frac{1}{T} \psi^2 < 0 \quad (\text{III.27})$$

Où T est une constante positive.

On en déduit que la loi de commande est stable au sens de Lyapunov.

La Figure (III.3) présente le schéma de la commande DTC-SVM-SC appliquée à une MSAP pentaphasée, opérant en configuration sans capteur. Cette implémentation repose sur l'utilisation d'un observateur EKF pour l'estimation de la vitesse de rotation. Bien que l'architecture globale de cette structure de commande soit analogue à celle décrite à la figure (III.1), elle se distingue par une commande DTC-SVM fondée sur la commande synergétique.

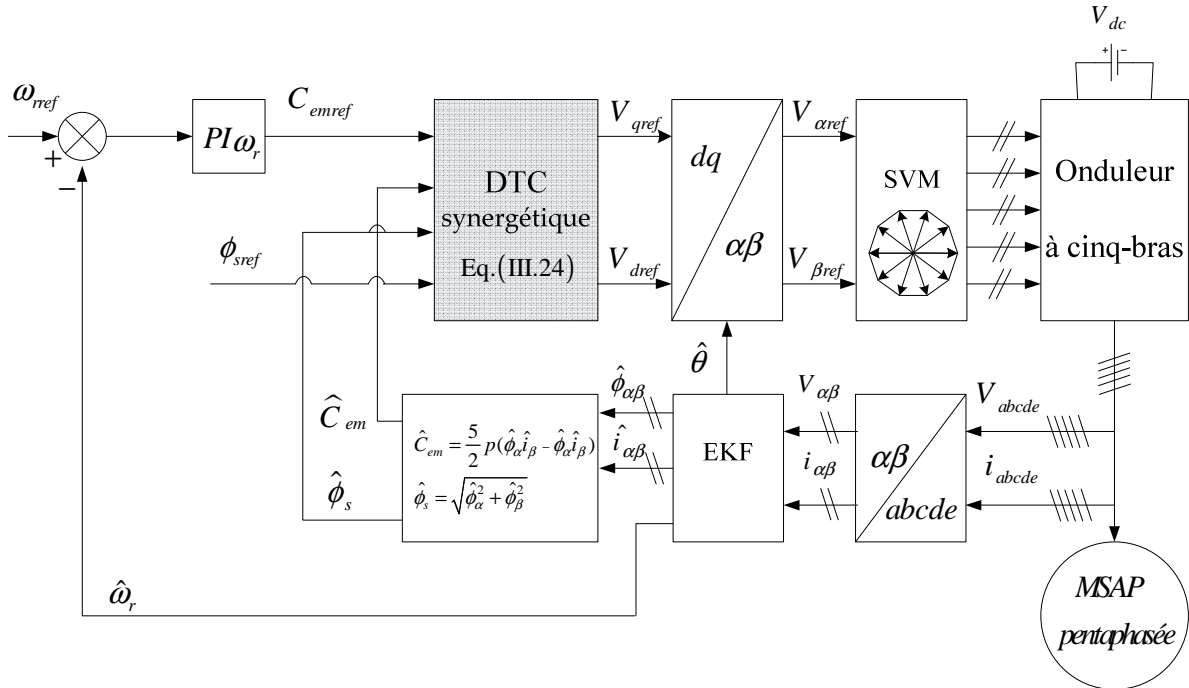


Figure (III.3): Schéma de la commande DTC-SVM-SC d'une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse.

III.4.2. Commande synergétique d'ordre fractionnaire (FOFC)

L'utilisation des outils de calcul fractionnaire dans la structure de la commande synergétique constitue une valeur ajoutée qualitative visant à améliorer ses performances. En intégrant des dérivées ou des intégrales fractionnaires dans la formulation de la macro-variable, des paramètres de conception supplémentaires sont introduits, permettant une commande plus efficace [57-58].

Dans ce contexte, les macro-variables sont définies de la manière suivante :

$$\begin{cases} \psi_1 = D^{-\alpha} e_{C_{em}} + e_{C_{em}} \\ \psi_2 = D^{-\alpha} e_{\phi} + e_{\phi} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Où: $e_{C_{em}} = C_{emref} - \hat{C}_{em}$ et $e_{\phi} = \phi_{sref} - \hat{\phi}_s$

La dérivation de l'équation (III.28) par rapport au temps permet d'obtenir l'expression suivante :

$$\dot{\psi} = F_{FO} + F + GV \quad (\text{III.29})$$

$$\text{Où: } \psi = [\psi_1, \psi_2]^t, F_{FO} = [F_{FO1}, F_{FO2}]^t = \left[\frac{d(D^{-\alpha} e_{C_{em}})}{dt}, \frac{d(D^{-\alpha} e_{\phi})}{dt} \right]^t$$

Par substitution des expressions issues des équations (III.28) et (III.29) dans l'équation (III.18), et après réarrangement des termes, on obtient l'expression de la loi de commande suivante :

$$V = \begin{bmatrix} V_{qref} \\ V_{dref} \end{bmatrix} = -G^{-1} \begin{bmatrix} F_{FO1} + F_1 + \frac{\psi_1}{T_1} \\ F_{FO2} + F_2 + \frac{\psi_2}{T_2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.30})$$

Où T_1 et T_2 sont des constantes positives.

L'analyse de la stabilité du système repose sur la même méthodologie que celle employée pour la commande synergétique, démontrant ainsi la stabilité de la loi de commande au sens de Lyapunov.

L'architecture globale de cette structure de commande, analogue à celle représentée à la figure (III.3), se distingue par l'intégration d'une stratégie de commande DTC-SVM fondée sur le concept de commande synergétique d'ordre fractionnaire, dans le but d'améliorer les performances et la robustesse du système. comme illustré à la figure (III.4).

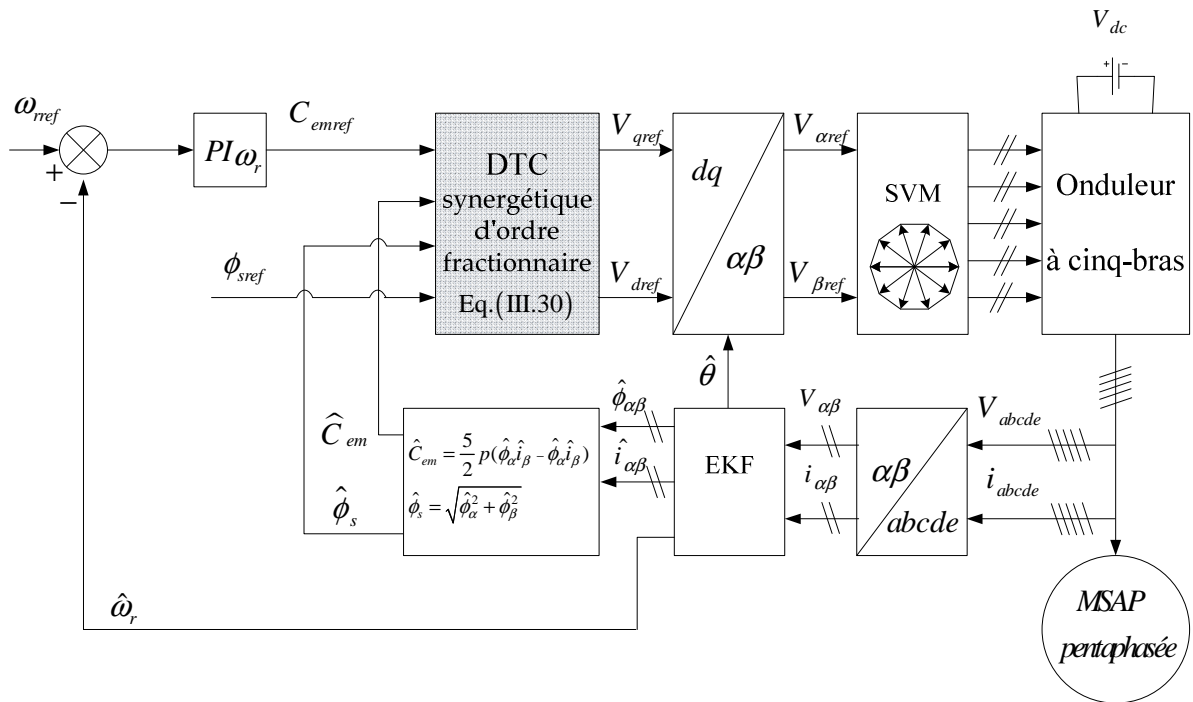


Figure (III.4): Schéma de la commande DTC-SVM-FOSC d'une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse.

III.5. Résultats de simulation

III.5.1. Résultats de simulation avec capteur de vitesse

Cette section présente une série de simulations numériques réalisées dans le but de démontrer l'efficacité de la méthode de commande proposée, aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire. Les paramètres des régulateurs BC, SMC, SC et FOSSC sont respectivement présentés dans le tableau de l'annexe B.

Les performances du système de commande ont été évaluées dans diverses conditions de fonctionnement, incluant des variations abruptes du couple de charge, des échelons de vitesse de référence, ainsi que l'influence des variations de la résistance statorique. Par conséquent, deux scénarios distincts ont été pris en considération :

- Situation 1 : Variations soudaines du couple de charge et de la vitesse de référence.

La MSAP pentaphasée est soumise à une accélération depuis l'arrêt jusqu'à une vitesse de référence de 100 rad/s . Un couple de charge nominal de $C_r = 5 \text{ N.m}$ est appliqué entre les instants $t = 0.3 \text{ s}$ et $t = 0.7 \text{ s}$. Par la suite, une inversion brusque de la consigne de vitesse, passant de 100 rad/s à -100 rad/s , est effectuée à $t = 1 \text{ s}$.

Les réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée qui se manifestent dans la vitesse rotorique, le couple électromagnétique, le flux statorique, le courant de la première phase et son spectre harmonique, sont présentées respectivement aux figures de (III.5) à (III.8) pour les stratégies DTC-SVM-BC, DTC-SVM-SMC, DTC-SVM-SC et DTC-SVM-FOSC.

Les figures (III.5-a), (III.6-a), (III.7-a) et (III.8-a) mettent en évidence une bonne réponse dynamique de la vitesse dans la poursuite de sa valeur de référence, malgré l'apparition d'une perturbation transitoire mineure lors de l'application ou du retrait du couple de charge. Le régulateur de vitesse proportionnel-intégral (PI) assure une compensation efficace de cette perturbation, garantissant ainsi un suivi précis de la vitesse souhaitée. L'analyse comparative des performances des différentes méthodes DTC révèle une convergence de leurs performances en termes de suivi de la vitesse.

Les courbes du couple électromagnétique obtenues en utilisant les stratégies de commande DTC-SVM-backstepping, DTC-SVM-SMC, DTC-SVM-SC et DTC-SVM-FOSC, présentées respectivement sur les figures (III.5-b), (III.6-b), (III.7-b) et (III.8-b), montrent que la commande DTC-SVM-FOSC permet une amélioration notable en termes de réduction des ondulations du couple, en comparaison avec les commandes DTC-SVM-BC, DTC-SVM-SMC et DTC-SVM-SC.

Les figures (III.5-c), (III.6-c), (III.7-c) et (III.8-c) mettent en évidence que le flux statorique suit rapidement et avec précision la référence imposée, sans être affecté par les variations de la charge. Ce comportement reflète un découplage efficace entre le flux statorique et le couple électromagnétique. Par ailleurs, il est notable que l'ondulation du flux statorique, observée lors de l'application de la stratégie de commande DTC-SVM-FOSC, est significativement réduite par rapport à celle générée par les commandes DTC-SVMBC, DTC-SVM-SMC et DTC-SVM-SC.

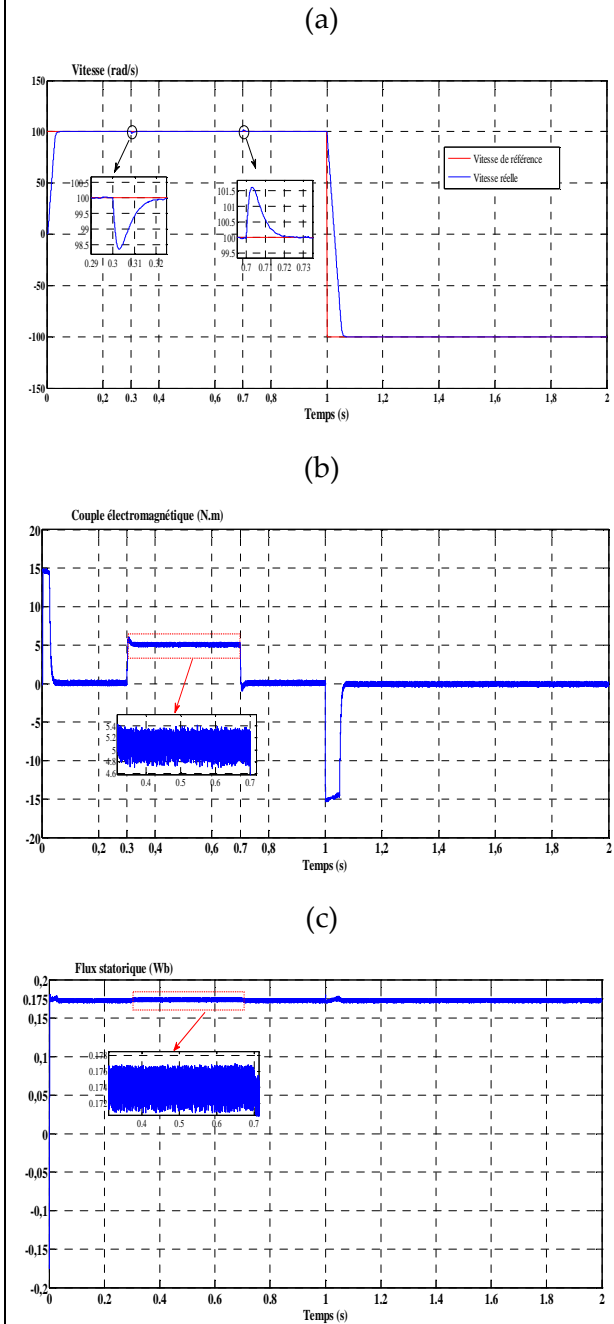
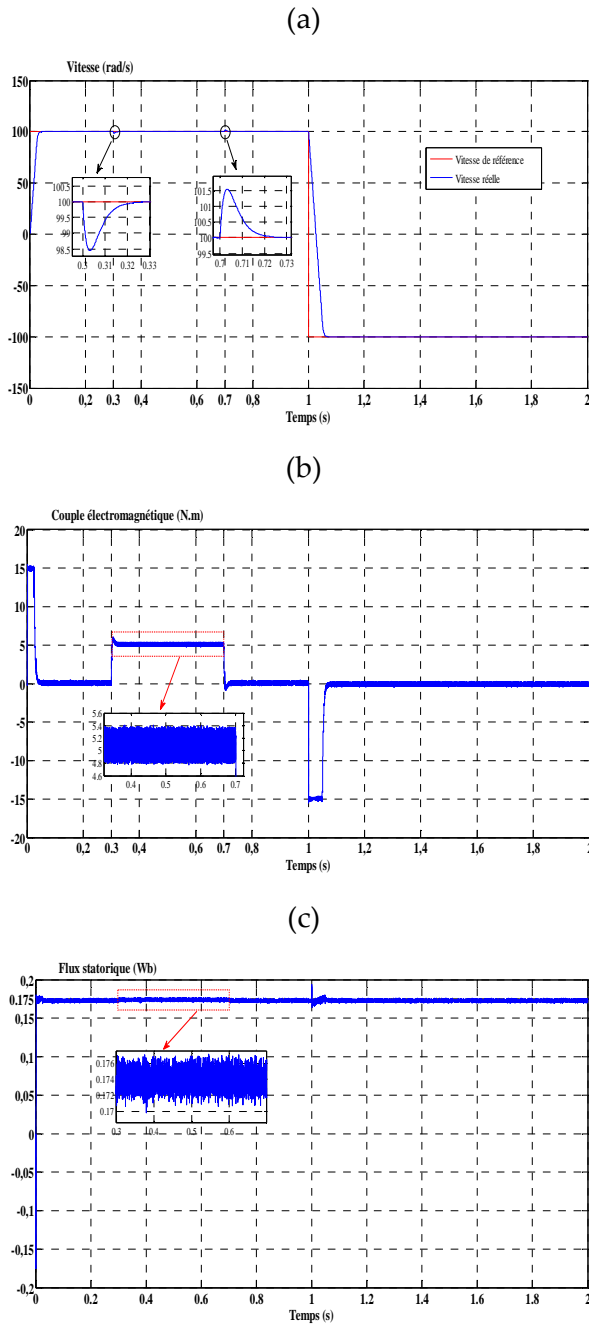
Une amélioration de la qualité du courant, caractérisée par une réduction de son taux de distorsion harmonique (THD), est observée lors de l'implémentation de la commande DTC-SVM-FOSC, comparativement aux commandes DTC-SVM-BC, DTC-SVM-SM et DTC-SVM-SC, comme l'illustrent les figures (III.5-d-e), (III.6-d-e), (III.7-d-e) et (III.8-d-e).

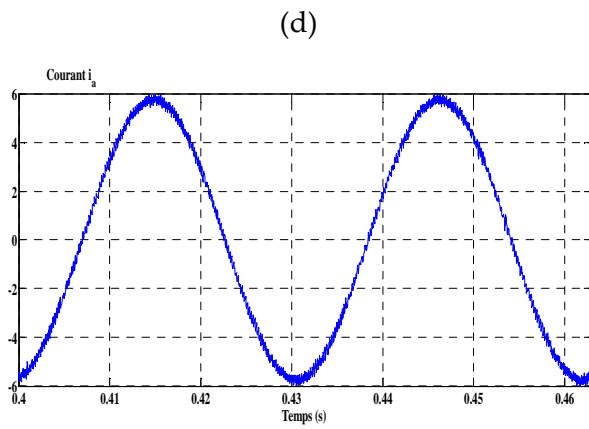
- Situation 2 : Une variation soudaine du couple de charge, prenant en compte l'impact des variations de la résistance du stator.

L'application de la vitesse de référence et du couple de charge est adoptée, comme spécifié dans la situation 1. Une perturbation est introduite à $t = 0,5 \text{ s}$ par un doublement de la résistance statorique.

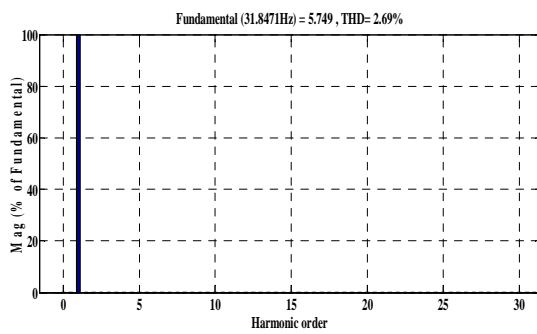
Afin de comparer les performances des différentes stratégies de commande face aux variations de la résistance statorique, les figures de (III.9) à (III.12) présentent respectivement les réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée pour les stratégies DTC-SVM-BC, DTC-SVM-SMC, DTC-SVM-SC et DTC-SVM-FOSC.

La comparaison des figures de (III.9) à (III.12), qui représentent la réponse dynamique de la vitesse et du couple en présence d'une perturbation causée par une variation de +100% de la résistance statorique, démontre la robustesse des systèmes de commande DTC-SVM basés sur les approches de commande par backstepping, mode glissant, synergétique et synergétique d'ordre fractionnaire.



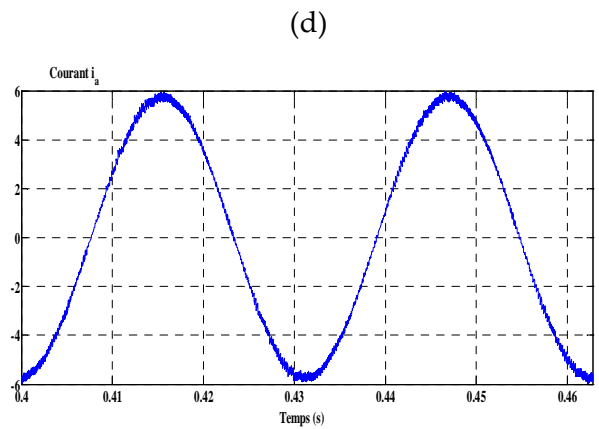


(d)

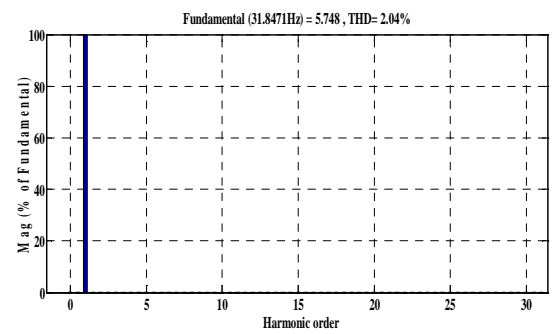


(e)

Figures (III.5): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-BC : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de la première phase, (e) Spectre harmonique du courant de la première phase

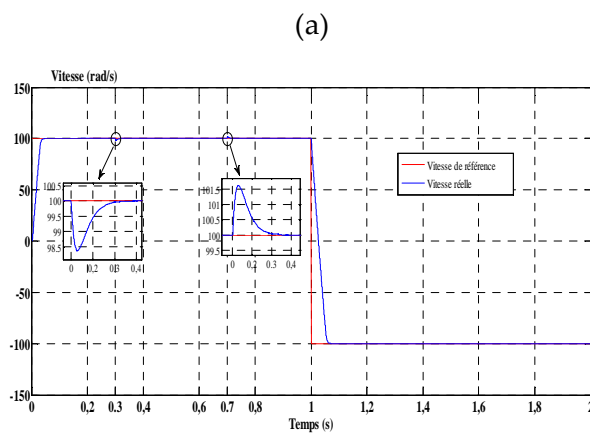


(d)



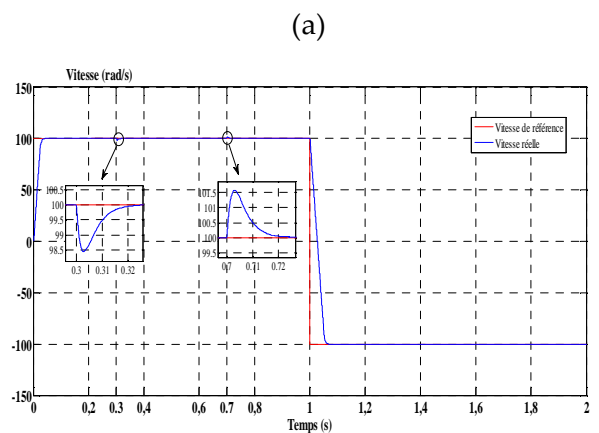
(e)

Figures (III.6): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SMC : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de la première phase, (e) Spectre harmonique du courant de la première phase



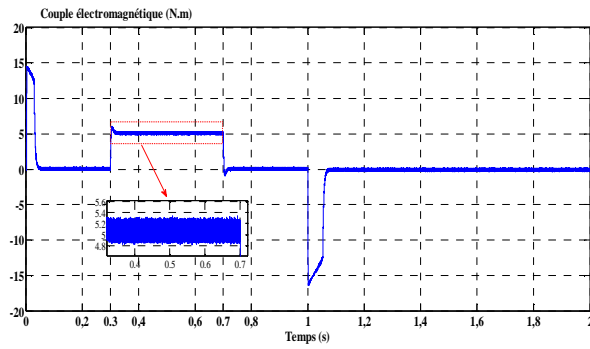
(a)

(b)

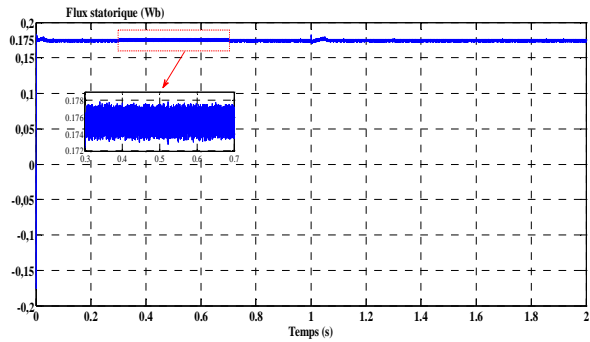


(a)

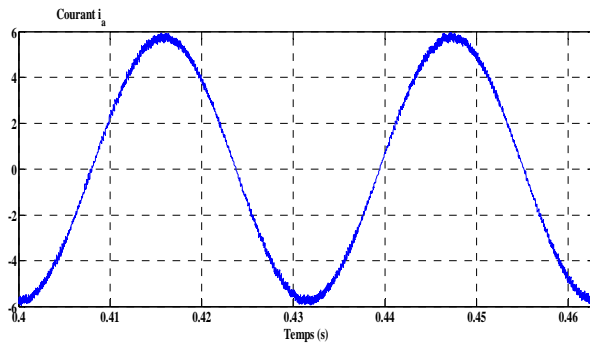
(b)



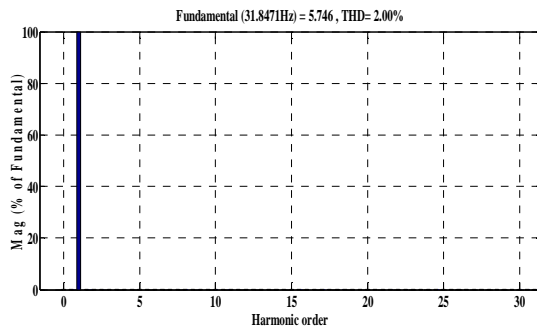
(c)



