



Ecole Nationale Polytechnique  
Département d'Automatique  
Laboratoire de Commande des Processus



# Thèse

## de Doctorat en Sciences

### en Génie Électrique

**Option : Automatique**

Présentée par :  
**KHALDI Belgacem Said**  
Magister en Electrotechnique de l' ENP

### *Thème*

## **ETUDE DE LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE ALIMENTEE EN TENSION. SIMULATION ET EXPERIMENTATION**

*Soutenue le 03/02/2022, devant le Jury composé de :*

<i>Président :</i>	BOUDJEMA Farès	Professeur	ENP
<i>Directeurs de thèse :</i>	BOUKHETALA Djamel	Professeur	ENP
	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur	ENP
<i>Examineurs :</i>	BOUDANA Djamel	Professeur	ENP
	BOUCHAFSA Farid	Professeur	USTHB
	BOUCHHIDA Ouahid	Professeur	Univ. YF, Médéa
	MOUALDIA Abdelhafidh	MC. A	Univ. YF, Médéa
<i>Invité :</i>	KOUZOU Abdellah	Professeur	Univ. ZA, Djelfa

ENP 2022





Ecole Nationale Polytechnique  
Département d'Automatique  
Laboratoire de Commande des Processus



# Thèse

## de Doctorat en Sciences

### en Génie Électrique

**Option : Automatique**

Présentée par :  
**KHALDI Belgacem Said**  
Magister en Electrotechnique de l' ENP

### *Thème*

## **ETUDE DE LA COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE ALIMENTEE EN TENSION. SIMULATION ET EXPERIMENTATION**

*Soutenue le 03/02/2022, devant le Jury composé de :*

<i>Président :</i>	BOUDJEMA Farès	Professeur	ENP
<i>Directeurs de thèse :</i>	BOUKHETALA Djamel	Professeur	ENP
	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur	ENP
<i>Examineurs :</i>	BOUDANA Djamel	Professeur	ENP
	BOUCHAFAA Farid	Professeur	USTHB
	BOUCHHIDA Ouahid	Professeur	Univ. YF, Médéa
	MOUALDIA Abdelhafidh	MC. A	Univ. YF, Médéa
<i>Invité :</i>	KOUZOU Abdellah	Professeur	Univ. ZA, Djelfa

ENP 2022

إن هذا العمل مخصص لدراسة التحكم بدون مستشعر السرعة لمحرك لا تزامني خماسي الأطوار. في البداية يتم تقديم تقنيات تحكم مختلفة للآلة على غرار التحكم الموجه في المجال (FOC)، التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC)، والتحكم في تعديل متجه الفضاء (-DTC SVM). وقد تم تطوير أربعة طرق لتقدير السرعة للآلة خماسية الطور، حيث أجرينا دراسات مقارنة هدفها الرئيسي هو ضمان التحكم الدقيق في سرعة الدوار مع تحسين الأداء الديناميكي. تعتمد الطريقة الأولى على مراقب للتدفق و السرعة، أما الثانية فتركز على نموذج النظام المرجعي التكيفي MRAS، فيما تعتمد الطريقة الثالثة على مراقب تكيفي كامل، في حين تستعمل الطريقة الأخيرة قياس الطاقة التي تستخدم متغيراً جديداً يسمى متعدد الحسابات. يتم تقديم نتائج المحاكاة لأنواع مختلفة من عناصر التحكم، كما تم إجراء تجارب بالزمن الحقيقي باستخدام dSPACE 1104 التي تبرز جدوى الطرق المعتمدة في أساليب تقدير السرعة.

**الكلمات المفتاحية:** التحكم المباشر في عزم الدوران، التحكم في تعديل متجه الفضاء، آلة تيار خماسي الأطوار غير تزامنية، تحكم بدون مستشعر السرعة، نموذج نظام مرجعي تكيفي، مراقب متكيف.

## Abstract

The present work is devoted to the study of the speed sensorless control of the five-phase induction machine fed by voltage source inverter. Firstly, we present the used control techniques such as the field oriented control (FOC) and the direct torque control (DTC) combined with the space vector modulation control (DTC-SVM). Secondly, four speed estimation approaches, which have been applied to the five phase induction machine, are presented where comparative studies have been conducted based on the rotor speed estimation accuracy and the dynamics tracking performance. The first approach is based on the flux and speed observer, the second one uses the model reference adaptive system estimator MRAS, while the third one focuses on the full order adaptive observer; the last one called multi-scalar technique is based on the measurements of the actual active power. Finally, the obtained results based on simulation and experimental set-up using dSPACE 1104 are presented. The obtained results showed the feasibility and performance of the proposed approaches.

**Keywords :** direct torque control (DTC), space vector modulation (SVM), stator flux oriented control (SFOC), five-phase induction machine, speed sensorless, adaptive observer, model reference adaptive system (MRAS).

## Résumé

La présente thèse concerne l'étude de la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension. En premier lieu, nous présentons les différentes techniques de commande de la machine asynchrone pentaphasée à savoir la commande à flux orienté, la commande directe du couple, et la commande à modulation de vecteurs spatiaux. Quatre approches d'estimation de la vitesse de la machine pentaphasée ont été proposées et des études comparatives ont été menées afin de garantir de bonnes performances dynamiques de la vitesse rotorique. La première approche est basée sur l'observateur de flux et de vitesse, la seconde repose sur l'estimateur adaptatif à modèle de référence, tandis que la troisième est axée sur l'observateur adaptatif d'ordre complet. La dernière approche est fondée sur la mesure de la puissance en utilisant une nouvelle technique appelée multi-scalaire. Des résultats de simulations ont été présentés pour les différents types de commandes. Des implantations expérimentales ont été également réalisées avec tests en temps réel utilisant la carte dSPACE 1104. Les résultats obtenus ont montré la faisabilité et les performances des différentes approches proposées.