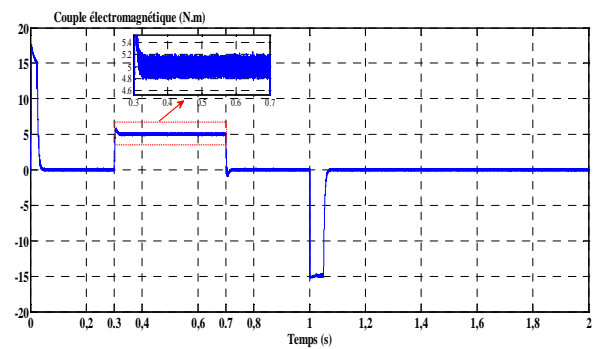
(d)



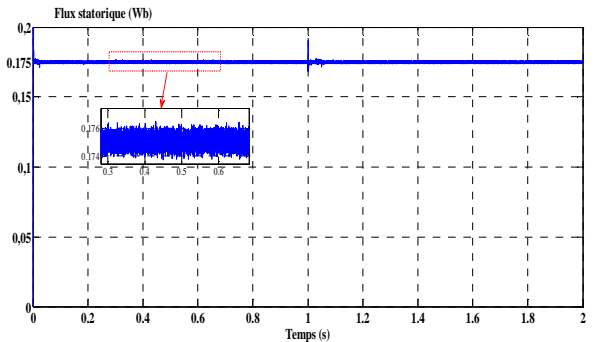
(e)



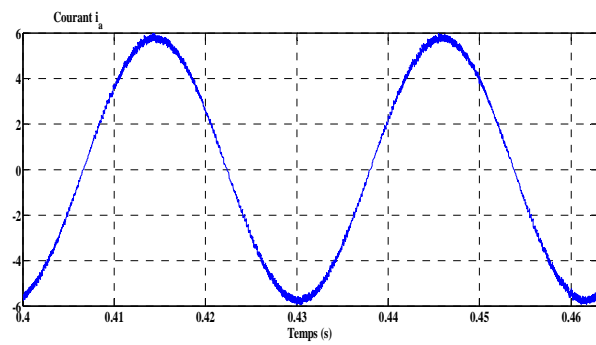
Figures (III.7): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SC : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de la première phase, (e) Spectre harmonique du courant de la première phase



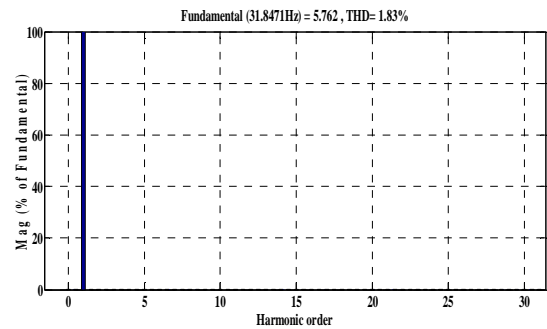
(c)



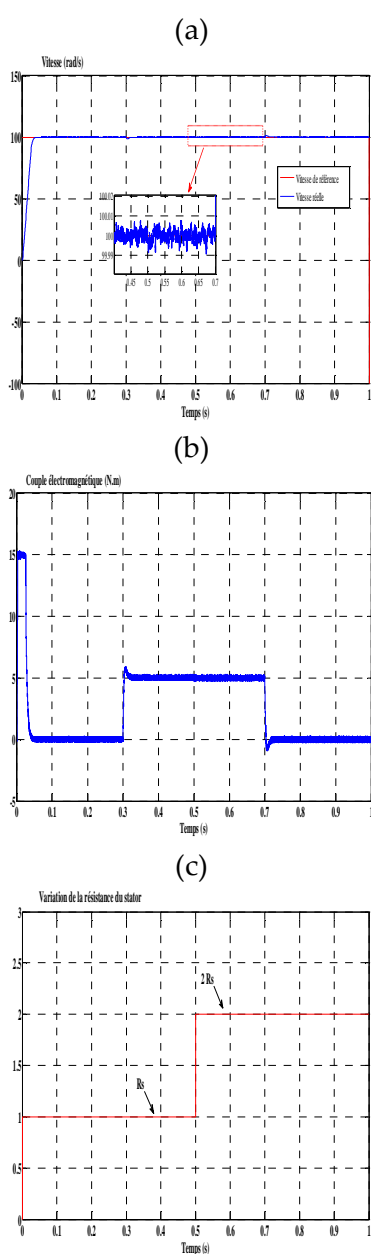
(d)



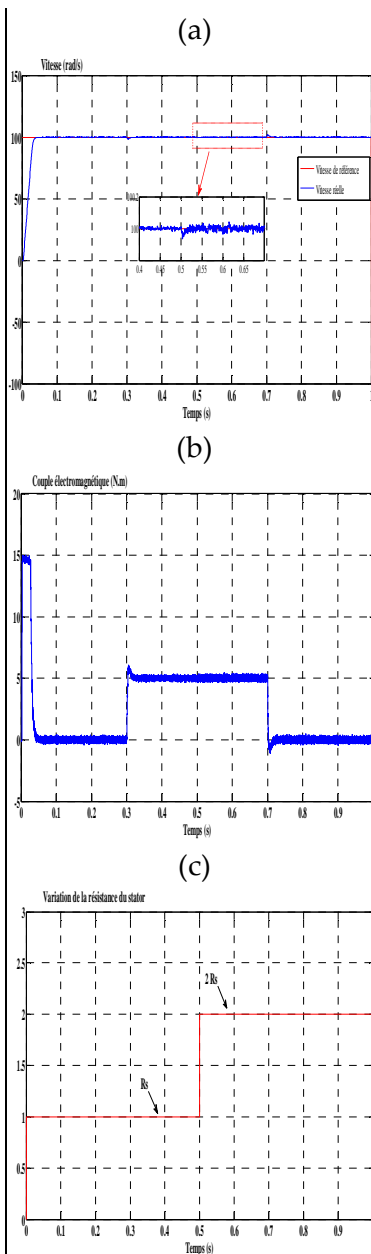
(e)



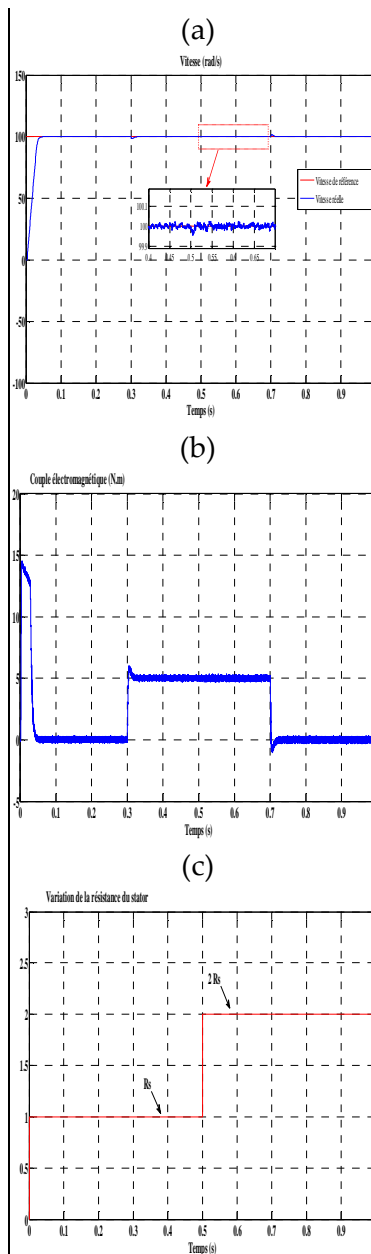
Figures (III.8): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-FOSC : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de la première phase, (e) Spectre harmonique du courant de la première phase



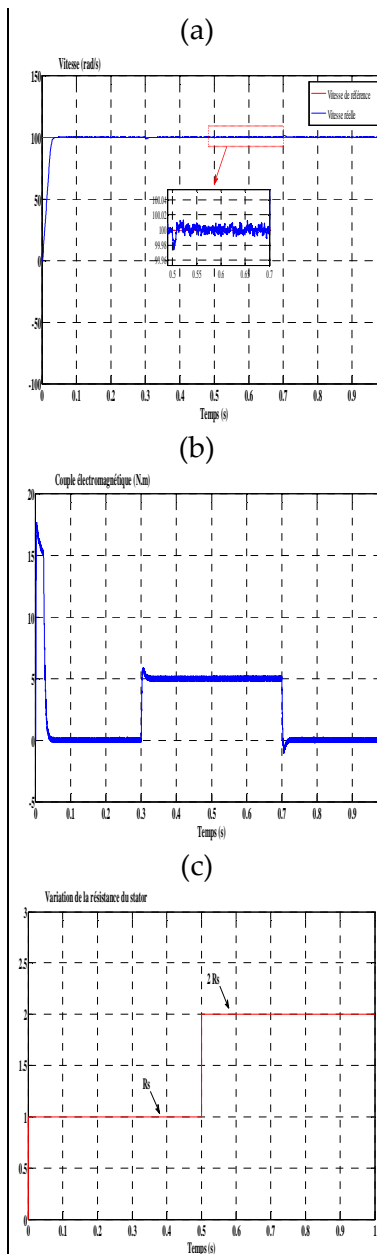
Figures (III.9): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-BC sous l'effet de la variation de la résistance statorique : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique.



Figures (III.10): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SMC sous l'effet de la variation de la résistance statorique : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique.



Figures (III.11): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SC sous l'effet de la variation de la résistance statorique : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique.



Figures (III.12): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-FOSC sous l'effet de la variation de la résistance statorique : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique.

Le tableau (III.1) fournit une synthèse des performances des stratégies DTC-SVM-BC, DTC-SVM-SMC, DTC-SVM-SC et DTC-SVM-FOSC, en vue d'illustrer les différences fondamentales et les caractéristiques distinctives associées à chaque méthode.

Tableau (III.1) : Comparaison des performances des commandes DTC-SVM-BC, DTC-SVM-SMC, DTC-SVM-SC et DTC-SVM-FOSC.

| | Critère de comparaison | DTC-SVM-BC | DTC-SVM-SMC | DTC-SVM-SC | DTC-SVM-FOSC |
|---------------|--|------------|-------------|------------|--------------|
| Vitesse | Temps de réponse (s) | 0.05 | 0.05 | 0.05 | 0.048 |
| | Dépassement (rad/s) | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | Chute de vitesse (%) | 1.56 | 1.64 | 1.6 | 1.5 |
| | Temps de récupération (en cas de charge brusque) (s) | 0.027 | 0.027 | 0.026 | 0.026 |
| | Dépassement en mode d'inversion (rad/s) | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | Temps de réponse en mode d'inversion (s) | 0.077 | 0.077 | 0.077 | 0.073 |
| Couple | Temps de réponse (s) | 0.02 | 0.02 | 0.02 | 0.02 |
| | Dépassement (N.m) | 1 | 1 | 1 | 0.83 |
| | Ondulation $\left(\frac{\Delta C_{em}}{C_{em}}\right)$ (%) | 11.6 | 12 | 8 | 7 |
| Flux | Temps de réponse (s) | 0.00369 | 0.00352 | 0.00352 | 0.0035 |
| | Dépassement (Wb) | 0.004 | 0.005 | 0.007 | 0.2 |
| | Ondulation $\left(\frac{\Delta \phi_s}{\phi_s}\right)$ (%) | 3.42 | 2.85 | 1.71 | 1.14 |
| Courant i_a | THD (%) | 2.69 | 2.04 | 2 | 1.83 |

Comme le montre le tableau (III.1), la technique DTC-SVM-FOSC offre des performances améliorées par rapport aux commandes DTC-SVM-BC, DTC-SVM-SMC et DTC-SVM-SC, notamment en ce qui concerne la rapidité de réponse, la réduction des ondulations du flux et du couple électromagnétique, ainsi que la diminution du taux de distorsion harmonique du courant statorique.

III.5.2. Résultats de simulation sans capteur de vitesse

Dans le but d'évaluer les performances statiques et dynamiques de la commande sans capteur de vitesse, le système a été soumis à divers essais sous différentes conditions de fonctionnement, incluent des variations brusques du couple de charge ainsi que des changements par échelons de la vitesse de référence, à hautes et basses vitesses. Deux situations distinctes ont été analysées :

Situation 1 : Changements brutaux du couple de charge et de la vitesse de référence à haute vitesse:

La MSAP pentaphasée est d'abord accéléré de l'arrêt jusqu'à 100 rad/s. Un couple de charge de 5 N.m est ensuite appliqué entre $t = 0,3$ s et $t = 0,7$ s. Enfin, à $t = 1$ s, la consigne de vitesse est brusquement inversée de 100 rad/s à -100 rad/s.

Afin d'évaluer l'influence des observateurs sur les performances des différentes stratégies de commande, les figures de (III.13) à (III.16) illustrent les réponses dynamiques de la MSAP sans capteur, en termes de vitesse rotorique, de couple électromagnétique et de flux statorique. Les résultats sont présentés pour les commandes DTC-SVM-BC, DTC-SVM-SMC, DTC-SVM-SC et DTC-SVM-FOSC, en utilisant le filtre de Kalman étendu.

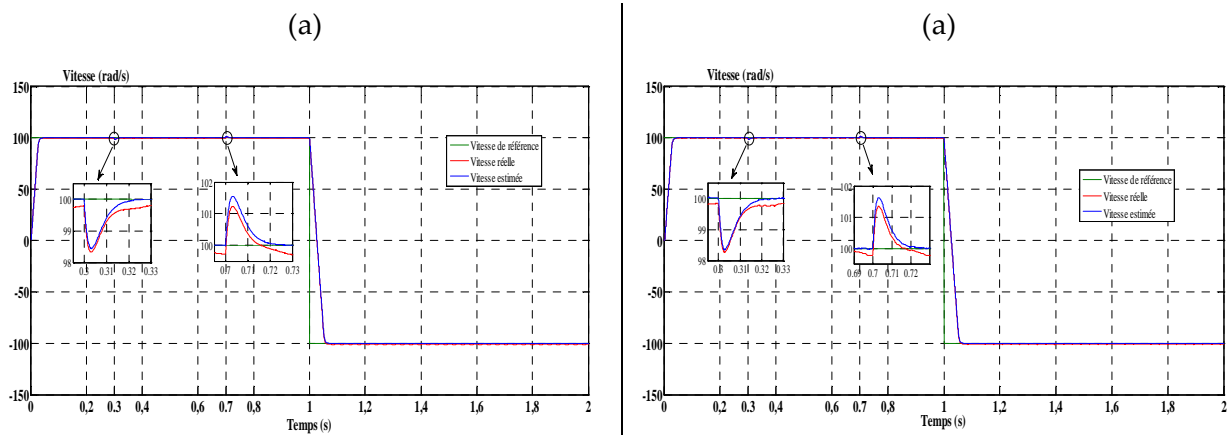
L'examen des courbes révèle qu'en présence d'une variation de charge, la vitesse de rotation subit une légère chute transitoire rapidement compensée, puis se stabilise à sa valeur de référence. Le couple électromagnétique se stabilise à une valeur qui compense le couple résistant appliqué après un régime transitoire. Le flux statorique reste constant et indépendant des variations du couple, ce qui confirme un découplage total entre ces deux grandeurs. De plus, l'estimation de la vitesse est efficace quel que soit le régime de fonctionnement.

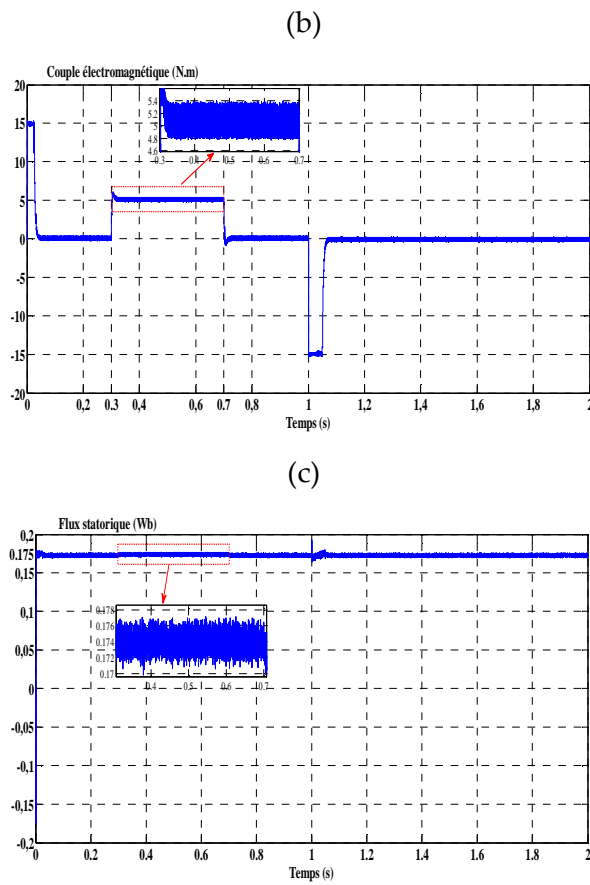
Situation 2 : Changement brutaux du couple de charge et de la vitesse de référence à basses vitesses:

La MSAP pentaphasée subit une accélération, commençant à partir de l'arrêt jusqu'à atteindre la vitesse de référence de 10 rad/s. Un couple de charge de 5 N·m est appliqué entre les instants $t = 0,3$ s et $t = 0,7$ s. À $t = 1$ s, une inversion rapide de la consigne de vitesse est introduite, passant de 10 rad/s à -10 rad/s.

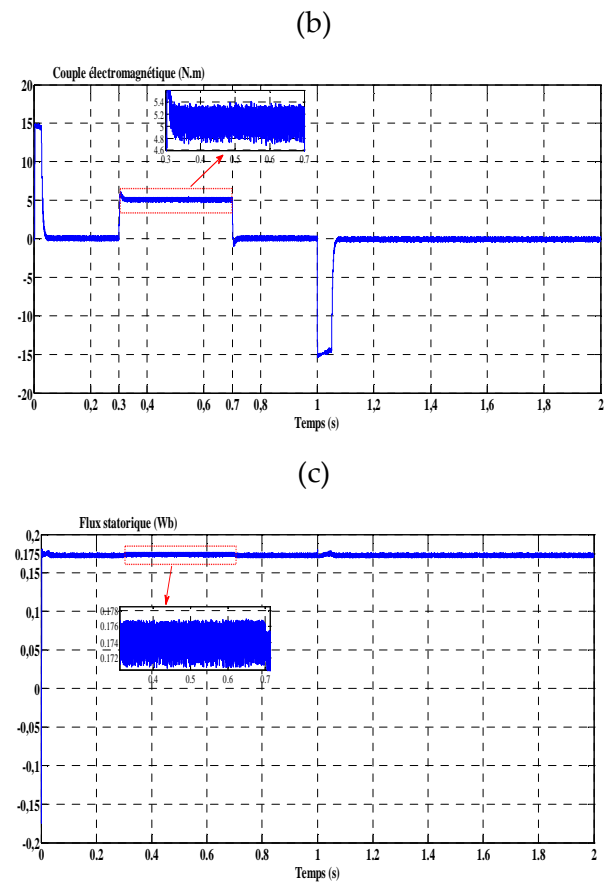
Les performances dynamiques de la MSAP pentaphasée, obtenues avec les stratégies de commande DTC-SVM-BC, DTC-SVM-SMC, DTC-SVM-SC et DTC-SVM-FOSC en configuration sans capteur à basse vitesse, sont présentées dans les figures de (III.17) à (III.20), en utilisant le filtre de kalman étendu.

Les résultats de simulation démontrent l'efficacité de l'estimation de la vitesse assurée par l'observateur lors de la poursuite de la consigne, et ce indépendamment du régime de fonctionnement à basses vitesses.

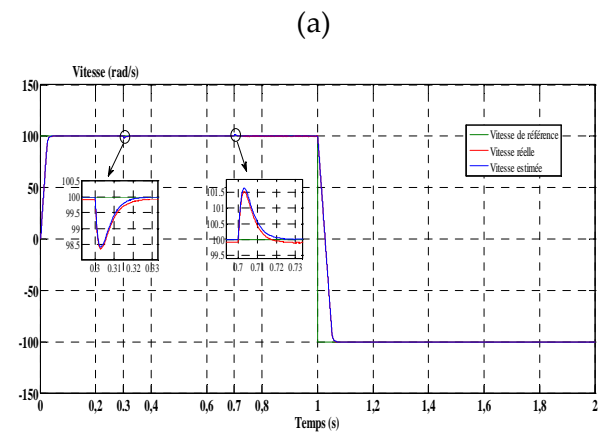
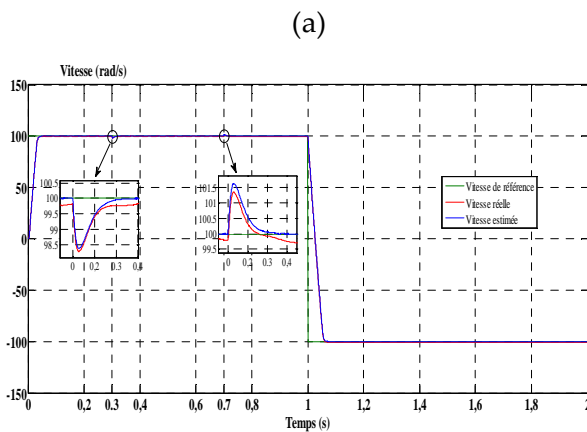


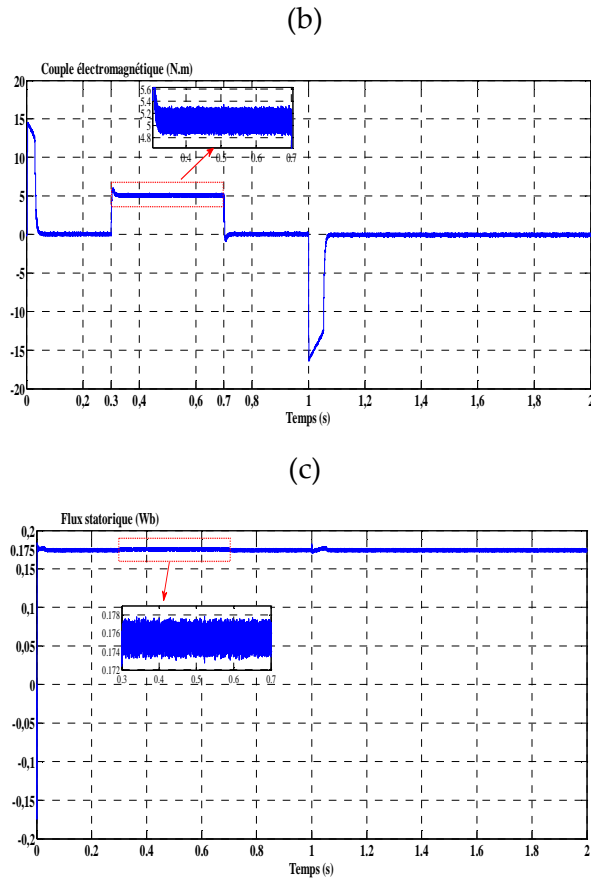


Figures (III.13): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-BC basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique

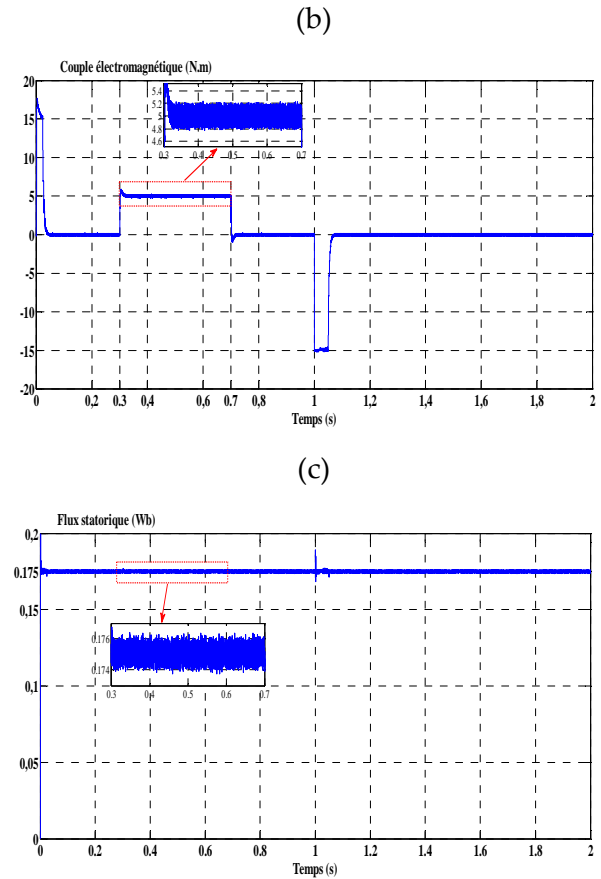


Figures (III.14): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SMC basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

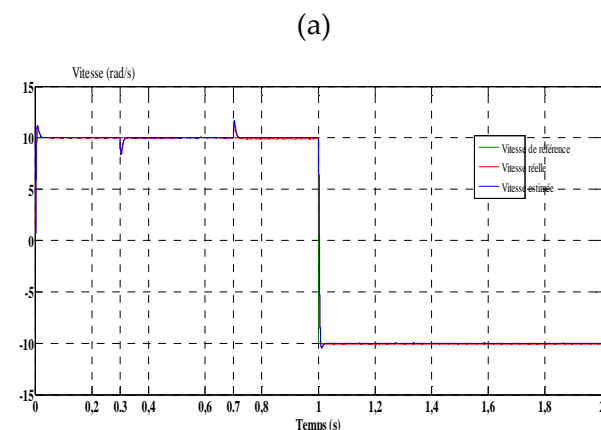
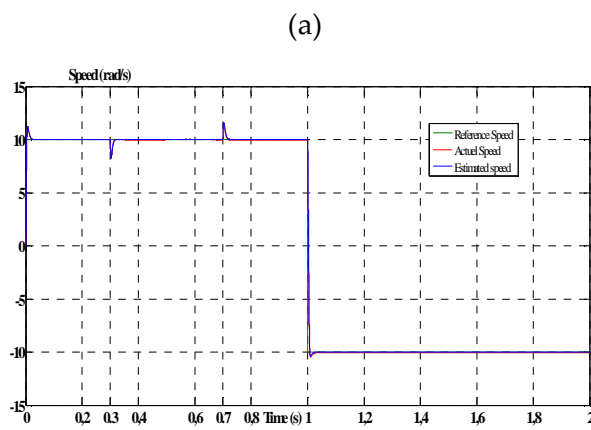


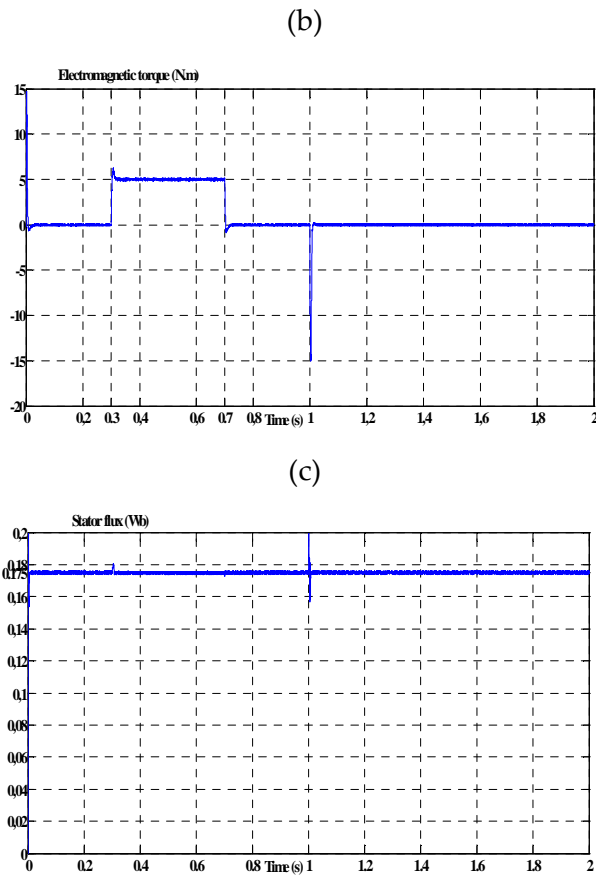


Figures (III.15): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SC basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

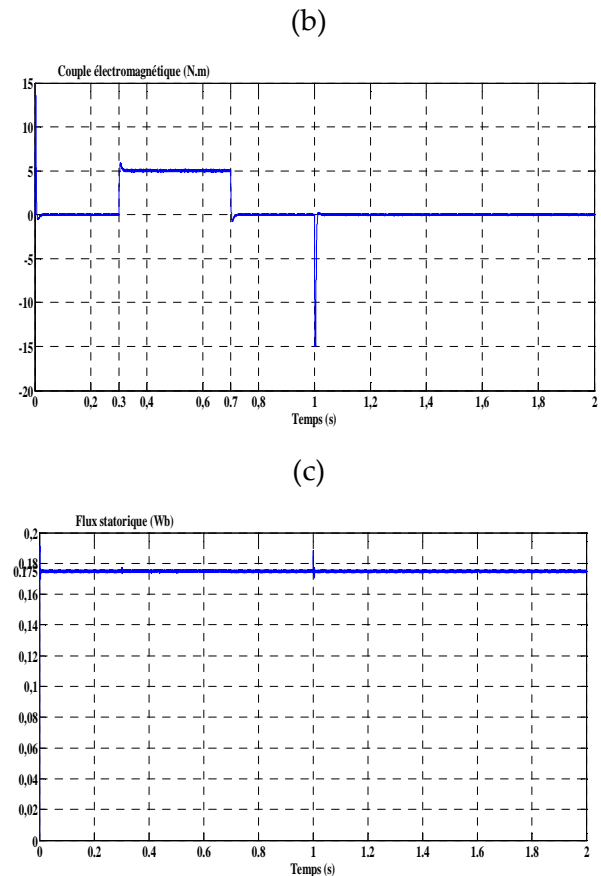


Figures (III.16): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SC basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

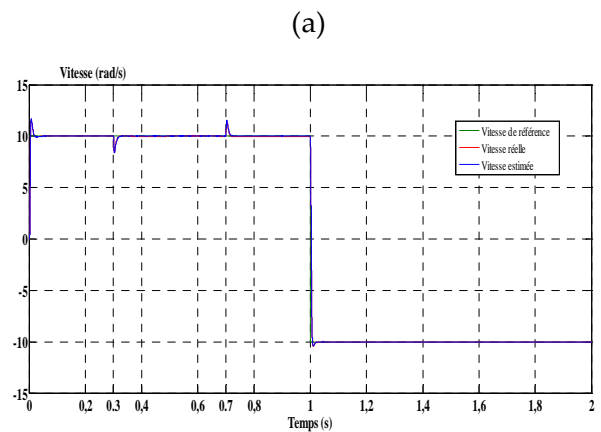
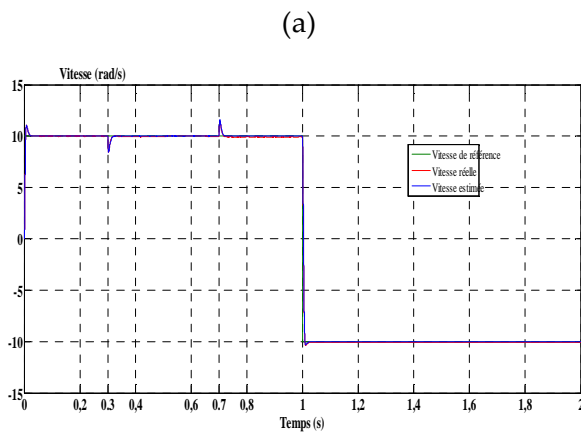


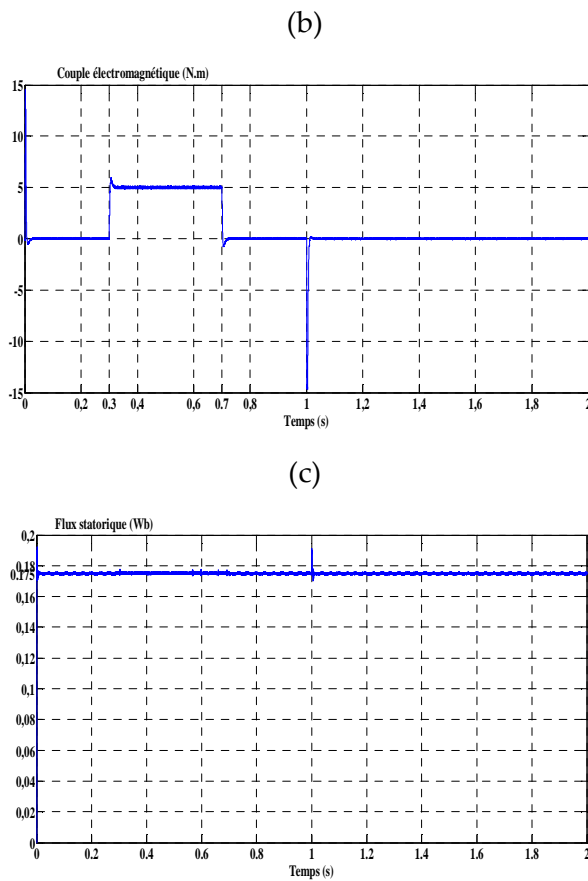


Figures (III.17): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-BC basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basses vitesses : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique

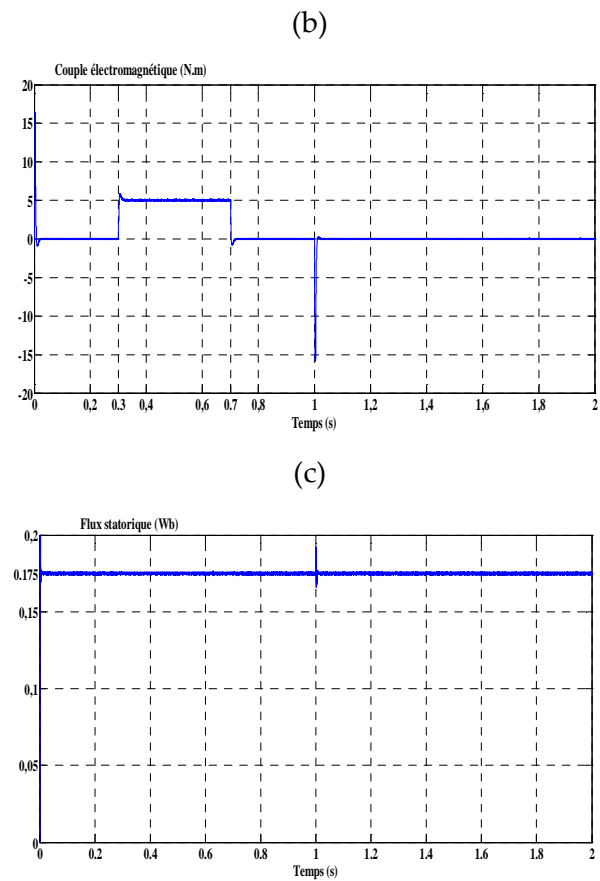


Figures (III.18): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SMC basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basses vitesses : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique





Figures (III.19): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-SC basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basses vitesses : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.



Figures (III.20): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par DTC-SVM-FOSC basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basses vitesses : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

Le tableau (III.2) présente une analyse comparative des performances des techniques de commande non linéaires associées à la DTC-SVM, notamment les approches backstepping, à mode glissant, synergétique et synergétique d'ordre fractionnaire. Cette analyse montre que la technique synergétique d'ordre fractionnaire offre une amélioration notable des performances par rapport aux autres techniques, en particulier en termes de rapidité de réponse et de réduction des ondulations du flux et du couple électromagnétique. D'autre part, afin d'évaluer les performances des observateurs dans le suivi de la vitesse de référence, les critères de l'intégrale de la valeur absolue de l'erreur (ITAE) et de l'intégrale du carré de l'erreur (ITSE) ont été adoptés. Ces deux critères sont considérés comme des indicateurs efficaces pour évaluer la précision du suivi, avec un accent particulier sur la rapidité de stabilisation et la haute précision. Les résultats obtenus montrent une convergence des performances des commandes DTC-SVM associées aux approches synergétique et synergétique d'ordre fractionnaire, en utilisant le filtre de Kalman étendu, par rapport aux autres approches.

Tableau (III.2) : Comparaison des performances des commandes DTC-SVM-BC, DTC-SVM-SMC, DTC-SVM-SC et DTC-SVM-FOSC, en utilisant le filtre de Kalman étendu (EKF).

| | | DTC-SVM-BC | DTC-SVM-SMC | DTC-SVM-SC | DTC-SVM-FOSC |
|------------------------|--|------------|-------------|------------|--------------|
| Critère de comparaison | | EKF | EKF | EKF | EKF |
| Vitesse | Temps de réponse (s) | 0.05 | 0.05 | 0.05 | 0.048 |
| | Dépassement (rad/s) | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | Chute de vitesse (%) | 1.56 | 1.65 | 1.6 | 1.5 |
| | Temps de récupération (en cas de charge brusque) (s) | 0.027 | 0.027 | 0.027 | 0.026 |
| | Dépassement en mode d'inversion (rad/s) | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | Temps de réponse en mode d'inversion (s) | 0.077 | 0.077 | 0.077 | 0.073 |
| | Erreur de vitesse ITAE | 5.63 | 5.67 | 5.63 | 5.65 |
| | Erreur de vitesse ITSE | 744 | 745 | 728 | 730 |
| Couple | Temps de réponse (s) | 0.02 | 0.02 | 0.02 | 0.02 |
| | Dépassement (N.m) | 1 | 1 | 1 | 0.83 |
| | Ondulation $\left(\frac{\Delta C_{em}}{C_{em}}\right)$ (%) | 11.6 | 12 | 8 | 7 |
| Flux | Temps de réponse (s) | 0.00369 | 0.00352 | 0.00352 | 0.0035 |
| | Dépassement (Wb) | 0.004 | 0.005 | 0.008 | 0.2 |
| | Ondulation $\left(\frac{\Delta \phi_s}{\phi_s}\right)$ (%) | 3.42 | 2.85 | 1.71 | 1.14 |

III.6. Conclusion

Ce chapitre vise à étudier l'impact de l'intégration de techniques de commande non linéaires avec la commande DTC-SVM dans le but d'améliorer les performances de la MSAP pentaphasée, en termes de rapidité des réponses, de précision de suivi et de robustesse face aux perturbations et aux variations des paramètres. Dans ce contexte, quatre commandes ont été proposées, à savoir : la commande backstepping, la commande par mode glissant, la commande par synergétique et la commande par synergétique d'ordre fractionnaire. Une étude comparative a été menée entre elles. Les résultats de simulation ont montré que la DTC-SVM synergétique d'ordre fractionnaire offre les meilleures performances en termes de robustesse et de réduction des ondulations du couple et du flux par rapport aux autres méthodes DTC-SVM.

L'intégration d'un observateur au système de commande permet sans doute d'améliorer la fiabilité du système et réduire le coût lié à l'utilisation des capteurs. Dans ce contexte, le filtre de Kalman étendu est employé pour l'estimation de la vitesse, du flux et du couple. Les résultats

de simulations ont démontré que l'observateur adopté présente une robustesse notable et une bonne capacité de suivi de trajectoire dans des conditions de fonctionnement variables, incluant les variations de vitesse et de charge, même à basses vitesses. Ces caractéristiques confirment son adéquation aux applications nécessitant des performances dynamiques élevées et une stabilité de fonctionnement.

Chapitre IV

Commande directe du couple prédictive de la MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse

IV.1. Introduction

La commande direct du couple (DTC) est une des stratégies de commande les plus distinctives, où le flux du stator de la machine et le couple sont contrôlés directement sans avoir besoin de boucles de régulation de courant internes, ni d'un modulateur, et avec une dépendance réduite aux paramètres. Cette simplicité structurelle confère à cette méthode une réponse dynamique rapide. Cependant, la variation de la fréquence de commutation représente l'un des principaux inconvénients de cette stratégie, entraînant des ondulations indésirables dans le couple et le flux du stator [48].

Pour résoudre ce problème, la modulation vectorielle (SVM) a été combinée avec le DTC, pour donner naissance à la DTC-SVM [44]. Dans cette approche, les contrôleurs à hystérésis et la table de commutation ont été remplacés par deux régulateurs PI et un bloc SVM. Cependant, malgré les avantages obtenus, la qualité de la stratégie de commande DTC-SVM dépend de la nature des régulateurs utilisés. Généralement, cette stratégie repose sur des régulateurs PI classiques, qui offrent de bonnes performances dans des conditions normales. Toutefois, en présence de perturbations externes ou de variations des paramètres, leurs performances peuvent être affectées.

Récemment, une autre structure de la DTC basée sur une approche prédictive, connue sous le nom de la commande prédictive par modèle, a été introduite dans le domaine des entraînements électriques. Cette méthode présente plusieurs avantages, notamment une simplicité conceptuelle, une réponse dynamique rapide et une flexibilité dans le contrôle multivariable [23], [60],

Selon la fréquence de commutation, les stratégies de la DTC prédictives (Prédictive DTC - PDTC) peuvent être classées en deux catégories: les stratégies à fréquence de commutation variable et celles à fréquence de commutation fixe. Dans le premier cas de la PDTC, le vecteur de tension statorique minimisant une fonction de coût prédéfinie est sélectionné et appliqué aux bornes de la machine pendant tout l'intervalle d'échantillonnage. Bien que cette approche permette de réduire les ondulations du couple et du flux statorique, la fréquence de commutation reste variable [61]. Dans la seconde catégorie, plusieurs stratégies de commande sont proposées dans la littérature. Bien qu'elles adoptent des méthodes différentes, elles atteignent le même objectif. Ce travail se limite à l'utilisation de trois approches, ces approches distinctes combinent la commande prédictive avec la technique SVM pour permettre à l'onduleur de fonctionner avec une fréquence de commutation fixe. La première, appelée PDTC-SVM, repose sur le calcul du vecteur de tension moyen à l'aide d'un algorithme de

commande prédictive du couple. Ensuite, le vecteur moyen calculé est utilisé pour générer les états de commutation de l'onduleur via un bloc SVM [30]. La seconde approche proposée est une version optimisée de la commande PDTC [31], fondée sur l'intégration de l'algorithme d'optimisation inspiré du comportement des loups gris (Grey Wolf Optimizer, GWO). L'algorithme GWO est implémenté en temps réel pour déterminer le vecteur de tension optimal qui minimise une fonction de coût bien définie. Ce vecteur est ensuite utilisé pour générer les séquences de commutation appropriées de l'onduleur à cinq bras grâce à un modulateur SVM. Cette intégration peut être une solution efficace pour atténuer le problème des fortes ondulations du couple et du flux statorique, tout en fonctionnant l'onduleur à une fréquence de commutation constante. La troisième approche sélectionne deux vecteurs de tension actifs et un vecteur de tension nul pour calculer les temps d'application optimaux, dans le but de minimiser une fonction de coût prédéfinie [32]. Cette méthode constitue une solution efficace pour réduire les ondulations du couple et du flux statorique tout en assurant un fonctionnement à fréquence de commutation fixe.

Le présent chapitre sera dédié à l'application des stratégies de commande prédictive directe du couple à fréquence de commutation constante à une MSAP pentaphasée alimentée par un onduleur à cinq bras. Le système d'entraînement proposé fonctionne sans capteur de vitesse via l'utilisation du filtre de kalman étendu (EKF). La dernière section de ce chapitre sera réservée à une étude comparative dont l'objectif est d'évaluer les performances et l'efficacité des approches proposées.

IV.2. Commande DTC prédictive

La commande DTC prédictive (PDTC) de la MSAP pentaphasée est une extension de la DTC classique. En effet, un processus d'optimisation en ligne est intégré au lieu d'une table de commutation. Ce processus repose sur l'examen d'une fonction de coût afin d'appliquer le vecteur de tension statorique optimal capable de minimiser les ondulations du couple et du flux statorique [63-65].

Comme le montre clairement la figure (IV.1), la PDTC se compose de trois parties : le bloc du modèle prédictif, le bloc de prédiction du couple et du flux statorique, et le bloc de la minimisation de la fonction de coût.

IV.2.1. Modèle prédictif d'estimation des courants statoriques

La dynamique des courants statoriques, issue du modèle de la MSAP pentaphasée, est exprimée par :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d - \frac{\phi_{PM}}{L_q} p \omega_r + \frac{V_q}{L_q} \end{cases} \quad (IV.1)$$

Afin de prédire les composantes du courant statorique, la discrétisation d'Euler explicite est employée, en adoptant l'approximation suivante :

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x^{k+1} - x^k}{T_e} \quad (IV.2)$$

Avec T_e représente la période d'échantillonnage.

En exploitant les équations (IV.1) et (IV.2), les composantes des courants statoriques dans le repère (dq) peuvent être prédites par :

$$\begin{cases} i_d^{k+1} = i_d^k + \frac{1}{L_d} (-R_s i_d^k + p \omega_r^k L_q i_q^k + V_d^k) T_e \\ i_q^{k+1} = i_q^k + \frac{1}{L_q} (-R_s i_q^k + p \omega_r^k L_d i_d^k - p \omega_r^k \phi_{PM} + V_q^k) T_e \end{cases} \quad (IV.3)$$

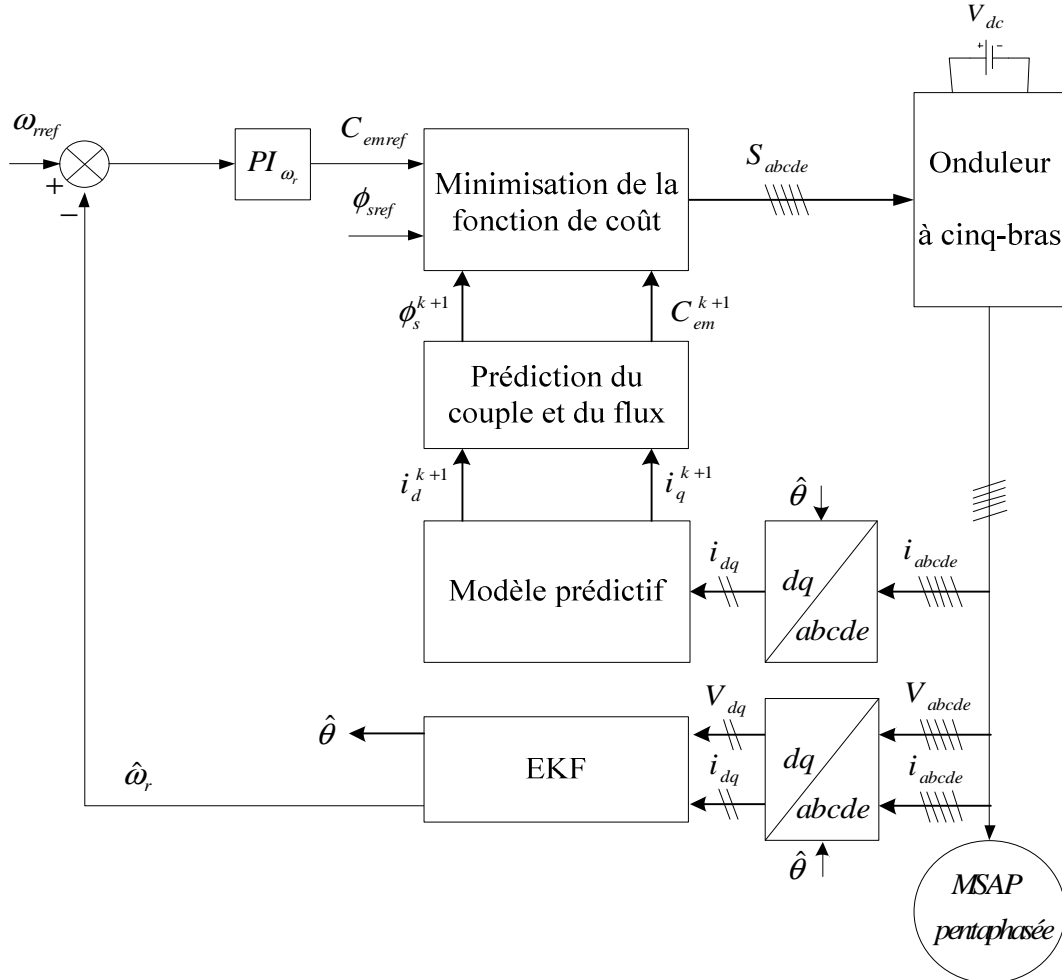


Figure (IV.1) : Commande PDTC d'une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse.

IV.2.2. Prédiction du couple et du flux statorique

En se basant sur les équations (I.7) et (IV.3), la prédiction des composantes du flux statorique au prochain instant d'échantillonnage peut être formulée comme suit :

$$\begin{cases} \phi_d^{k+1} = L_d i_d^{k+1} + \phi_{PM} \\ \phi_q^{k+1} = L_q i_q^{k+1} \end{cases} \quad (IV.4)$$

Par conséquent, l'amplitude du flux statorique est donnée par :

$$\phi_s^{k+1} = \sqrt{(\phi_d^{k+1})^2 + (\phi_q^{k+1})^2} \quad (IV.5)$$

À partir de l'équation (I.8), et en utilisant les prédictions du flux statorique (IV.4) et des courants (IV.3), le couple électromagnétique peut être prédit par :

$$C_{em}^{k+1} = \frac{5}{2} p (\phi_d^{k+1} i_q^{k+1} - \phi_q^{k+1} i_d^{k+1}) \quad (IV.6)$$

IV.2.3. Minimisation de la fonction de coût

La fonction de coût est définie de manière à minimiser l'écart entre les valeurs prédites du couple et du flux et leurs valeurs de référence. Une formulation possible de cette fonction est la suivante :

$$F = |C_{emref} - C_{em}^{k+1}| + k_{\phi} |\phi_{sref} - \phi_s^{k+1}| \quad (IV.7)$$

Avec k_{ϕ} est un coefficient de pondération.

Pour chaque vecteur de commutation candidat $V_s^k \in \{V_{G1}, V_{G2}, \dots, V_{G10}\}$, cette fonction est évaluée, et le vecteur qui minimise l'expression (IV.7) est retenu pour contrôler l'onduleur à cinq bras.

IV.3. Commande DTC prédictive basée sur la modulation vectorielle

Cette stratégie repose sur le calcul, à chaque période de commutation, du vecteur de tension moyen par un algorithme de commande prédictive du couple, afin d'annuler les erreurs de poursuite des références du couple électromagnétique et du flux statorique. Ce vecteur moyen est ensuite utilisé pour générer les états de commutation de l'onduleur via une technique SVM garantissant un fonctionnement à fréquence de commutation constante [60]. Cette approche est illustrée à la figure (IV.2).

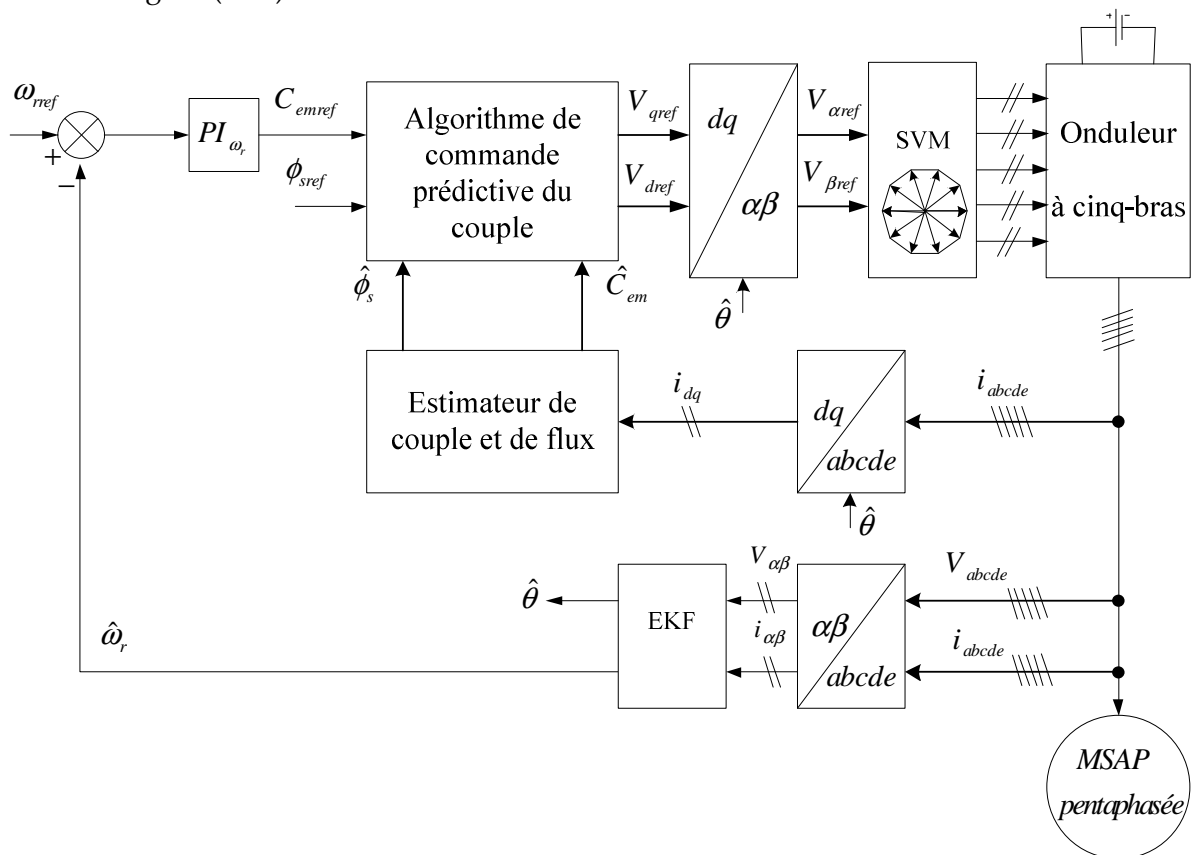


Figure (IV.2) : Commande PDTC-SVM d'une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse.

Sur cette figure, un régulateur PI est employé pour réguler l'écart entre la vitesse et sa référence. La sortie du régulateur de vitesse PI fournit la référence du couple électromagnétique.

La PDTC nécessite un modèle prédictif du comportement du couple et du flux statorique, décrit dans les étapes suivantes :

Les estimations du couple et du flux statorique sont obtenues à partir des équations suivantes:

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{5}{2} p (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \\ \phi_s = \sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2} \end{cases} \quad (IV.8)$$

Par dérivation des équations précédentes, les expressions des dérivées du couple et du flux statorique s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \frac{dC_{em}}{dt} \\ \frac{d\phi_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{5}{2}p\right)(ca + db) \\ \frac{L_d\phi_d a + L_q\phi_q b}{2\sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left(\frac{5}{2}p\right)\left(\frac{c}{L_d}\right) & \left(\frac{5}{2}p\right)\left(\frac{d}{L_q}\right) \\ \frac{\phi_d}{2\sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2}} & \frac{\phi_q}{2\sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dref} \\ V_{qref} \end{bmatrix} \quad (IV.9)$$

Où:

$$\begin{cases} a = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q \\ b = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d - \frac{\phi_{PM}}{L_q} p \omega_r \\ c = L_d i_q - \phi_q \\ d = \phi_d - L_q i_d \end{cases}$$

Lorsque la période d'échantillonnage T_e est assez inférieure à la période fondamentale, la discrétisation de l'équation (IV.9) aboutit à l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{C_{em}(k+1) - C_{em}(k)}{T_e} \\ \frac{\phi_s(k+1) - \phi_s(k)}{T_e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{5}{2}p\right)(c_k a_k + d_k b_k) \\ \frac{L_d\phi_d(k)a_k + L_q\phi_q(k)b_k}{2\sqrt{\phi_d^2(k) + \phi_q^2(k)}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left(\frac{5}{2}p\right)\left(\frac{c_k}{L_d}\right) & \left(\frac{5}{2}p\right)\left(\frac{d_k}{L_q}\right) \\ \frac{\phi_d(k)}{2\sqrt{\phi_d^2(k) + \phi_q^2(k)}} & \frac{\phi_q(k)}{2\sqrt{\phi_d^2(k) + \phi_q^2(k)}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dref}(k) \\ V_{qref}(k) \end{bmatrix} \quad (IV.10)$$

Où:

$$\begin{cases} a_k = -\frac{R_s}{L_d} i_d(k) + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r(k) i_q(k) \\ b_k = -\frac{R_s}{L_q} i_q(k) - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r(k) i_d(k) - \frac{\phi_{PM}}{L_q} p \omega_r(k) \\ c_k = L_d i_q(k) - \phi_q(k) \\ d_k = \phi_d(k) - L_q i_d(k) \end{cases}$$

L'objectif de la stratégie de commande est d'assurer la poursuite des références du couple et du flux statorique à l'instant d'échantillonnage suivant ; en conséquence, l'équation (IV.10) peut être reformulée en utilisant ces références de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{C_{emref}(k+1) - C_{em}(k)}{T_e} \\ \frac{\phi_{sref}(k+1) - \phi_s(k)}{T_e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{5}{2}p\right)(c_k a_k + d_k b_k) \\ \frac{L_d\phi_d(k)a_k + L_q\phi_q(k)b_k}{2\sqrt{\phi_d^2(k) + \phi_q^2(k)}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left(\frac{5}{2}p\right)\left(\frac{c_k}{L_d}\right) & \left(\frac{5}{2}p\right)\left(\frac{d_k}{L_q}\right) \\ \frac{\phi_d(k)}{2\sqrt{\phi_d^2(k) + \phi_q^2(k)}} & \frac{\phi_q(k)}{2\sqrt{\phi_d^2(k) + \phi_q^2(k)}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dref}(k) \\ V_{qref}(k) \end{bmatrix} \quad (IV.11)$$

Le vecteur de tension moyen requis, déduit de l'équation (IV.11), est donné par l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{qref}(k) \\ V_{dref}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{5}{2}P\right)\left(\frac{c_k}{L_d}\right) & \left(\frac{5}{2}P\right)\left(\frac{d_k}{L_q}\right) \\ \frac{\phi_d(k)}{2\sqrt{\phi_d^2(k)+\phi_q^2(k)}} & \frac{\phi_q(k)}{2\sqrt{\phi_d^2(k)+\phi_q^2(k)}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{C_{emref}(k+1)-C_{em}(k)}{T_e} \\ \frac{\phi_{sref}(k+1)-\phi_s(k)}{T_e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left(\frac{5}{2}P\right)(c_k a_k + d_k b_k) \\ \frac{L_d \phi_d(k) a_k + L_q \phi_q(k) b_k}{2\sqrt{\phi_d^2(k)+\phi_q^2(k)}} \end{bmatrix} \quad (IV.12)$$

L'estimation des références du couple et du flux statorique à la période d'échantillonnage suivante (k+1) est réalisée par une extrapolation linéaire conformément à la figure (IV.3).

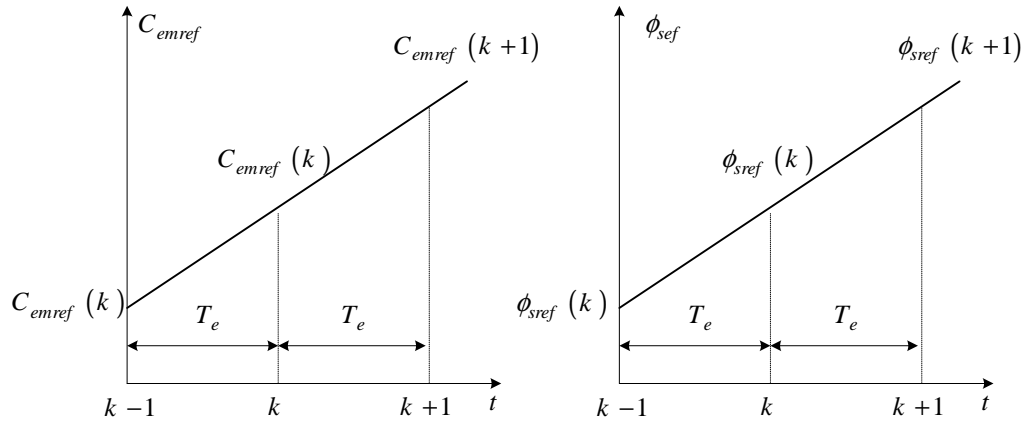


Figure (IV.3) : Représentation de l'estimation prédictive des références du couple et du flux statorique.

Les expressions des références estimées du couple et du flux statorique sont les suivantes :

$$\begin{cases} C_{emref}(k+1) = 2C_{emref}(k) - C_{emref}(k-1) \\ \phi_{sref}(k+1) = 2\phi_{sref}(k) - \phi_{sref}(k-1) \end{cases} \quad (IV.13)$$

Par conséquent, l'équation ci-dessous définit la loi de commande PDTC-SVM finale, laquelle permet de déterminer le vecteur de tension moyen à appliquer durant chaque période d'échantillonnage.

$$\begin{bmatrix} V_{qref}(k) \\ V_{dref}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{5}{2}P\right)\left(\frac{c_k}{L_d}\right) & \left(\frac{5}{2}P\right)\left(\frac{d_k}{L_q}\right) \\ \frac{\phi_d(k)}{2\sqrt{\phi_d^2(k)+\phi_q^2(k)}} & \frac{\phi_q(k)}{2\sqrt{\phi_d^2(k)+\phi_q^2(k)}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{\Delta C_{emref}(k) - e_{C_{em}}(k)}{T_e} \\ \frac{\Delta \phi_{sref}(k) - e_{\phi_s}(k)}{T_e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left(\frac{5}{2}P\right)(c_k a_k + d_k b_k) \\ \frac{L_d \phi_d(k) a_k + L_q \phi_q(k) b_k}{2\sqrt{\phi_d^2(k)+\phi_q^2(k)}} \end{bmatrix} \quad (IV.14)$$

Où les erreurs de suivi du couple et du flux statorique, notées respectivement $e_{C_{em}}(k)$ et $e_{\phi_s}(k)$, sont définies par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} e_{C_{em}}(k) = C_{emref}(k) - C_{em}(k) \\ e_{\phi_s}(k) = \phi_{sref}(k) - \phi_s(k) \end{cases} \quad (IV.15)$$

Où $\Delta C_{emref}(k)$ et $\Delta \phi_{sref}(k)$ représentent respectivement les variations des références du couple et du flux statorique, et sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \Delta C_{emref}(k) = C_{emref}(k) - C_{emref}(k-1) \\ \Delta \phi_{sref}(k) = \phi_{sref}(k) - \phi_{sref}(k-1) \end{cases} \quad (IV.16)$$

La transformation suivante permet d'exprimer le vecteur de tension de référence dans le repère stationnaire :

$$\begin{pmatrix} V_{\alpha ref} \\ V_{\beta ref} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\hat{\theta}) & -\sin(\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dref} \\ V_{qref} \end{pmatrix} \quad (IV.17)$$

Dans cette phase, un modulateur SVM est utilisé pour la génération des signaux de commande de l'onduleur à cinq bras.

IV.4. Commande PDTC optimisée

La stratégie de commande proposée, illustrée à la figure (IV.3), combine la commande prédictive du couple avec l'algorithme d'optimisation GWO (PDTC-SVM-GWO) afin de déterminer le vecteur de tension optimal qui minimise la fonction de coût adoptée [31]. Ce vecteur est ensuite exploité pour générer les états de commutation appropriés de l'onduleur à cinq bras au moyen d'un modulateur SVM. Cette configuration offre une solution performante pour limiter les ondulations du couple et du flux statorique, et faire fonctionner l'onduleur à fréquence de commutation fixe en même temps.

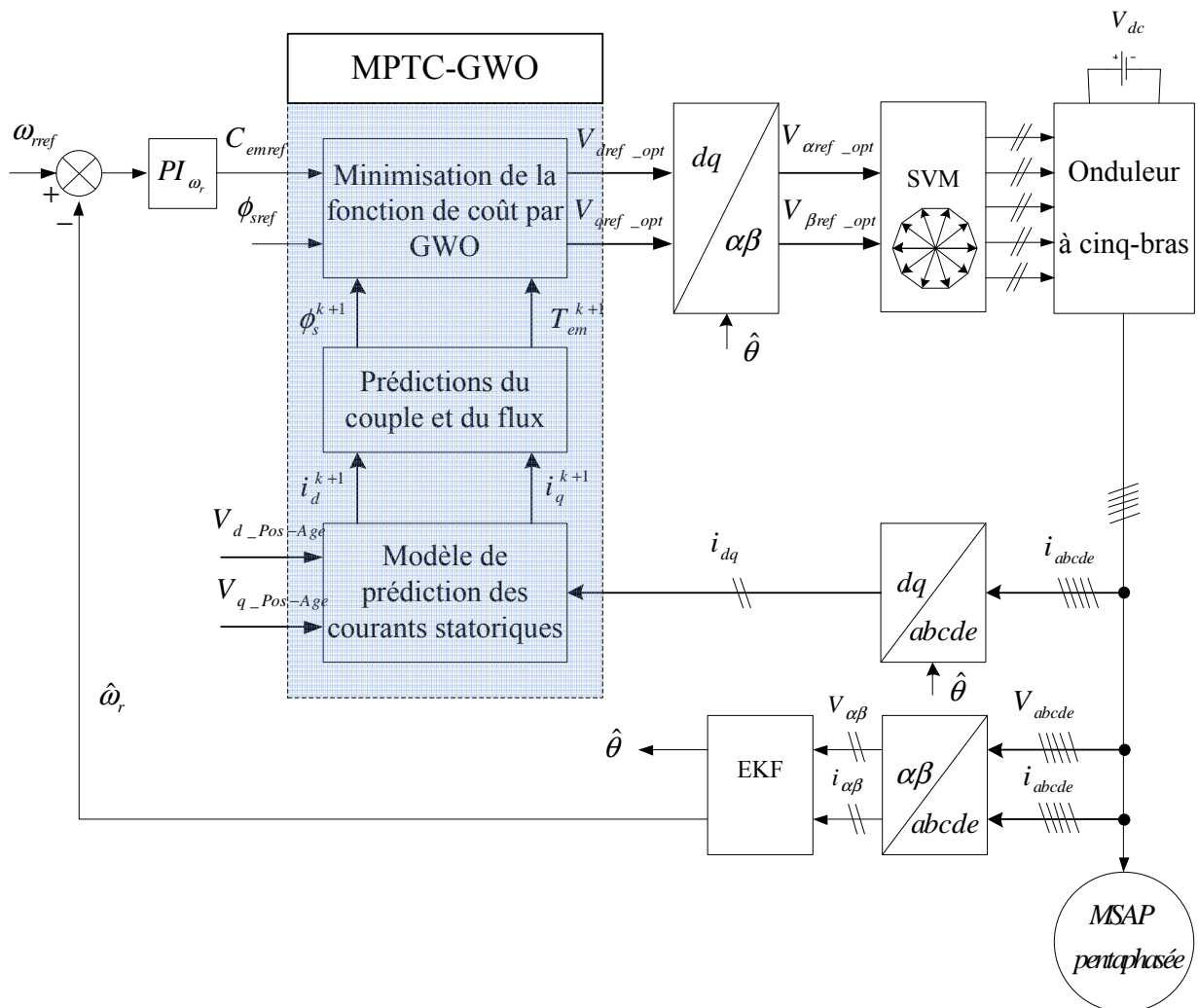


Figure (IV.3) : Commande PDTC-SVM-GWO d'une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse.

L'approche PDTC basée sur l'algorithme d'optimisation GWO utilise le même régulateur PI de vitesse que celui utilisé dans la stratégie de commande précédente pour générer la référence du couple électromagnétique.

Comme le montre la figure (IV.3), la MPTC-GWO comprend trois parties : un modèle de prédiction des courants statoriques, une prédiction du couple et du flux statorique, et la minimisation d'une fonction de coût par GWO.

IV.4.1. Modèle de prédiction des courants statoriques

La prédiction des composantes des courants statoriques dans l'axe (d-q) sont déterminées l'aide de l'équation (IV.3).

IV.4.2. Prédiction du couple et du flux statorique

Les expressions des composantes du flux statorique prédit, de l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique prédit sont respectivement données par les équations (IV.4), (IV.5) et (IV.6)

IV.4.3. Minimisation de la fonction de coût par GWO

La détermination du vecteur de tension optimal, minimisant la fonction de coût adoptée, peut être réalisée par la résolution d'un problème d'optimisation. Dans ce cas, l'optimisation par GWO en ligne est utilisée pour trouver le vecteur de tension optimal minimisant l'équation (IV.7). Ensuite, ce vecteur est exploité pour produire les états de commutation de l'onduleur à cinq bras au moyen d'une technique SVM.

L'algorithme GWO est une méthode d'optimisation métaheuristique récente, proposée par Mirjalili et al. [66]. Cet algorithme simule la structure hiérarchique et les stratégies de chasse des loups gris observés dans leur environnement naturel.

IV.5. Commande PDTC à fréquence de commutation constante

La figure (IV.4) présente le schéma d'une commande DTC prédictive à fréquence de commutation constante (CSF-PDTC) appliquée à une MSAP pentaphasée. La stratégie de commande proposée est basée sur la détermination des durées d'application optimales de trois vecteurs de tension, incluant un vecteur nul, afin de générer les signaux de commande de l'onduleur à cinq bras. Cette méthode contribue à l'amélioration des performances et de l'efficacité de la commande prédictive du couple en réduisant les ondulations du couple et du flux statorique et en garantissant une fréquence de commutation constante de l'onduleur à cinq bras [62].

La génération de la référence du couple électromagnétique dans l'approche CSF-PDTC est assurée par l'utilisation du même régulateur PI de vitesse que celui employé dans la stratégie de commande précédente.

Cette stratégie repose sur l'équation (IV.9), qui décrit les variations temporelles du couple et du flux statorique. L'application d'un vecteur de tension entraîne une variation du couple et du flux statorique, ce dernier pouvant être défini comme suit:

$$\begin{cases} f_{C_{emi}} = \frac{dC_{em}}{dt} \Big|_{V_c=V_{Gi}} \\ f_{\phi_{si}} = \frac{d\phi_s}{dt} \Big|_{V_c=V_{Gi}} \end{cases} \quad (IV.18)$$

Où i correspond au nombre de vecteurs de tension appliqués $V_{Gi} / i = 1, \dots, 10$.

L'équation (IV.18) permet d'exprimer la relation entre le couple, le flux statorique et les temps d'application comme suit :

$$\begin{cases} C_{emi} = C_{em} + f_{C_{emi}} t_i \\ \phi_{si} = \phi_s + f_{\phi_{si}} t_i \end{cases} \quad (4.19)$$

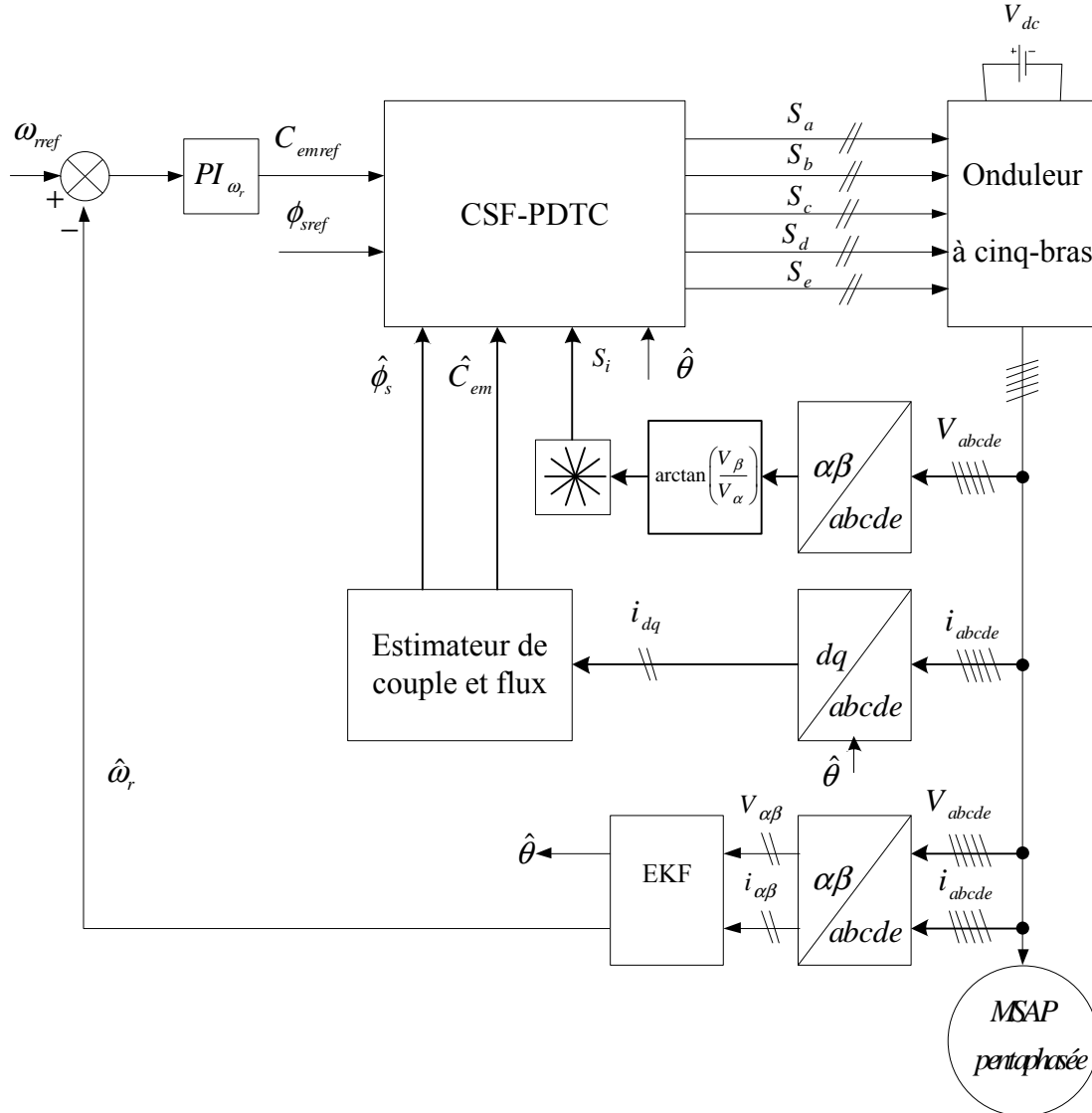


Figure (IV.4) : Commande CSF-PDTC d'une MSAP pentaphasée sans capteur de vitesse.

Lorsque trois vecteurs de tension sont sélectionnés au cours d'une période de commutation, l'équation (IV.19) peut alors être réécrite comme suit :

$$\begin{cases} C_{em1} = C_{em} + f_{C_{em1}} t_1 \\ C_{em2} = C_{em1} + f_{C_{em2}} t_2 \\ C_{em3} = C_{em2} + f_{C_{em3}} t_3 \end{cases} \quad (IV.20)$$

$$\begin{cases} \phi_{s1} = \phi_s + f_{\phi_{s1}} t_1 \\ \phi_{s2} = \phi_{s1} + f_{\phi_{s2}} t_2 \\ \phi_{s3} = \phi_{s2} + f_{\phi_{s3}} t_3 \end{cases} \quad (IV.21)$$

Où t_1, t_2, t_3 représentent les temps d'application.

La Figure (IV.5) illustre de manière graphique les relations exprimées par les équations (IV.20) et (IV.21).

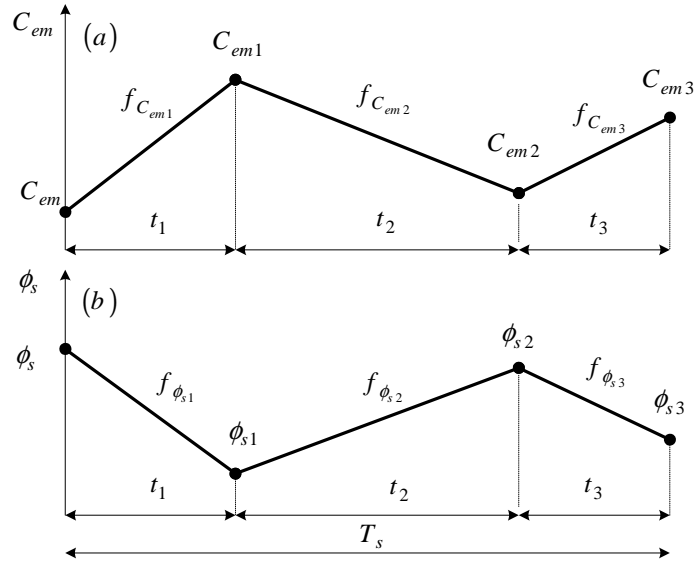


Figure (IV.5): Evolution du couple électromagnétique (a), et du flux statorique (b), sous l'application de trois vecteurs de tension V_i pendant une période de commutation T_s .

Les équations (IV.20) et (IV.21) peuvent être simplifiées de la manière suivante :

$$\begin{cases} C_{em3} = C_{em} + f_{C_{em1}} t_1 + f_{C_{em2}} t_2 + f_{C_{em3}} t_3 \\ \phi_{s3} = \phi_s + \phi_{s1} t_1 + \phi_{s2} t_2 + \phi_{s3} t_3 \end{cases} \quad (IV.22)$$

Les temps d'application sont soumis à la contrainte suivante :

$$T_s = t_1 + t_2 + t_3 \quad (IV.23)$$

Afin de garantir une application symétrique des vecteurs au cours d'une période de commutation, les équations (IV.20) et (IV.21) peuvent être étendues comme suit :

$$\begin{cases} C_{em1} = C_{em} + f_{C_{em1}} t_1 & C_{em4} = C_{em3} + f_{C_{em3}} t_3 \\ C_{em2} = C_{em1} + f_{C_{em2}} t_2 & C_{em5} = C_{em4} + f_{C_{em2}} t_2 \\ C_{em3} = C_{em2} + f_{C_{em3}} t_3 & C_{em6} = C_{em5} + f_{C_{em1}} t_1 \end{cases} \quad (IV.24)$$

$$\begin{cases} \phi_{s1} = \phi_s + f_{\phi_{s1}} t_1 & \phi_{s4} = \phi_{s3} + f_{\phi_{s3}} t_3 \\ \phi_{s2} = \phi_{s1} + f_{\phi_{s2}} t_2 & \phi_{s5} = \phi_{s4} + f_{\phi_{s2}} t_2 \\ \phi_{s3} = \phi_{s2} + f_{\phi_{s3}} t_3 & \phi_{s6} = \phi_{s5} + f_{\phi_{s1}} t_1 \end{cases} \quad (IV.25)$$

Les équations (IV.24) et (IV.25) sont représentées graphiquement à la figure (IV.6).

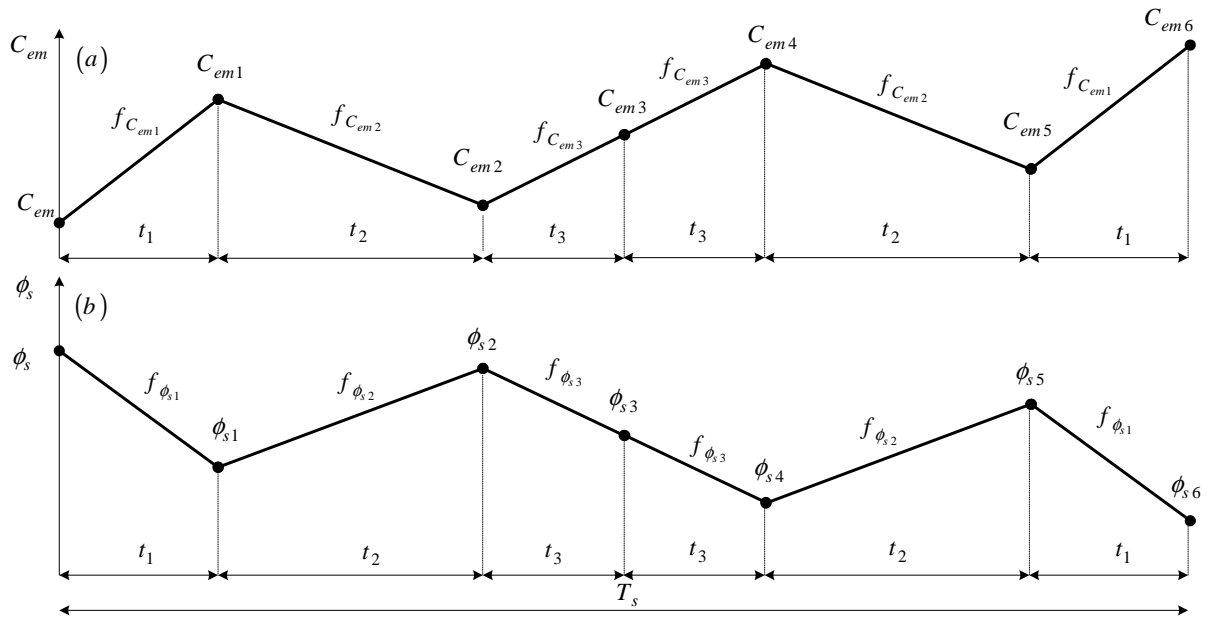


Figure (IV.6): Évolution du couple électromagnétique (a), et du flux statorique (b), sous l'application symétrique de trois vecteurs de tension V_{Li} pendant une période de commutation T_s .

La simplification des équations (IV.24) et (IV.25) permet d'obtenir :

$$\begin{cases} C_{em6} = C_{em} + 2f_{C_{em1}}t_1 + 2f_{C_{em2}}t_2 + 2f_{C_{em3}}t_3 \\ \phi_{s6} = \phi_s + 2f_{\phi_{s1}}t_1 + 2f_{\phi_{s2}}t_2 + 2f_{\phi_{s3}}t_3 \end{cases} \quad (IV.26)$$

Dans ce cas, t_1, t_2, t_3 doivent satisfaire à la condition suivante :

$$T_s = 2(t_1 + t_2 + t_3) \quad (IV.27)$$

Dans cette stratégie, la séquence de vecteurs appliquée à l'onduleur est choisie de manière à minimiser les pertes de commutation. À cette fin, le plan est divisé en dix secteurs, comme illustré dans la figure (IV.7).

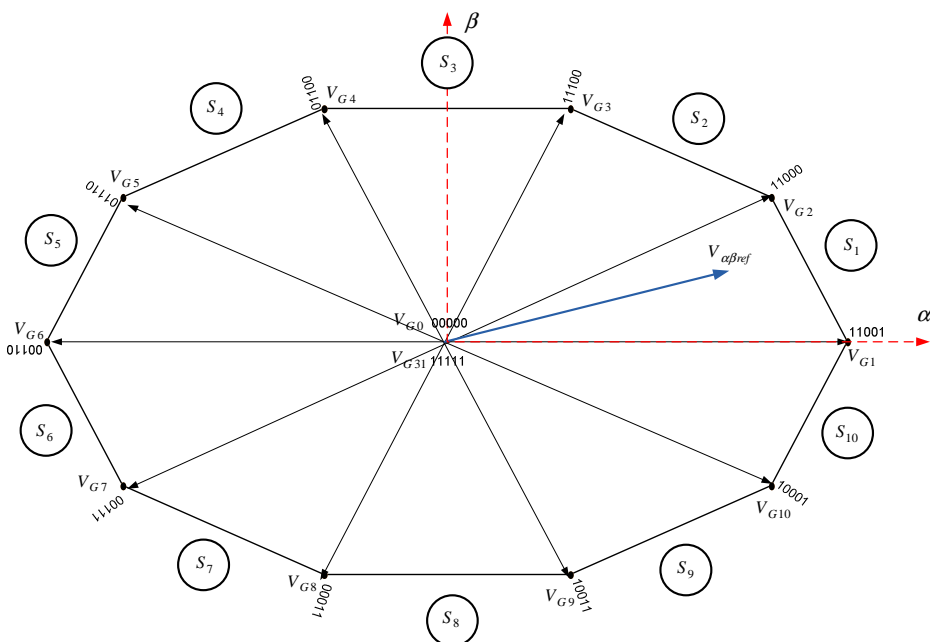


Figure (IV.7): Vecteurs de tension V_{Gi} de l'onduleur à cinq bras.

Les valeurs prédictives du couple et du flux statorique, à la fin de la période de commutation C_{em6}, ϕ_{s6} sont prises comme références C_{emref}, ϕ_{sref} :

$$\begin{cases} C_{emref} = C_{em6} \\ \phi_{sref} = \phi_{s6} \end{cases} \quad (IV.28)$$

Tableau (IV.1) : Séquence des vecteurs de tension appliquée à l'onduleur.

| $S_i, i \in \{1, \dots, 10\}$ | Séquence des vecteurs de tension V_{Gi} |
|-------------------------------|---|
| i impair | 0 -i +1 -i -0- 0 -i -i +1 -0 |
| i pair | 0 -i -i +1 -0-0- i +1 -i -0 |

Les erreurs de couple et de flux statorique ($e_{C_{em}}, e_{\phi_s}$) sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} e_{C_{em}} = C_{emref} - C_{em} - 2 \left(f_{C_{em1}} t_1 + f_{C_{em2}} t_2 + f_{C_{em3}} \left(\frac{1}{2} T_s - t_1 - t_2 \right) \right) \\ e_{\phi_s} = \phi_{sref} - \phi_s - 2 \left(f_{\phi_{s1}} t_1 + f_{\phi_{s2}} t_2 + f_{\phi_{s3}} \left(\frac{1}{2} T_s - t_1 - t_2 \right) \right) \end{cases} \quad (IV.29)$$

L'objectif de l'algorithme de commande est de déterminer les temps d'application t_1, t_2, t_3 des vecteurs de tension de manière à minimiser la fonction de coût suivante, définie comme la somme des carrés des erreurs de couple et de flux statorique.

$$F = e_{C_{em}}^2 + e_{\phi_s}^2 \quad (IV.30)$$

La substitution de l'équation (IV.29) dans l'équation (IV.30) conduit à l'expression suivante :

$$\begin{aligned} F = & \left[C_{emref} - C_{em} - 2 \left(f_{C_{em1}} t_1 + f_{C_{em2}} t_2 + f_{C_{em3}} \left(\frac{1}{2} T_s - t_1 - t_2 \right) \right) \right]^2 \\ & + \left[\phi_{sref} - \phi_s - 2 \left(f_{\phi_{s1}} t_1 + f_{\phi_{s2}} t_2 + f_{\phi_{s3}} \left(\frac{1}{2} T_s - t_1 - t_2 \right) \right) \right]^2 \end{aligned} \quad (IV.31)$$

Les temps d'application optimaux t_1, t_2 , qui assurent la minimisation de la fonction coût F , durant une période de commutation T_s , sont soumis à la condition minimale où chaque dérivée partielle est nulle:

$$\begin{cases} \frac{\partial F}{\partial t_1} = 0 \\ \frac{\partial F}{\partial t_2} = 0 \end{cases} \quad (IV.32)$$

Les expressions des dérivées partielles premières de la fonction de coût F sont données ci-dessous :

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial t_1} = & 4 \left[\left(C_{emref} - C_{em} - f_{C_{em3}} T_s \right) \left(f_{C_{em3}} - f_{C_{em1}} \right) \right] + 8 \left[\left(f_{C_{em3}} - f_{C_{em1}} \right)^2 + \left(f_{\phi_{s3}} - f_{\phi_{s1}} \right)^2 \right] t_1 \\ & + 8 \left[\left(f_{C_{em3}} - f_{C_{em2}} \right) \left(f_{C_{em3}} - f_{C_{em1}} \right) \right] t_2 \\ & + 8 \left[\left(f_{\phi_{s3}} - f_{\phi_{s2}} \right) \left(f_{\phi_{s3}} - f_{\phi_{s1}} \right) \right] t_2 \end{aligned} \quad (IV.33)$$

$$\frac{\partial F}{\partial t_2} = 4 \left[\begin{array}{l} (C_{emref} - C_{em} - f_{c_{em3}} T_s)(f_{c_{em3}} - f_{c_{em2}}) \\ + (\phi_{sref} - \phi_s - f_{\phi_{s3}} T_s)(f_{\phi_{s3}} - f_{\phi_{s2}}) \end{array} \right] + 8 \left[\begin{array}{l} (f_{c_{em3}} - f_{c_{em1}})(f_{c_{em3}} - f_{c_{em2}}) + \\ (f_{\phi_{s3}} - f_{\phi_{s1}})(f_{\phi_{s3}} - f_{\phi_{s2}}) \end{array} \right] t_1 \quad (IV.34)$$

$$+ 8 \left[(f_{c_{em3}} - f_{c_{em2}})^2 + (f_{\phi_{s3}} - f_{\phi_{s2}})^2 \right] t_2$$

La détermination des points critiques de F exige l'annulation des dérivées partielles premières, définies par les équations (IV.33) et (IV.34). La résolution du système d'équations linéaires ainsi obtenu conduit aux expressions suivantes:

$$t_1 = \frac{\left[(C_{emref} - C_{em})(f_{\phi_{s2}} - f_{\phi_{s3}}) + (\phi_{sref} - \phi_s)(f_{c_{em3}} - f_{c_{em3}}) \right] + (f_{c_{em2}} f_{\phi_{s3}} - f_{c_{em3}} f_{\phi_{s2}}) T_s}{2 \left[(f_{\phi_{s2}} - f_{\phi_{s3}}) f_{c_{em1}} + (f_{\phi_{s3}} - f_{\phi_{s1}}) f_{c_{em2}} + (f_{\phi_{s1}} - f_{\phi_{s2}}) f_{c_{em3}} \right]} \quad (IV.35)$$

$$t_2 = \frac{\left[(C_{emref} - C_{em})(f_{\phi_{s3}} - f_{\phi_{s1}}) + (\phi_{sref} - \phi_s)(f_{c_{em1}} - f_{c_{em3}}) \right] + (f_{\phi_{s1}} f_{c_{em3}} - f_{\phi_{s3}} f_{c_{em1}}) T_s}{2 \left[(f_{\phi_{s2}} - f_{\phi_{s3}}) f_{c_{em1}} + (f_{\phi_{s3}} - f_{\phi_{s1}}) f_{c_{em2}} + (f_{\phi_{s1}} - f_{\phi_{s2}}) f_{c_{em3}} \right]} \quad (IV.36)$$

À partir de l'équation (IV.27), le temps t_3 est déterminé par :

$$t_3 = \frac{1}{2} T_s - t_1 - t_2 \quad (IV.37)$$

L'organigramme de la stratégie CSF-PDTC proposée est présenté à la figure (IV.8).

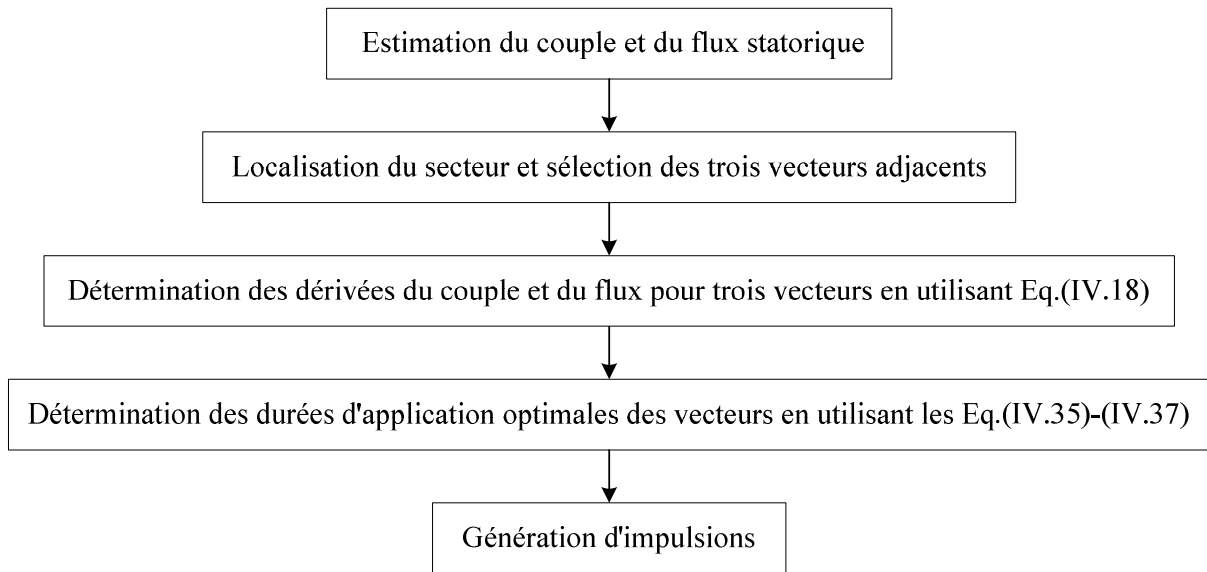


Figure (IV. 8): Organigramme de la stratégie CSF-PDTC proposée.

Pour vérifier la nature du point critique (t_1, t_2) de F , qui peut correspondre à un minimum local, un maximum local, un point selle, ou aucun de ces cas, on utilise le test des dérivées partielles secondes. Cela consiste à calculer le déterminant de la matrice Hessienne, donné par [67] :

$$D = \frac{\partial^2 F}{\partial t_1^2} \frac{\partial^2 F}{\partial t_2^2} - \left(\frac{\partial^2 F}{\partial t_2 \partial t_1} \right)^2 \quad (IV.38)$$

Suivant la valeur de D , quatre configurations peuvent être distinguées :

1. Si $D > 0$ et $\frac{\partial^2 F}{\partial t_1^2} > 0$, alors la fonction F a un minimum local,
2. Si $D > 0$ et $\frac{\partial^2 F}{\partial t_1^2} < 0$, alors la fonction F a un maximum local,
3. Si $D < 0$, alors la fonction F a un point selle,
4. Si $D = 0$, alors le test est non concluant.

Les expressions des dérivées partielles secondes sont les suivantes :

$$\begin{aligned}\frac{\partial^2 F}{\partial t_1^2} &= 8 \left[(f_{C_{em3}} - f_{C_{em1}})^2 + (f_{\phi_{s3}} - f_{\phi_{s1}})^2 \right] \\ \frac{\partial^2 F}{\partial t_2^2} &= 8 \left[(f_{C_{em3}} - f_{C_{em2}})^2 + (f_{\phi_{s3}} - f_{\phi_{s2}})^2 \right] \\ \frac{\partial^2 F}{\partial t_1 \partial t_2} &= 8 \left[(f_{C_{em3}} - f_{C_{em2}})(f_{C_{em3}} - f_{C_{em1}}) \right. \\ &\quad \left. + (f_{\phi_{s3}} - f_{\phi_{s2}})(f_{\phi_{s3}} - f_{\phi_{s1}}) \right]\end{aligned}\tag{IV.39}$$

La détermination de D requiert la substitution de l'expression (IV.39) dans l'équation (IV.38). L'expression résultante se simplifie alors comme suit :

$$D = 64 \left(f_{\phi_{s1}} f_{C_{em2}} - f_{\phi_{s2}} f_{C_{em1}} - f_{\phi_{s1}} f_{C_{em3}} + f_{\phi_{s3}} f_{C_{em1}} + f_{\phi_{s2}} f_{C_{em3}} - f_{\phi_{s3}} f_{C_{em2}} \right)^2\tag{IV.40}$$

Notons que les deux équations (IV.40) et la première de (IV.39) sont strictement positives. Ceci implique que le point critique (t_1, t_2) représente effectivement le minimum local de F .

IV.5. Résultats de simulation

IV.5.1. Résultats de simulation avec capteur de vitesse

Dans cette section, une étude par simulations est menée afin de valider l'efficacité des méthodes de commande proposées, en régimes permanent et transitoire.

L'analyse des performances du système de commande a été réalisée en considérant différents cas de fonctionnement, incluant des variations brusques du couple de charge, des échelons de vitesse de référence, ainsi que l'impact des variations de la résistance statorique. En conséquence, deux scénarios distincts ont été pris en considération :

- Situation 1 : Perturbation soudaine du couple de charge et une variation de la vitesse de référence, dans un contexte de fonctionnement à haute vitesse.

La MSAP pentaphasée est soumise à une accélération depuis l'arrêt jusqu'à une vitesse de référence de 100 rad/s . Un couple de charge nominal de $C_r = 5 \text{ N.m}$ est appliqué entre les instants $t = 0.3 \text{ s}$ et $t = 0.7 \text{ s}$. Par la suite, une inversion brusque de la consigne de vitesse, passant de 100 rad/s à -100 rad/s , est effectuée à $t = 1 \text{ s}$.

Les figures (IV.9) à (IV.112) montrent les réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée, incluant la vitesse, le couple électromagnétique, le flux statorique, le courant de la première phase et le spectre harmonique du courant de la première phase pour les stratégies PDTC, PDTC-SVM, PDTC-SVM-GWO et CSF-PDTC.

En examinant les figures (IV.9-a), (IV.10-a), (IV.11-a) et (IV.12-a), on observe que la vitesse suit précisément sa valeur de référence. Une légère diminution de la réponse de la vitesse est constatée suite à l'application ou à la suppression de la charge mécanique. Le régulateur PI de vitesse compense cette diminution et assure le maintien du suivi de la vitesse de référence. Lors

d'une comparaison entre les méthodes PDTC, PDTC-SVM, PDTC-SVM-GWO et CSF-PDTC, aucune différence substantielle n'est observée en termes de suivi la vitesse.

L'efficacité de la méthode CSF-PDTC dans la réduction des ondulations du couple est clairement démontrée par l'examen des courbes du couple électromagnétique présentées dans les figures (IV.9-b), (IV.10-b), (IV.11-b) et (IV.12-b), comparativement aux autres méthodes appliquées.

Les courbes représentées dans les figures (IV.9-c), (IV.10-c), (IV.11-c) et (IV.12-c) montrent que le flux statorique suit avec précision et rapidité la trajectoire de référence spécifiée, avec une performance stable face aux variations de la charge sans influence notable. Ceci exige d'assurer un découplage efficace entre les dynamiques du flux statorique et le couple électromagnétique. De plus, une réduction significative du taux d'ondulation du flux statorique apparaît lors de l'application de la stratégie de commande CSF-PDTC, comparée aux valeurs d'ondulation enregistrées dans les autres méthodes appliquées.

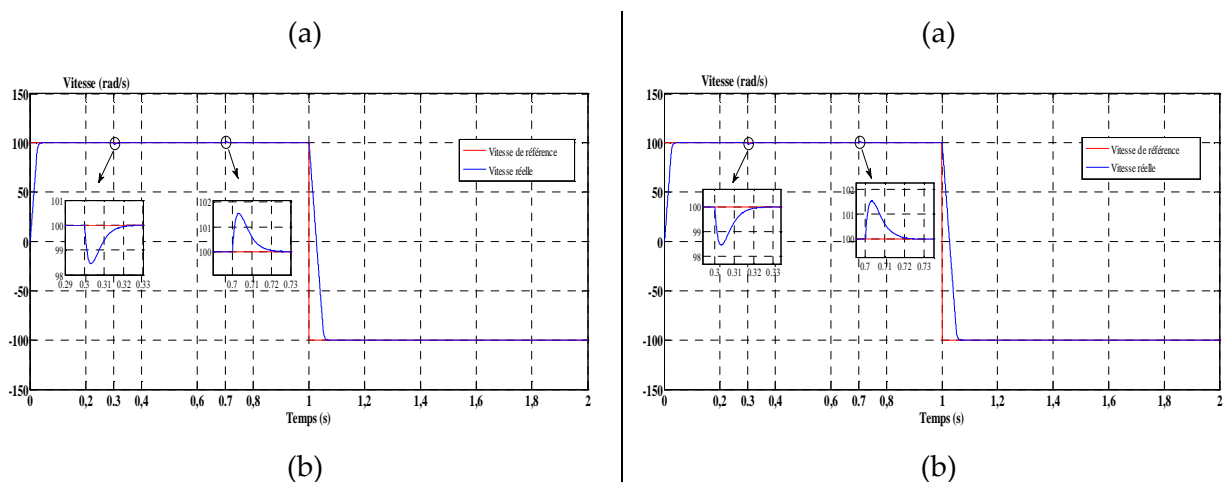
Comparativement aux stratégies PDTC, PDTC-SVM et PDTC-SVM-GWO, l'application de la stratégie de commande CSF-PDTC permet d'obtenir une réduction du taux de distorsion harmonique (THD), et par conséquent une amélioration de la qualité du courant. Ceci est illustré par les figures (IV 9-d-e), (IV 10d-e), (IV 11-d-e) et (IV.12-d-e).

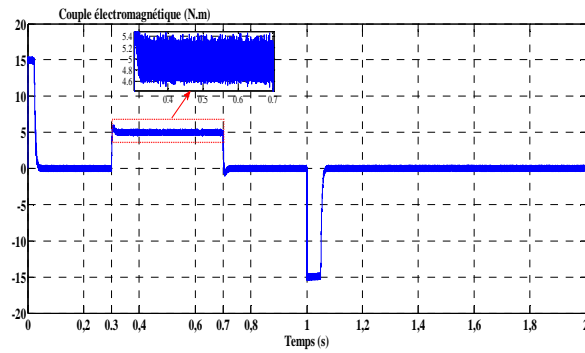
- Situation 2 : Perturbation soudaine du couple de charge, en intégrant l'influence des variations de la résistance statorique sur la dynamique du système.

L'application de la vitesse de référence et du couple de charge est réalisée conformément à la méthodologie adoptée dans la situation 1. Une perturbation est introduite à ($t = 0,5s$) par un doublement de la résistance statorique.

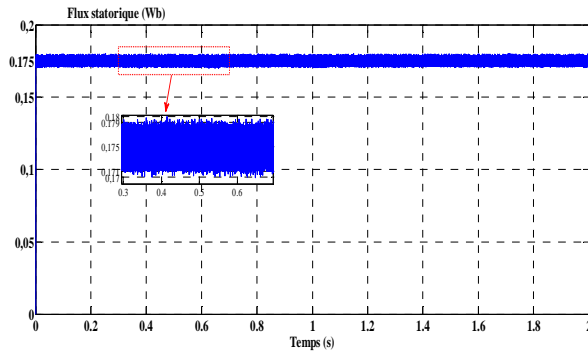
Afin d'évaluer l'influence des variations de la résistance statorique sur les performances des différentes stratégies de commande, les figures de (IV.13) à (IV.16) présentent respectivement les réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée pour les stratégies PDTC, PDTC-SVM, PDTC-SVM-GWO et CSF-PDTC.

Comme le montrent les figures de (IV.13) à (IV.16), la réponse dynamique de la vitesse et du couple, résultant d'une variation de +100% de la résistance du stator, démontre la robustesse accrue des systèmes de commande à PDTC, PDTC-SVM, PDTC SVM-GWO- et CSF-PDTC.

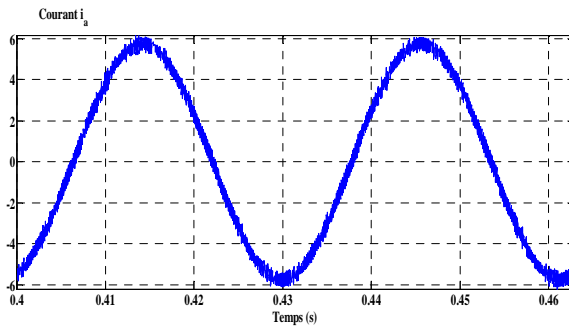




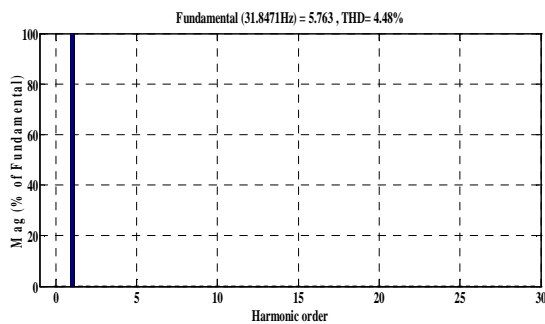
(c)



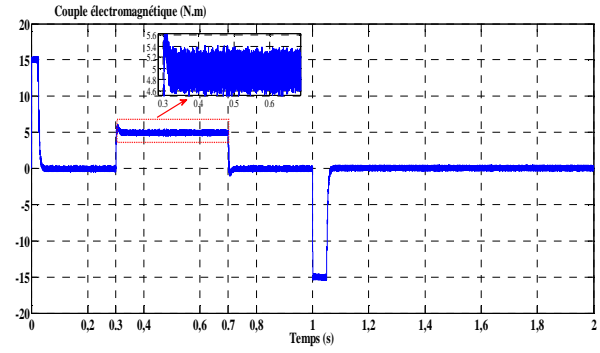
(d)



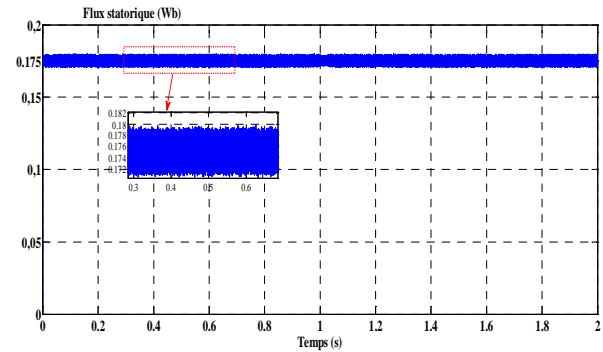
(e)



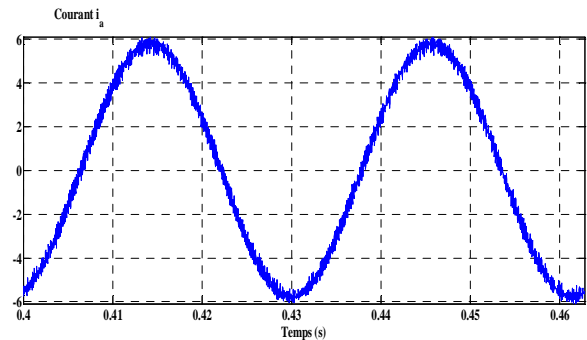
Figures (IV.9): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de la première phase, (e) Spectre harmonique du courant de la première phase.



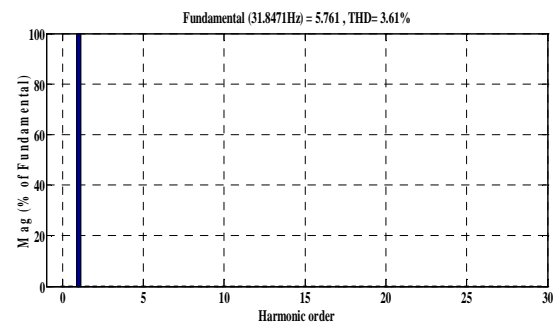
(c)



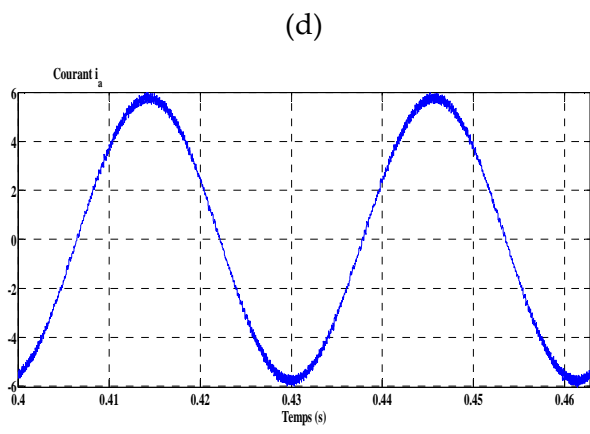
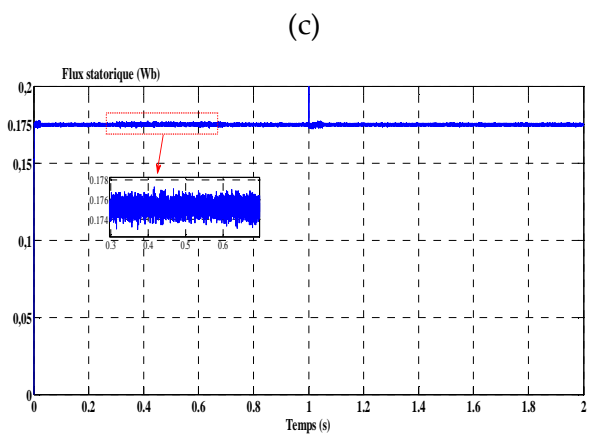
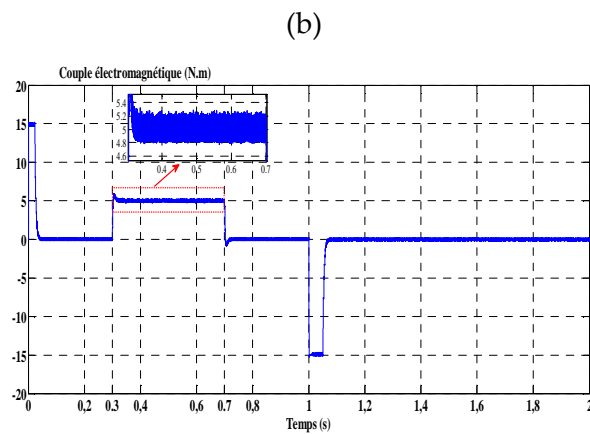
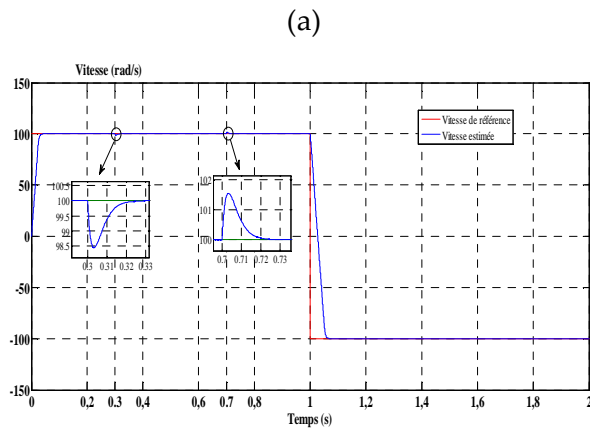
(d)



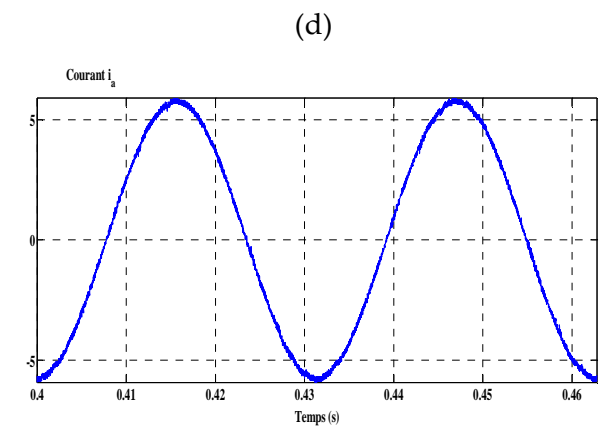
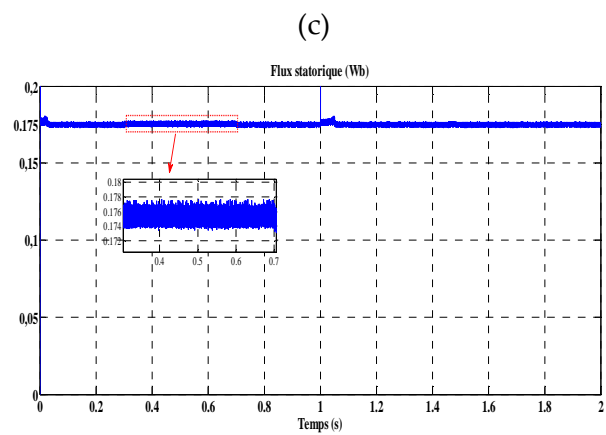
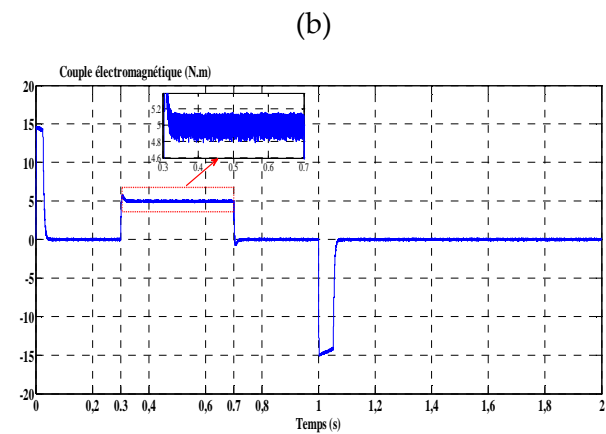
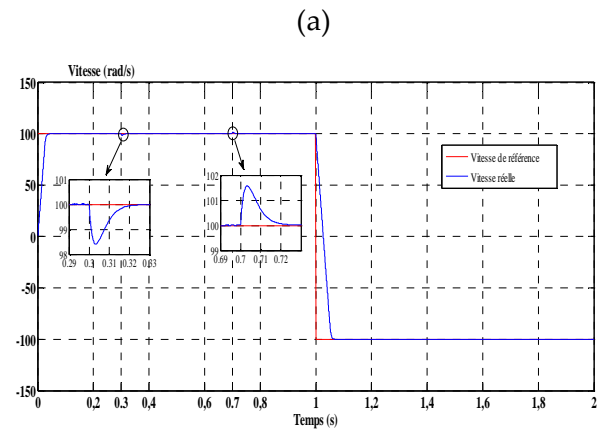
(e)



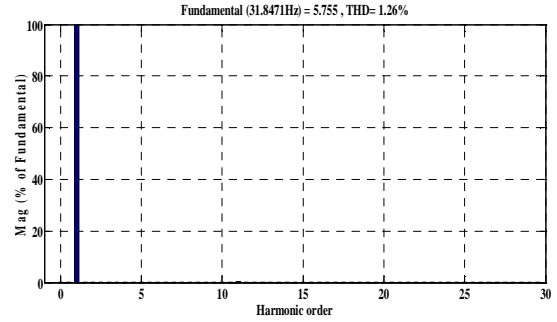
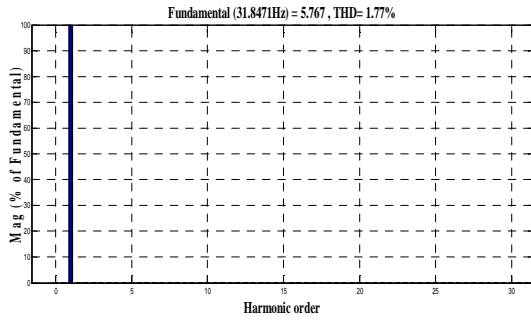
Figures (IV.10): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC-SVM : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de la première phase, (e) Spectre harmonique du courant de la première phase



(e)

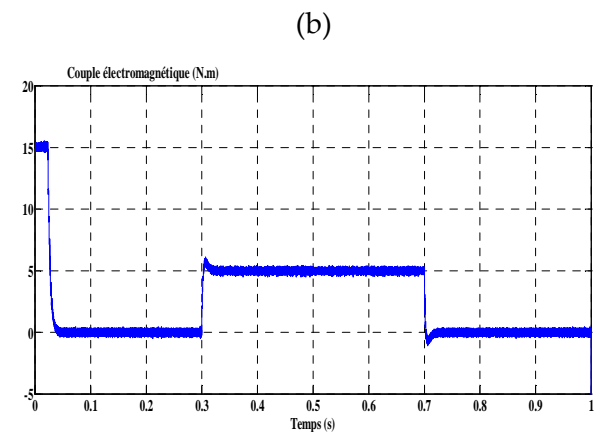
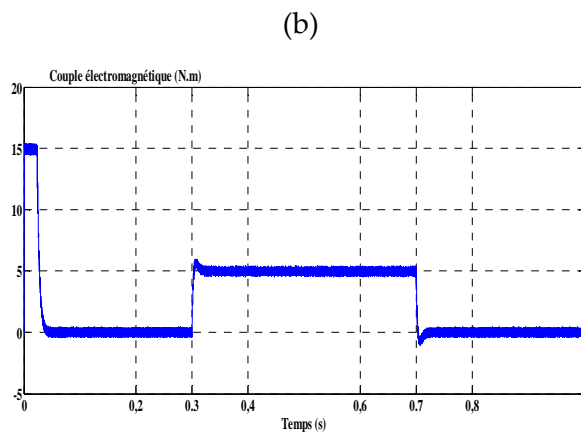
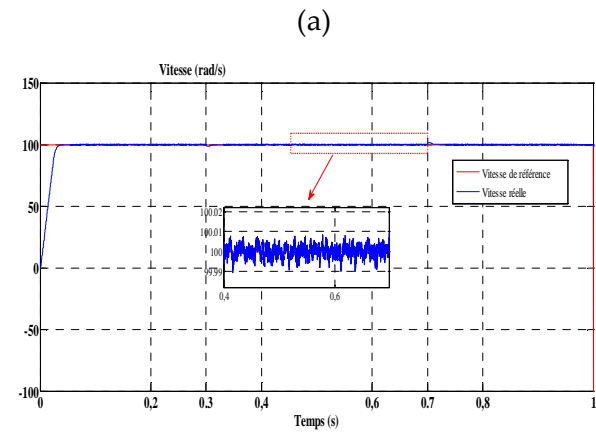
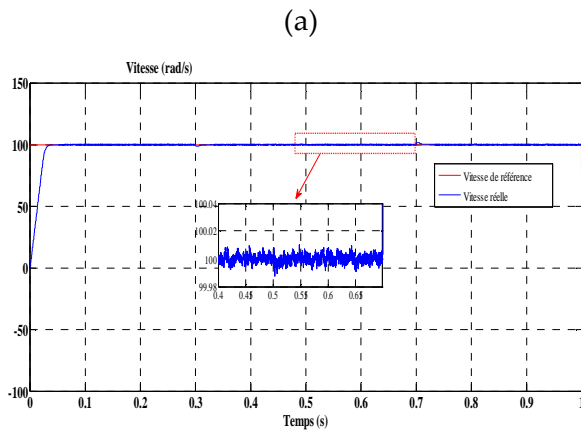


(e)



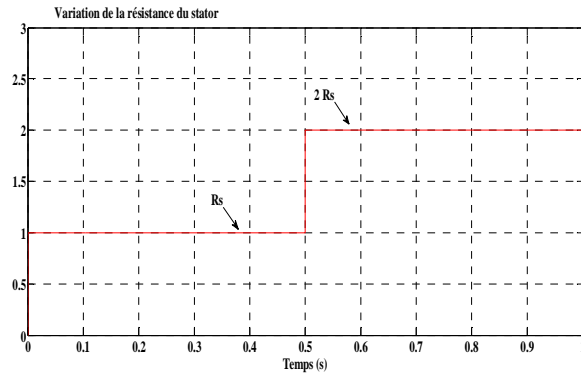
Figures (IV.11): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC-SVM-GWO :
 (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de la première phase, (e) Spectre harmonique du courant de la première phase.

Figures (IV.12): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par CSF-PDTC : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique, (d) Courant de la première phase, (e) Spectre harmonique du courant de la première phase.

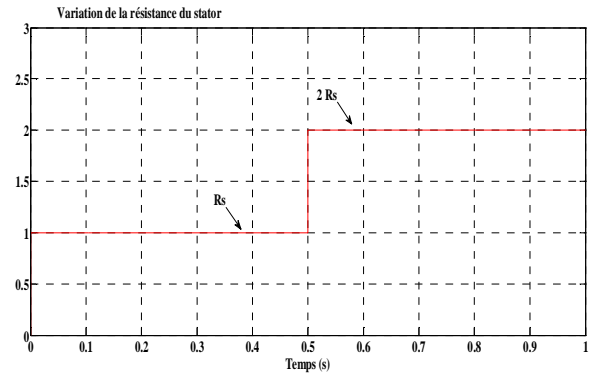


(c)

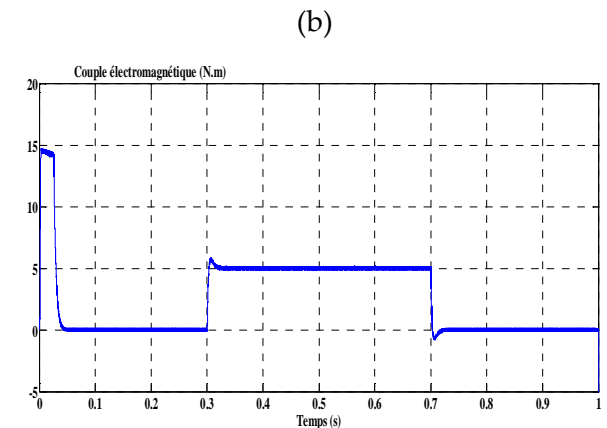
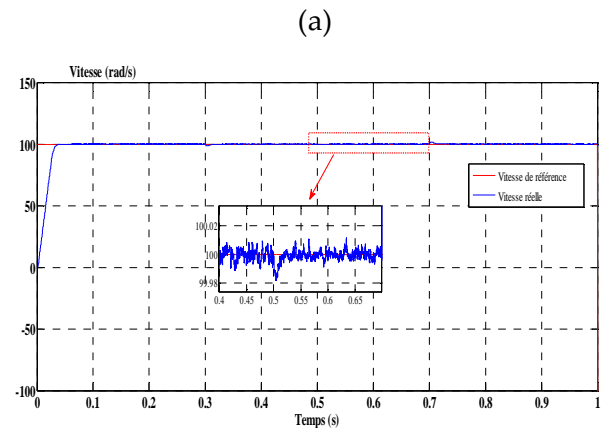
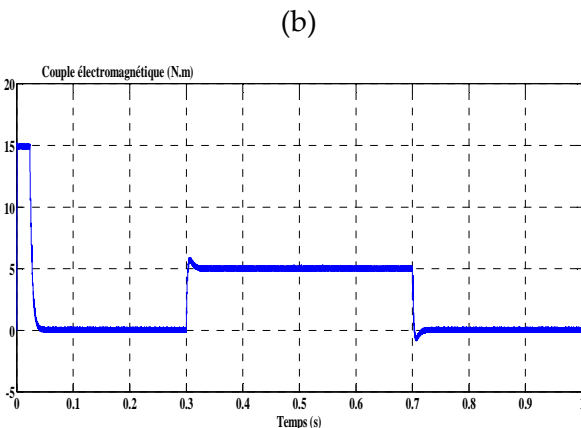
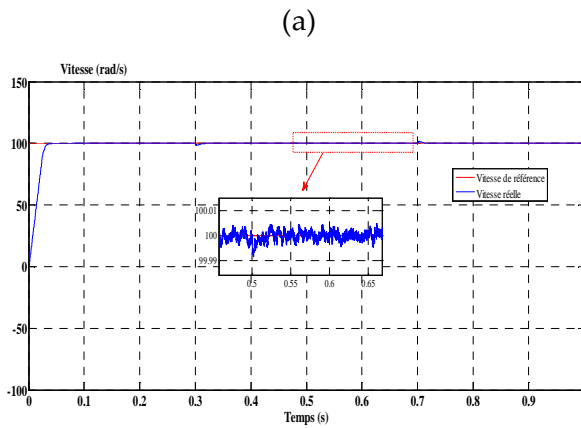
(c)

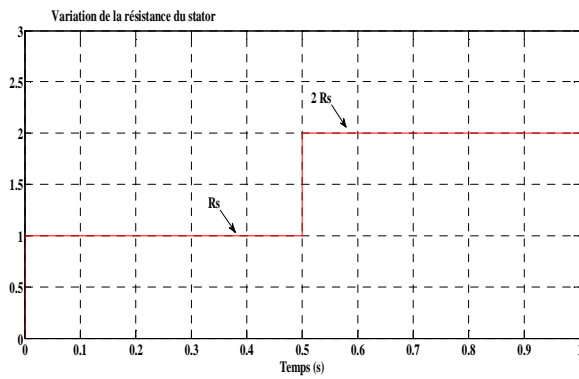


Figures (IV.13): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC sous l'effet de la variation de la résistance statorique : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique.

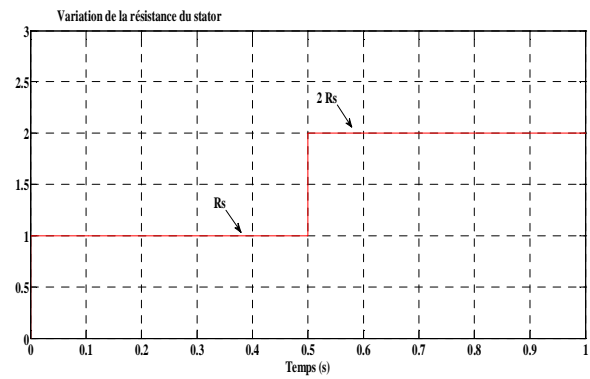


Figures (IV.14): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC-SVM sous l'effet de la variation de la résistance statorique : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique.





Figures (IV.15): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC-SVM-GWO sous l'effet de la variation de la résistance statorique : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique.



Figures (IV.16): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par CSF-PDTC sous l'effet de la variation de la résistance statorique : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Variation de la résistance statorique.

Le tableau (IV.2) présente une étude comparative des performances des stratégies PDTC, PDTC-SVM, PDTC-SVM-GWO et CSF-PDTC, dans le but de montrer les différences et les caractéristiques distinctives de chacune d'elles.

Tableau (IV.2) : Comparaison des performances des commandes PDTC, PDTC-SVM, PDTC-SVM-GWO et CSF-PDTC.

| | Critère de comparaison | PDTC | PDTC-SVM | PDTC-SVM-GWO | CSF-PDTC |
|---------|--|-------|----------|--------------|----------|
| Vitesse | Temps de réponse (s) | 0.05 | 0.05 | 0.05 | 0.05 |
| | Dépassement (rad/s) | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | Chute de vitesse (%) | 1.55 | 1.53 | 1.55 | 1.6 |
| | Temps de récupération (en cas de charge brusque) (s) | 0.027 | 0.028 | 0.028 | 0.026 |
| | Dépassement en mode d'inversion (rad/s) | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | Temps de réponse en mode d'inversion (s) | 0.077 | 0.077 | 0.077 | 0.077 |
| Couple | Temps de réponse (s) | 0.02 | 0.02 | 0.02 | 0.02 |
| | Dépassement (N.m) | 1 | 1 | 0.85 | 0.8 |
| | Ondulation $\left(\frac{\Delta C_{em}}{C_{em}}\right)$ (%) | 16 | 14 | 10 | 6 |
| Flux | Temps de réponse (s) | 0.004 | 0.0038 | 0.0037 | 0.0036 |
| | Dépassement (Wb) | 0 | 0 | 0 | 0.21 |

| | | | | | |
|---------------|---|------|------|------|------|
| | Ondulation $\left(\frac{\Delta\phi_s}{\phi_s}\right)$ (%) | 4.97 | 4.57 | 2.28 | 1.71 |
| Courant i_a | THD (%) | 4.48 | 3.61 | 1.77 | 1.26 |

La comparaison présentée dans le tableau (IV.2) montre une amélioration notable des performances de la technique CSF-PDTC par rapport aux techniques PDTC, PDTC-SVM et PDTC-SVM-GWO. Ceci est clairement visible dans : la rapidité de la réponse, la réduction des ondulations du flux et du couple électromagnétique, ainsi que dans la réduction du taux de distorsion harmonique du courant statorique.

IV.5. 2. Résultats de simulation sans capteur de vitesse

Afin d'évaluer le comportement statique et dynamique du système de commande sans capteur de vitesse, le système a été soumis à divers essais sous différentes conditions de fonctionnement, incluant des perturbations abruptes du couple de charge ainsi que des changements par échelons de vitesse de référence, aux régimes de hautes et basses vitesses. Deux situations distinctes ont été analysées :

- Situation 1 : Variations soudaines du couple de charge et de la vitesse de référence à hautes vitesses:

Dans un premier temps, le MSAP pentaphasé est accéléré de l'arrêt jusqu'à 100 rad/s. Ensuite, un couple de charge de 5 N.m est appliqué entre $t = 0,3$ s et $t = 0,7$ s. Finalement, à $t = 1$ s, la consigne de vitesse est brusquement inversée, passant de 100 rad/s à -100 rad/s.

Pour évaluer l'impact de l'intégration des observateurs sur les performances des différentes stratégies de commande, le filtre de Kalman étendu a été utilisé successivement dans les stratégies de commande PDTC, PDTC-SVM, PDTC-SVM-GWO et CSF-PDTC. Les réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée sans capteur, comprenant la vitesse du rotor, le couple électromagnétique et le flux statorique, sont présentées sur les figures de (IV.17) à (IV.20).

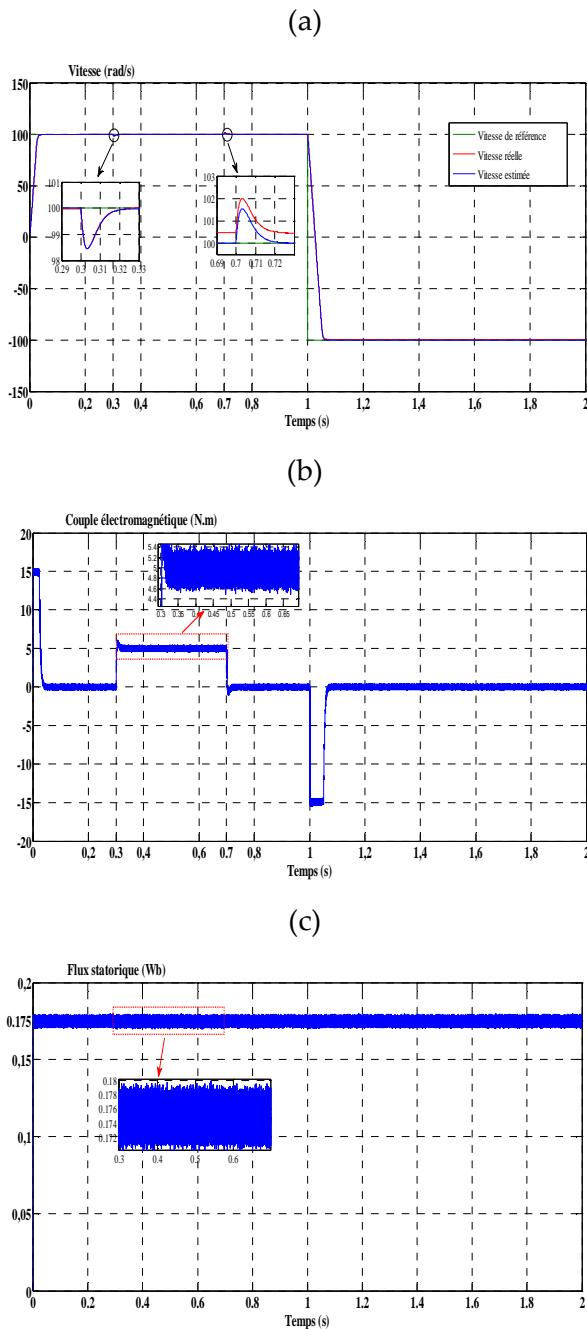
L'observation des courbes de vitesse permet de constater qu'une variation de la charge, soit due à son application ou à sa suppression, engendre une faible diminution transitoire de la vitesse de rotation. En effet, l'action du régulateur PI de vitesse assure une compensation rapide, permettant le rétablissement de la valeur de consigne et garantissant ainsi la stabilité du système en boucle fermée. Après une phase transitoire, le couple électromagnétique atteint un état stable où sa valeur compense précisément le couple résistant appliqué. De plus, le maintien du flux statorique constant, quelles que soient les variations du couple, assure un découplage total entre ces deux grandeurs. On observe également une performance efficace de l'estimation de la vitesse dans toutes les phases de fonctionnement.

- Situation 2 : Variations soudaines du couple de charge et de la vitesse de référence à basses vitesses:

La méthodologie de la situation 1 est adoptée, avec une vitesse de référence ajustée à 10 rad/s.

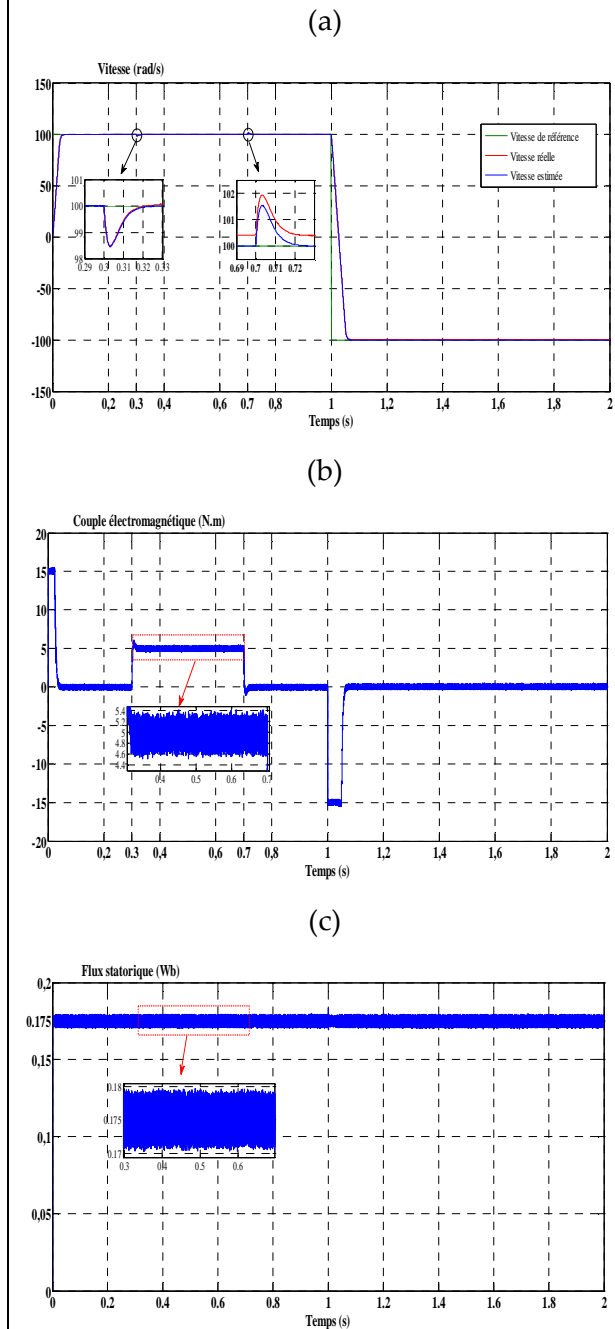
Afin d'évaluer les performances du système de commande sans capteur, le filtre de Kalman étendu a été employé dans des conditions de fonctionnement à basses vitesses. Cette démarche a permis d'étudier son influence sur les performances de diverses stratégies de commandes prédictives appliquées aux MSAP pentaphasée. Les sorties des réponses dynamiques analysées y compris la vitesse du rotor, le couple électromagnétique et le flux statorique sont présentées sur les figures de (IV.21) à (IV.24).

Les résultats des simulations illustrent la capacité de l'observateur à estimer efficacement la vitesse, et ce indépendamment du régime de fonctionnement à basses vitesses, tout en maintenant une bonne poursuite de la vitesse de référence.



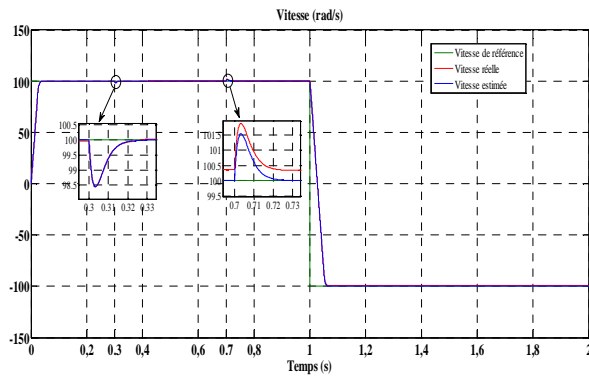
Figures (IV.17): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

(a)

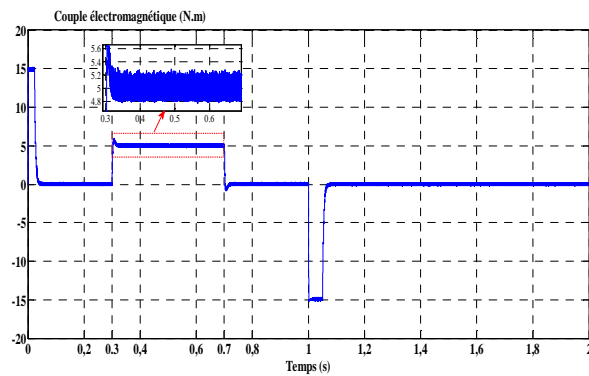


Figures (IV.18): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC-SVM basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique

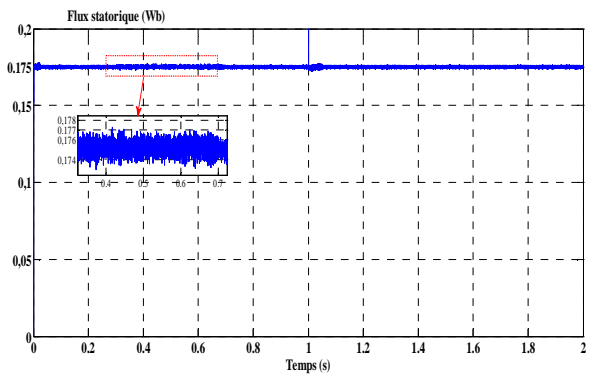
(a)



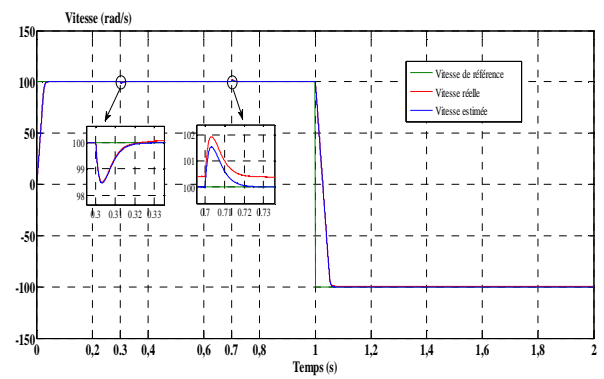
(b)



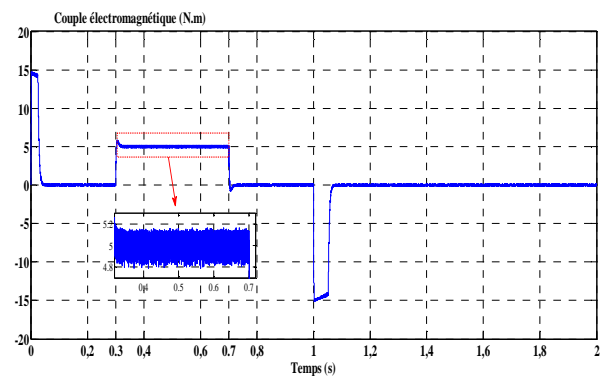
(c)



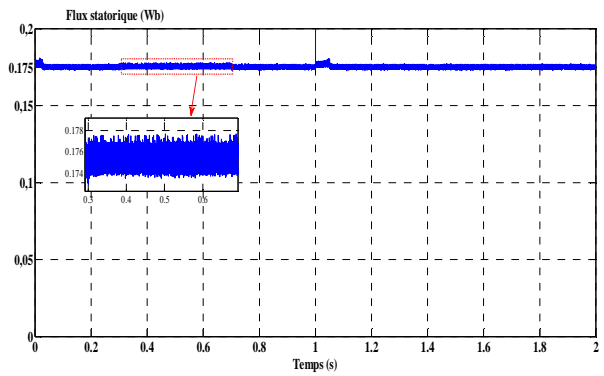
Figures (IV.19): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC-SVM-GWO basée sur l'observateur EKF ; (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.



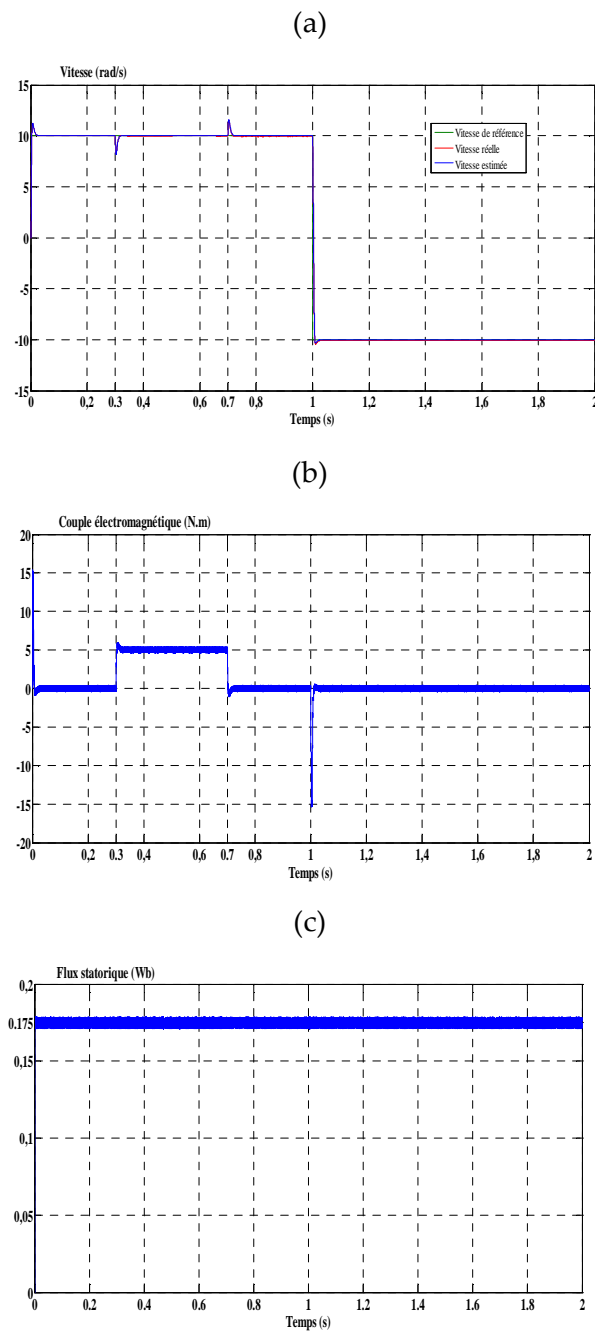
(b)



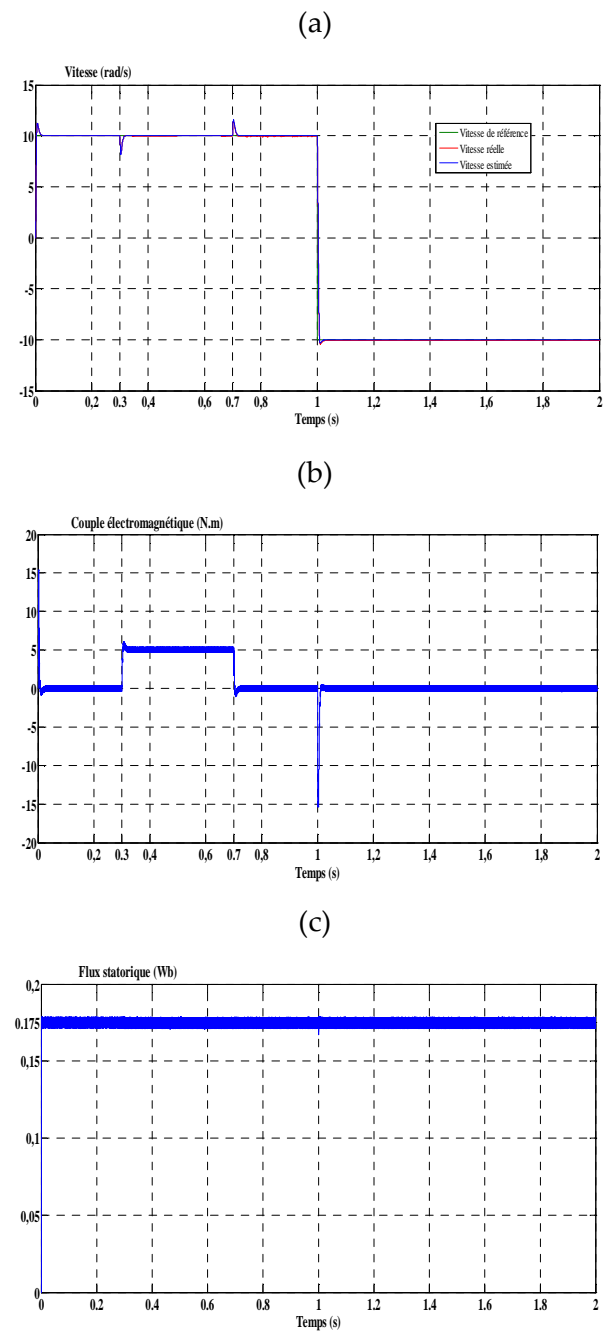
(c)



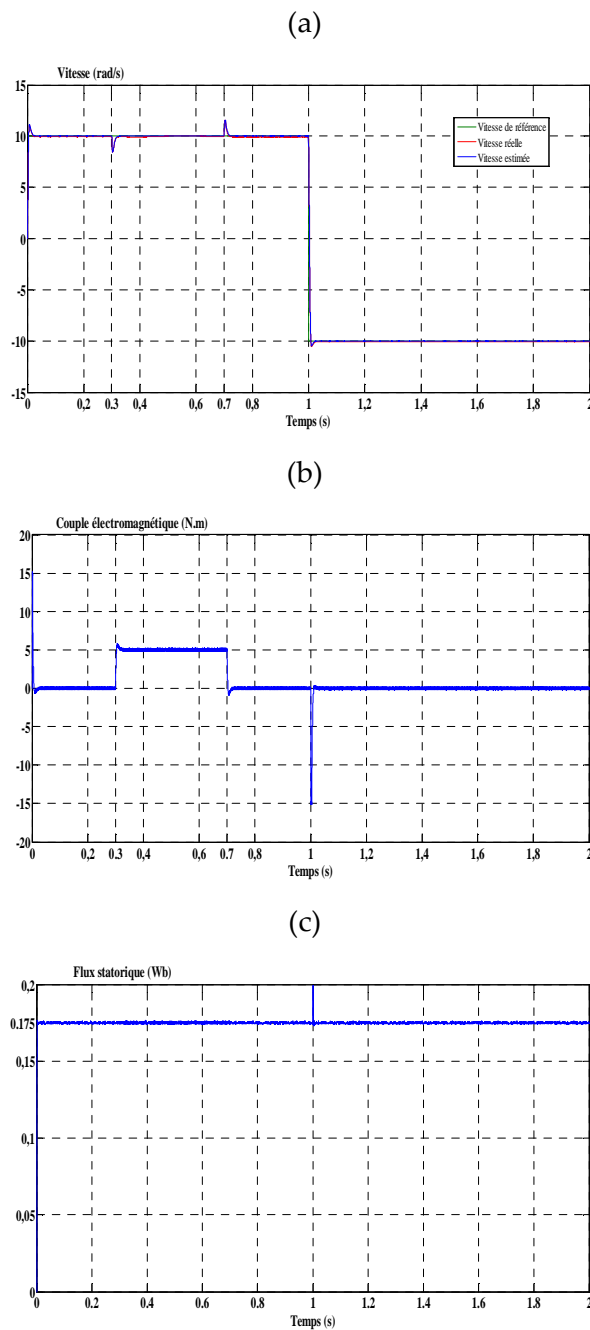
Figures (IV.20): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par CSF-PDTC basée sur l'observateur EKF : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.



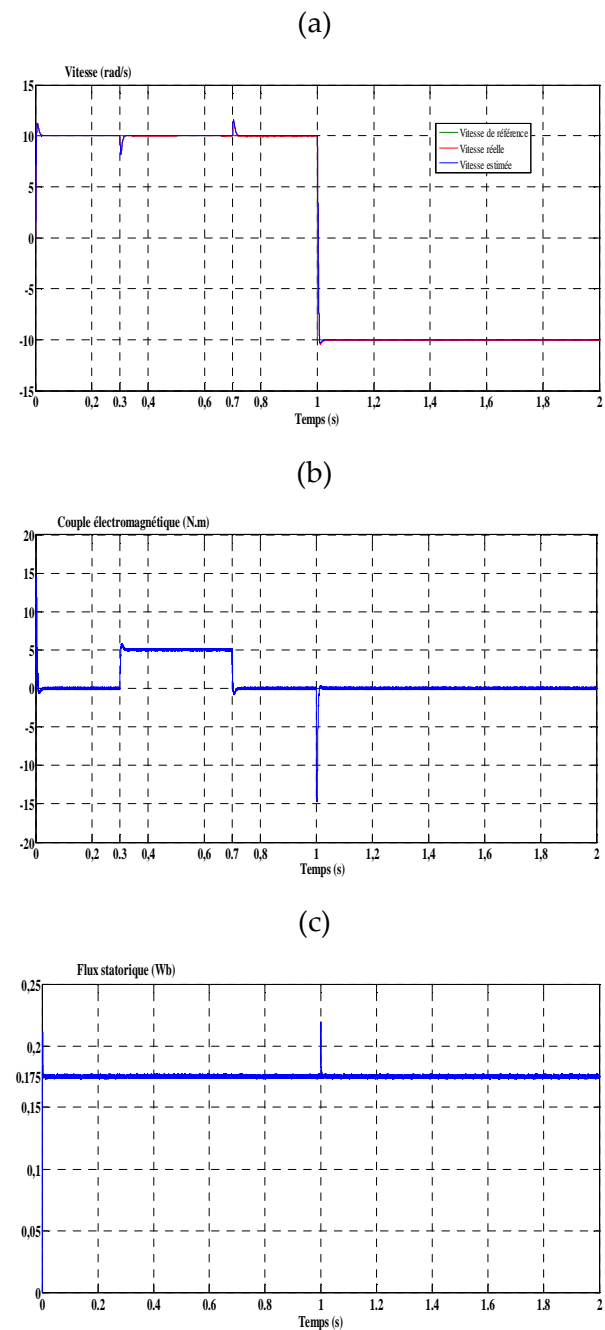
Figures (IV.21): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC- basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basses vitesses : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.



Figures (IV.22): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTC-SVM basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basses vitesses : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.



Figures (IV.23): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par PDTTC-SVM-GWO basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basse vitesse : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.



Figures (IV.24): Réponses dynamiques de la MSAP pentaphasée commandée par CSF-PDTC basée sur l'observateur EKF fonctionnant à basse vitesse : (a) Vitesse du moteur, (b) Couple électromagnétique, (c) Flux statorique.

Le tableau (IV.3) présente une étude comparative des performances des stratégies de commande PDTC, PDTC-SVM, PDTC-SVM-GWO et CSF-PDTC basées sur l'utilisation du filtre de Kalman étendu en vue de montrer les différences et les caractéristiques distinctives de chacune d'elles.

Tableau (IV.3) : Comparaison des performances des commandes PDTC, PDTC-SVM, PDTC-SVM-GWO et CSF-PDTC en utilisant un EKF.

| | | PDTC | PDTC-SVM | PDTC-SVM-GWO | CSF-PDTC |
|---------|--|-------|----------|--------------|----------|
| | Critère de comparaison | EKF | EKF | EKF | EKF |
| Vitesse | Temps de réponse (s) | 0.05 | 0.05 | 0.05 | 0.05 |
| | Dépassement (rad/s) | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | Chute de vitesse (%) | 1.55 | 1.54 | 1.55 | 1.6 |
| | Temps de récupération (en cas de charge brusque) (s) | 0.027 | 0.028 | 0.028 | 0.026 |
| | Dépassement en mode d'inversion (rad/s) | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | Temps de réponse en mode d'inversion (s) | 0.077 | 0.077 | 0.077 | 0.077 |
| | Erreur de vitesse ITAE | 5.61 | 5.59 | 5.61 | 5.68 |
| | Erreur de vitesse ITSE | 745 | 742 | 744 | 751 |
| Couple | Temps de réponse (s) | 0.02 | 0.02 | 0.02 | 0.02 |
| | Dépassement (N.m) | 1 | 1 | 0.85 | 0.8 |
| | Ondulation $\left(\frac{\Delta C_{em}}{C_{em}}\right)$ (%) | 16 | 14 | 10 | 6 |
| Flux | Temps de réponse (s) | 0.004 | 0.0038 | 0.0037 | 0.0036 |
| | Dépassement (Wb) | 0 | 0 | 0 | 0.21 |
| | Ondulation $\left(\frac{\Delta \phi_s}{\phi_s}\right)$ (%) | 4.97 | 4.57 | 2.28 | 1.71 |

Dans le Tableau (IV.3), une analyse comparative des performances des stratégies de commande PDTC, PDTC-SVM, PDTC-SVM-GWO et CSF-PDTC est présentée. La stratégie CSF-PDTC montre une amélioration notable des performances, notamment en ce qui concerne une réponse rapide et la réduction des ondulations du flux et du couple électromagnétique, par rapport aux autres stratégies.

IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre, le sujet de l'amélioration des performances de la technique DTC a été abordé en appliquant le concept de la DTC prédictive. Bien que cette technique contribue à réduire les ondulations de couple et de flux par rapport à la DTC conventionnelle, elle souffre du problème de la variation de la fréquence de commutation. Pour surmonter cette limitation, diverses stratégies distinctes de commande ont été proposées afin de garantir le fonctionnement de l'onduleur à une fréquence de commutation constante. La première stratégie, désignée par PDTC-SVM, repose sur le calcul du vecteur de tension moyen à l'aide d'un algorithme prédictif pour la commande du couple. La deuxième approche est une version optimisée de la

commande PDTC, basée sur l'intégration de l'algorithme d'optimisation GWO. L'algorithme GWO est exécuté en ligne pour déterminer le vecteur de tension optimal qui minimise une fonction de coût prédéfinie. Ce vecteur est ensuite utilisé pour générer les états de commutation appropriés de l'onduleur à cinq bras via une modulation SVM. Tandis que la troisième stratégie, nommée CSF-PDTC, repose sur la sélection de deux vecteurs de tension actifs et d'un vecteur de tension nul pour calculer les temps d'application optimaux, dans le but de minimiser la valeur d'une fonction de coût prédéfinie. Cette méthode offre une solution efficace pour réduire les ondulations du couple et du flux statorique tout en maintenant une fréquence de commutation constante. Les résultats de l'étude comparative montrent que la stratégie CSF-PDTC permet d'obtenir une réduction notable des ondulations de couple et de flux statorique par rapport aux autres méthodes appliquées.

Afin d'améliorer la fiabilité du système et de réduire les coûts associés à l'utilisation de capteurs, le filtre de Kalman étendu (EKF) a été utilisé comme l'une des méthodes appliquées pour l'estimation de la vitesse du rotor, du flux et du couple. Les résultats des simulations des stratégies de commande PDTC, PDTC-SVM, PDTC-SVM-GWO et CSF-PDTC sans capteur de vitesse ont montré que ces méthodes présentent une robustesse élevée face aux variations de vitesse et de charge, même dans des conditions de fonctionnement à basses vitesses.

Conclusion générale

Le travail de recherche présenté dans ce thèse porte sur l'étude et l'amélioration des performances de la stratégie de commande directe du couple (DTC) d'une machine synchrone pentaphasée à aimants permanents sans capteur de vitesse. L'utilisation de ce type de machines contribue à l'amélioration des performances et la fiabilité des systèmes d'entraînement électriques par rapport aux machines triphasées, à travers la segmentation de la puissance, la réduction des vibrations mécaniques, l'amélioration de la qualité du couple, la réduction des harmoniques des courants, le renforcement de la tolérance aux défauts, ainsi que la possibilité de commander des systèmes d'entraînement multi-machines.

Dans un premier temps, la DTC conventionnelle a été implémentée. Bien que cette approche permette d'obtenir de bonnes performances dynamiques, elle présente une limitation intrinsèque liée à la non-maîtrise de la fréquence de commutation, résultant de l'utilisation des régulateurs à hystérésis, ce qui entraîne l'apparition d'ondulations non souhaitées à la fois dans le flux magnétique et le couple électromagnétique.

Dans un second temps, afin de pallier à cette contrainte, une combinaison entre la DTC et la modulation vectorielle dite DTC-SVM a été adoptée. Les résultats de simulation obtenus montrent une réduction notable des ondulations du couple et du flux ; ce qui confirme l'intérêt de l'association DTC-SVM. Néanmoins, les performances de la stratégie de commande DTC-SVM basée sur des régulateurs PI conventionnels peuvent être affectées négativement soit par des variations paramétriques du système soit sous l'effet de perturbations externes. Pour renforcer la robustesse de la stratégie DTC-SVM, deux approches ont été envisagées à savoir l'utilisation des régulateurs de type PI d'ordre fractionnaire ou l'implémentation au niveau de la structure de commande DTC-SVM de techniques de commande non linéaires, notamment la commande par backstepping, la commande par mode glissant, la commande synergétique et la commande synergétique d'ordre fractionnaire.

En se basant sur l'analyse des résultats de simulation obtenus, la structure DTC-SVM basée sur un régulateur PI d'ordre fractionnaire permet d'atteindre une performance améliorée relativement aux régulateurs PI conventionnels, grâce aux paramètres réels supplémentaires qui offrent une possibilité de réglage plus précise. La technique DTC-SVM-FOSC offre des performances améliorées par rapport aux commandes DTC-SVM-BC, DTC-SVM-SMC et DTC-SVM-SC synergétique, notamment en ce qui concerne la rapidité de réponse, la réduction des ondulations du flux et du couple électromagnétique, ainsi que la diminution du taux de distorsion harmonique du courant statorique.

D'autre part, l'élimination du capteur de vitesse dans la commande DTC des machines polyphasées permet de réduire à la fois la taille et le coût du système d'entraînement, tout en améliorant sa fiabilité. Dans ce contexte, le filtre de Kalman étendu et l'observateur à mode glissant ont été appliqués afin d'obtenir des estimations de la vitesse du rotor, du flux statorique et du couple électromagnétique. Les résultats de simulation montrent la robustesse des deux

observateurs face aux variations de la vitesse et de la charge, même dans la plage des basses vitesses. Cependant, la réponse dynamique utilisant le filtre de Kalman étendu est plus précise et plus rapide que celle obtenue en utilisant l'observateur à mode glissant.

Dans un troisième temps, l'axe de recherche s'est orienté vers l'amélioration des performances de la commande DTC par l'application de la commande DTC prédictive. Bien que cette technique contribue à réduire les ondulations de couple et de flux par rapport à la DTC conventionnelle, elle souffre du problème de la variation de la fréquence de commutation. Pour remédier à cette contrainte, diverses stratégies de commande ont été proposées : PDTC-SVM, PDTC-SVM-GWO et CSF-PDTC, garantissant ainsi un fonctionnement de l'onduleur à fréquence de commutation constante.

Les résultats de l'étude comparative montrent une amélioration notable des performances de la technique CSF-PDTC par rapport aux techniques PDTC, PDTC-SVM et PDTC-SVM-GWO. Ceci est clairement visible dans: la rapidité de la réponse, la réduction des ondulations du flux et du couple électromagnétique, ainsi que dans la réduction du taux de distorsion harmonique du courant statorique.

Ce travail de recherche peut être poursuivi via l'adoption de plusieurs perspectives possibles entre autres :

- Recherche de méthodes structurelles permettant de minimiser l'impact des courants de circulation,
- Implémentation des algorithmes de commande DTC et DTC-SVM multi-niveaux multiphases,
- Implémentation de la stratégie de commande DTC prédictive multi-niveaux multiphases,
- Combinaison de la DTC avec des méthodes de commande intelligentes,
- Analyse du comportement de la MSAP pentaphasée en régime dégradé,
- Implémentation pratique des algorithmes de commande proposés.

Annexe A

Tableau A.1. Paramètres de la MSAP pentaphasée[5]

| | |
|---------------------------|--------------------------------|
| Nombre de paires de pôles | $p=2$ |
| Résistance statorique | $R_s = 1 \Omega$ |
| Inductance d'axe d | $L_d = 8.5 \text{ mH}$ |
| Inductance d'axe q | $L_q = 8 \text{ mH}$ |
| Flux magnétique permanent | $\phi_{PM} = 0.175 \text{ Wb}$ |
| Moment d'inertie | $J = 0.004 \text{ kg m}^2$ |
| Coefficient de frottement | $f = 0 \text{ N m s / rad}$ |
| Couple résistant | $C_r = 5 \text{ N.m}$ |

Annexe B

Paramètres des régulateurs

1. Commande DTC

Tableau B.1 : Paramètres du régulateur PI

| | |
|----|---|
| | Contrôleur de vitesse |
| PI | $\begin{cases} \xi = 1 \\ \omega_n = 300 \end{cases}$ |

2. Commande DTC-SVM

Tableau B.2 : Paramètres des régulateurs

| | Contrôleur de vitesse | Contrôleur de couple | Contrôleur de flux |
|-------------|---|---|---|
| PI | $\begin{cases} \xi = 1 \\ \omega_n = 300 \end{cases}$ | $\begin{cases} \xi_{Cem} = 0.707 \\ \omega_{nCem} = 750 \end{cases}$ | $\tau_\phi = 0.0001$ |
| PI^α | $\begin{cases} \xi = 1 \\ \omega_n = 300 \end{cases}$ | $\begin{cases} \xi_{Cem} = 0.707 \\ \omega_{nCem} = 750 \\ \alpha = -0.6 \end{cases}$ | $\begin{cases} \tau_\phi = 0.0001 \\ \alpha = -0.6 \end{cases}$ |

3. Paramètres de l'observateur EKF

$$Q = \begin{bmatrix} 10^4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-1} \end{bmatrix}, P = \begin{bmatrix} 10^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-1} \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}$$

4. Paramètres du OMG

$$K_1 = 1, K_2 = 0.1$$

5. Commande DTC-BC

Tableau B.3 : Paramètres de la commande BC

| | Contrôleur de couple | Contrôleur de flux |
|----|----------------------|--------------------|
| BC | $k_1 = 40000,$ | $k_2 = 25001$ |

6. Commande DTC-SMC

Tableau B.4 : Paramètres du SMC

| | Contrôleur de couple | Contrôleur de flux |
|-----|--|--|
| SMC | $\begin{cases} k_{11} = 400 \\ k_{12} = 300 \end{cases}$ | $\begin{cases} k_{21} = 15001 \\ k_{22} = 15000 \end{cases}$ |

7. Commande DTC-SC

Tableau B.5 : Paramètres du SC

| | Contrôleur de couple | Contrôleur de flux |
|----|----------------------|--------------------|
| SC | $T_1 = 0.000111$ | $T_2 = 0.0000333$ |

8. Commande DTC-FOSC

Tableau B.6 : Paramètres du FOSC

| | Contrôleur de couple | Contrôleur de flux |
|------|---|--|
| FOSC | $\begin{cases} T_1 = 0.000111 \\ \alpha = -0.1 \end{cases}$ | $\begin{cases} T_2 = 0.0000333 \\ \alpha = -0.1 \end{cases}$ |

9. Commande PDTTC $k_\phi = 100$

10. Commande PDTTC-SVM-GWO

$$\begin{cases} SearchAgents_no = 10 \\ Max_iter = 30 \\ dim = 2 \\ lb = -100 \\ ub = 100 \end{cases}$$

Bibliographie

- [1] B.S. Khaldi, "Etude de la Commande sans Capteur de Vitesse d'une Machine Asynchrone Pentaphasée Alimentée en Tension. Simulation et Experimentation," Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2022.
- [2] N. Henini, "Etude, Modélisation et Commande des Systèmes Multi-Machines," Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2012.
- [3] L. Parsa, "Performance Improvement of Permanent Magnet AC Motors," Ph.D. Thesis, Khaje Nasir Toosi University, Iran, 2005.
- [4] F. Mehedi, "Commande sans Capteur de Vitesse des Systèmes Multi-machines Synchrones Connectées en Série," Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2019.
- [5] K. Tounsi, "Decoupled Control of AC Machines Connected in Parallel," Thèse de Doctorat, Université de Chlef, 2019.
- [6] D. Difi, "Contribution à la Modélisation Hybride et à la Commande de Couple des Machines Synchrones Polyphasées à Aimants Permanents," Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2021.
- [7] M. Bermúdez, et al., "Predictive Current Control in Electrical Drives: An Illustrated Review With Case Examples Using Five-Phase Induction Motor Drive with Distributed Windings," *IET Electr. Pow. App.*, vol. 14, no. 8, pp. 1291–1310, 2020.
- [8] M. Morawiec, et al., "Feedback Control of Multiphase Induction Machines with Backstepping Technique," *IEEE Trans. Indus. Electro.*, vol. 67, no. 6, pp. 4305–4314, 2020.
- [9] Y. Chedni, et al., "Sensorless Two Series Connected Quasi Six-Phase IM Based Direct Torque Control For Torque Ripples Minimization," *Nonli. Dyn. Sys. Theo.*, vol. 20, no. 2, pp. 153–167, 2020.
- [10] Y. Tatte and M. Aware, "Torque Ripple Reduction in Direct Torque Controlled Five-Phase Induction Motor Using Modified Five-Level Torque Comparator," *Sādhanā*, vol. 43, no. 6, 2018.
- [11] B. S. Khaldi, et al., "DTC-SVM Sensorless Control of Five-Phase Induction Motor Based on Two Different Rotor Speed Estimation Approaches," *Nonli. Dyn. Sys. Theo.*, vol. 21, no. 3, pp. 262–279, 2021.
- [12] Y. Choi, et al., "Feedback Linearization Direct Torque Control with Reduced Torque and Flux Ripples for IPMSM Drives," *IEEE Trans. Power Electro.*, vol. 31, no. 5, pp. 3728–3737, 2016.
- [13] D. Boudana, et al., "Backstepping/DTC Control of a Double Star Synchronous Machine Drive," *Archi. Contr. Scien.*, vol. 20, no. 2, pp. 227–24, 2010.
- [14] A. Ammar, et al., "Robust SVM-Direct Torque Control of Induction Motor Based on Sliding Mode Controller and Sliding Mode Observer," *Fro. Ene.*, vol. 14, pp. 836–849, 2017.
- [15] H. Benbouhenni, et al., "New Integral-Synergetic Controller for Direct Reactive and Active Powers Control of a Dual-Rotor Wind System," *Measure. Contr.*, vol. 57, no. 2, pp. 208–224, 2024.
- [16] I. Podlubny, "Fractional-Order Systems and $PI^{\alpha}D^{\beta}$ Controllers," *IEEE Trans. Auto. Contr.*, vol. 44, no. 1, pp. 208–214, 1999.
- [17] A. Saleem, et al., "Design of a Fractional Order PID Controller with Application to an Induction Motor Drive," *Turki. Jour. Elec.l Engin. Compu. Scie.*, vol. 26, no. 5, pp. 2768–2778, 2018.

-
- [18] S. Guedida, et al., "Novel Speed Sensorless DTC Design for a Five-Phase Induction Motor with an Intelligent Fractional Order Controller Based-MRAS Estimator," *Pow. Electro. Driv.*, vol. 9, no. 44, 2024.
- [19] E. Terfia et al., "Optimal Fractional Order Proportional Integral Controller for Dual Star Induction Motor Based on Particle Swarm Optimization Algorithm," *Jour. Europ. Sys. Auto.*, vol. 56, no. 2, pp. 345–353, 2023.
- [20] H. Echeikh, et al., "Torque Ripples Improvement of Direct Torque Controlled Five-Phase Induction Motor Drive Using Backstepping Control," *IJPEDS*, vol. 11, no. 1, pp. 64–74, 2020.
- [21] T. Kamel, et al., "Sliding Mode Control Based DTC of Sensorless Parallel-Connected Two Five-phase PMSM Drive System," *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 13, no. 3, pp. 1185–1201, 2018.
- [22] N. Henini, et al., "Improved Multimachine Multiphase Electric Vehicle Drive System Based on New SVPWM Strategy And Sliding Mode-Direct Torque Control," *Nonlin. Dyna. Sys. Theo.*, vol. 11, no. 4, pp. 425–438, 2011.
- [23] J. Rodriguez et al., "State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2013.
- [24] H. Mesloub, et al., "Predictive DTC Schemes with PI Regulator and Particle Swarm Optimization for PMSM Drive: Comparative Simulation and Experimental Study," *Inter. Jour. Advan. Manufact. Tech.*, vol. 86, no. 9, pp. 3123–3134, 2016.
- [25] M. Amiri, et al., "A Fixed Switching Frequency Predictive Torque Control Scheme for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation," *Electri. Engine.*, vol. 102, no. 2, pp. 845–857, 2020.
- [26] F. Donoso, et al., "Finite-Set Model Predictive Control Strategies for a 3L-NPC Inverter Operating with Fixed Switching Frequency," *IEEE Trans. Indus. Electro.*, vol. 65, no. 5, pp. 3954–3965, 2018.
- [27] M. Tomlinson, et al., "A Fixed Switching Frequency Scheme for Finite-Control-Set Model Predictive Control—Concept and Algorithm," *IEEE Trans. Indus. Electr.*, vol. 63, no. 12, pp. 7662–7670, 2016.
- [28] Z. Ma, et al., "FPGA Implementation of Model Predictive Control with Constant Switching Frequency for PMSM Drives," *IEEE Trans. Indus. Inform.*, vol. 10, no. 4, pp. 2055–2063, 2014.
- [29] Z. Song, et al., "A Modified Predictive Control Strategy of Three-Phase Grid-Connected Converters with Optimized Action Time Sequence," *Sci. China – Tech. Sci.*, vol. 56, no.4, pp. 1017–1028, Apr. 2013.
- [30] A. Bouafia, et al., "Predictive Direct Power Control of Three-Phase Pulse Width Modulation (PWM) Rectifier Using Space-Vector Modulation (SVM)," *IEEE Trans. Pow. Electro.*, vol. 25, no. 1, pp. 228–236, 2010.
- [31] T. Su, et al., "Torque Ripple Reduction of Induction Motor Based on a Hybrid Method of Model Predictive Torque Control and Particle Swarm Optimization," *Adv. Mechan. Engin.*, vol. 10, no. 10, 2016.
- [32] P. Antoniewicz, et al., "Virtual-Flux-Based Predictive Direct Power Control of AC/DC Converters with Online Inductance Estimation," *IEEE Trans. Indus. Electro.* Vol. 55, no. 12, pp. 4381–4390, 2008.
- [33] A. Anwer, et al., "Sensorless Control of a PMSM Drive Using EKF for Wide Speed Range Supplied by MPPT Based Solar PV System," *Elektron. Elektrot.*, vol. 26, no. 1, pp. 32–39, 2020.
- [34] A. Aissa and B. Mokhtari, "Extended Kalman Filter for Speed Sensorless Direct Torque Control of a PMSM Drive Based Stator Resistance Estimator," *Jour. Electric. Control. Eng.*, vol. 2, no. 6, pp. 33–39, 2012.

-
- [35] N. Bounasla and S. Barkat, "Optimum Design of Fractional Order PI^α Speed Controller for Predictive Direct Torque Control of a Sensorless Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM)," *Jour. Euro. Sys. Auto.*, vol. 53, no. 4, pp. 437–449, 2020.
- [36] E. Benyoussef, et al., "Three-Level DTC Based on Fuzzy Logic and Neural Network of Sensorless DSSM Using Extended Kalman Filter," *Inter. J. Power. Electro. Dri. Sys.*, vol. 5, no. 4, pp. 453–463, 2015.
- [37] A. Hosseyni, et al., "An Improved Sensorless Sliding Mode Control/Adaptive Observer of a Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Drive," *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, vol. 93, pp. 1029–1039, 2017.
- [38] R. Ganapathy and K. Santha, "Review of Sliding Mode Observers for Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives," *Inter. J. of Pow. Electr. Driv. Sys.*, vol. 9, no. 1, pp. 46–54, 2018.
- [39] M. Ahmad, *High Performance AC Drives Modelling Analysis and Control*, Springer, 2010.
- [40] D. Boudana, "Sur la Commande DTC Basée sur les Techniques de Contrôle Robuste de la Machine Synchrone à Double Etoile Alimentée par Convertisseurs Multiniveaux," Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2010.
- [41] A. Hosseynia et al., "Backstepping Control for a Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Drive," *IJPEDS*, vol. 6, no. 4, pp. 842–852, 2015.
- [42] L. Parsa and H. A. Toliyat, "Sensorless Direct Torque Control of Five-Phase Interior Permanent-Magnet Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 43, no. 4, pp. 952–959, 2007.
- [43] M. Siami, et al., "An Experimental Evaluation of Predictive Current Control and Predictive Torque Control for a PMSM Fed by a Matrix Converter," *IEEE Trans. Indus. Electro.* vol. 64, no. 11, pp. 8459–8471, 2017.
- [44] S. Dariusz, "Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnand Synchronous Motor Drive," Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology, Poland, 2005.
- [45] B. Benlahbib, "Fractional Order PID Controller for DC-Link Voltage Regulation in Hybrid System Including Wind Turbine- and Battery Packs-Experimental Validation," *Int. J. Pow. Electro.*, vol. 10, no. 3, 2019.
- [46] N. Bouarroudj, "Commandes par Mode de Glissement d'ordre Fractionnaire Optimisées par Métaheuristique : Application aux Systèmes Non Linéaires et Interconnectés," Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2017.
- [47] R. Zaimeddine, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux," Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2007.
- [48] E. Benyoussef, "Commande Directe du Couple Floue et Neuronale d'un Moteur Synchrone à Double Etoile sans Capteur Mécanique Alimenté par Onduleurs Multiniveaux," Thèse de Doctorat, Université Djilali Liabes, Sidi Belabes, 2015.
- [49] N. Bouarroudj, et al., "Sliding-Mode Controller Based on Fractional Order Calculus for a Class of Nonlinear Systems," *Inter. J. Electr. Comp. Eng.*, vol. 6, no. 5, pp. 2239–2250, 2016.
- [50] A. Hosseyni, et al., "An Improved Sensorless Sliding Mode Control/Adaptive Observer of a Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Drive," *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, vol. 93, pp. 1029–1039, 2017.
- [51] M. Ezzat, "Commande Non Lineaire Sans Capteur de la Machine Synchrone a Aimants Permanents," Thèse de Doctorat, Nantes University, France, 2011.
- [52] D. Zellouma, et al., "Robust Synergetic-Sliding Mode-Based-Backstepping Control of Induction Motor with MRAS Technique," *En. Rep.*, vol. 10, pp. 3665–3680, 2023.

-
- [53] H. Benbouhenni, "Comparative Study of Sliding Mode Control with Synergetic Control for Rotor Side Inverter of the DFIG for Multi-Rotor Wind Power Systems," *Majl. J. Mechatr. Sys.*, vol. 11, no. 2, pp. 29–37, 2023.
- [54] A. A. Kolesnikov, *Modern Applied Control Theory: Synergetic Approach in Control Theory*, TSURE Press, Taganrog, 2000.
- [55] A. Hachana and M. N. Harmas, "Terminal Synergetic Control for Blood Glucose Regulation in Diabetes Patients," *J. of Dyn. Sys. Meas. and Control*, vol. 140, no. 10, pp. 100801–100806, 2018.
- [56] Y. Nettari and S. Kurt, "Design of a New Non-Singular Robust Control Using Synergetic Theory for DC-DC Buck Converter," *Electrica*, vol. 18, no. 2, pp. 292–299, 2018.
- [57] R. Ettouil, et al., "Synergetic Fault-Tolerant Control for Pitch Control of Wind Turbine System," *Elect. Eng.*, vol. 100, no. 7, pp. 2527–2535, 2018.
- [58] A. Saif, et al., "Fractional Synergetic Tracking Control for Robot Manipulator," *J. Cont. Deci.*, vol. 11, no. 1, pp. 139–152, 2022.
- [59] H. Benbouhenni et al., "Fractional-Order Synergetic Control of the Asynchronous Generator-Based Variable-Speed Multi-Rotor Wind Power Systems," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 133490–133508, 2023.
- [60] M. Bouzidi, "Stratégies de Contrôle Direct de Puissance Associées à des Commandes non Linéaires d'un Filtre Actif Parallèle Multiniveaux," *Mémoire de Magister*, Université Djilali Liabes, Sidi Belabes, 2011.
- [61] M. Siami, et al., "An Experimental Evaluation of Predictive Current Control and Predictive Torque Control for a PMSM Fed by a Matrix Converter," *IEEE Trans. Indus. Electro.* vol. 64 no. 11, pp. 8459–8471, 2017.
- [62] P. Antoniewicz, "Predictive Control of Three-Phase AC/DC Converters," *Ph.D. Thesis*, Warsaw University of Technology, 2009.
- [63] A. J. Riveros, et al., "Variable-Speed Five-Phase Induction Motor Drive Based on Predictive Torque Control," *IEEE Trans. Indu. Electro.*, vol. 60, no. 8, pp. 2957–2968, 2013.
- [64] T. Geyer, et al., "Model Predictive Direct Torque Control-Part I: Concept, Algorithm, and Analysis," *IEEE Tran. Indu. Electro.*, vol. 56, no. 6, pp. 1894–1905, 2009.
- [65] M. Pacas M. et al., "Predictive Direct Torque Control for the PM Synchronous Machine," *IEEE Trans. Indu. Electro.*, vol. 52, no. 5, pp. 1350–1356, 2005.
- [66] S. Mirjalili et al., "Grey Wolf Optimizer," *Adv. Eng. Software*, vol. 69, pp. 46–61, 2014.
- [67] M. L. Bittinger et al., *Calculus and its Applications*, 10th Edition, Pearson, 2012.