**Mots clés :** Commande directe du couple, modulation par vecteurs spatiaux, commande orientée du flux statorique, machine asynchrone pentaphasée, commande sans capteur de vitesse, observateur adaptatif, système adaptatif à référence de modèle.

*A la mémoire de mes chers parents,  
A la mémoire de ma chère sœur Khadidja,  
A ma chère épouse Halima Saadia,  
To my wonderful daughter Nour-Elhouda Baraa,  
A mes frères et sœurs,  
Aux familles KHALDI et LAHRECH,  
A tous mes amis*

*Je dédie ce modeste travail*

# REMERCIEMENTS

EL Hamdouli'Allah, on remercie Dieu le tout puissant de nous avoir donné la santé et la volonté d'entamer et terminer ce travail.

Les travaux menés dans cette thèse ont été effectués à l'École Nationale Polytechnique, au sein du Laboratoire de Commande des Processus (LCP) en collaboration avec le laboratoire du "Department of Electrical & Computer Engineering, Texas A&M University at Qatar, Doha, Qatar".

Tout d'abord, je tiens à adresser mes vifs remerciements à mon directeur de thèse Monsieur Djamel Boukhetala, Professeur à l'École Nationale Polytechnique d'Alger, pour m'avoir encadré pendant ces longues années de thèse, pour sa confiance, sa disponibilité, ainsi que ses encouragements qu'il a su m'adresser.

Je tiens également à exprimer ma grande gratitude à mon directeur de thèse, Monsieur Mohand Oulhadj Mahmoudi, Professeur à l'École Nationale Polytechnique d'Alger, pour son assistance, pour son esprit critique et pour tous les précieux conseils et les remarques pertinentes qu'il m'a apportés.

Que ce travail soit la marque de toute ma considération envers mes encadreurs. Quoiqu'il en soit, il m'est fort difficile de leur témoigner ma reconnaissance en quelques mots.

Je voudrais aussi remercier sincèrement les membres du jury :

Monsieur Farés Boudjema, Professeur à l'École Nationale Polytechnique d'Alger qui me fait ainsi l'honneur de présider ce jury.

Monsieur Djamel Boudana, Professeur à l'École Nationale Polytechnique d'Alger. Monsieur Farid Bouchafaa, Professeur à l'USTHB. Monsieur Ouahid Bouchhida, Professeur à l'Université de Médéa. Monsieur Abdelhafidh Moualdia, Maître de conférences A à l'Université de Médéa. Monsieur Abdellah Kouzou, Professeur à l'Université de Djelfa, d'avoir bien voulu accepter de juger ce travail.

Je suis très reconnaissant à Monsieur Haitham Abu-Rub, Professeur au "Department of Electrical & Computer Engineering, Texas A&M university at Qatar", pour m'avoir accueilli dans son laboratoire et pour tout ce qu'il m'a apporté en matière d'expérimentation pendant mon séjour scientifique à Doha.

Je tiens par ailleurs à remercier tout les membres du laboratoire de Doha, notamment Monsieur Atif Iqbal, Professeur et grand spécialiste du contrôle des machines multiphases, pour les nombreuses discussions fructueuses que nous avons eues ensemble.

Également, je souhaite vivement remercier Monsieur Ralph Kennel, Professeur et directeur du laboratoire des Systèmes d'entraînement électrique et électronique de puissance à l'Université Technique de Munich, Allemagne, de m'avoir fait confiance et m'accueillir au sein de son laboratoire.

Un grand merci à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à rendre mes séjours à Munich et à Doha plus facile.

Mes plus sincères remerciements sont adressés à mon frère et collègue Monsieur Abdellah

Kouzou, Professeur à l'Université de Djelfa, qui a été mon meilleur compagnon durant tous les séjours scientifiques à l'étranger, pour son aide inestimable qui m'a permis de mener à terme ce travail.

Enfin, mes profonds remerciements vont à tous ceux qui ont su apporter leur aide et leur soutien de près ou de loin pour la réalisation de ce travail.

*Belgacem Said KHALDI*

# Table des matières

Table des matières

Table des figures

<b>Introduction générale</b>	<b>17</b>
<b>I Modélisation et commande vectorielle de la machine asynchrone polyphasée dans la configuration de Park</b>	<b>20</b>
I.1 Introduction . . . . .	21
I.2 Modélisation de la machine asynchrone pentaphasée . . . . .	21
I.2.1 Modèle en grandeurs de phase . . . . .	23
I.2.2 Calcul du couple électromagnétique . . . . .	25
I.2.3 Transformation du découplage . . . . .	27
I.2.3.1 Le modèle dans un repère stationnaire . . . . .	27
I.2.3.2 Le modèle dans un repère rotatif . . . . .	30
I.2.3.3 Représentation dans l'espace d'état . . . . .	33
I.3 Commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée . . . . .	34
I.3.1 Commande par orientation du flux rotorique . . . . .	34
I.3.2 Association redresseur- filtre- Onduleur . . . . .	36
I.3.3 Réglage des courants pentaphasés par Hystérésis . . . . .	37
I.3.4 Commande par modulation de largeur d'impulsion . . . . .	38
I.3.5 Résultats de simulation . . . . .	39
I.4 Conclusion . . . . .	44
<b>II Commande directe du couple d'une machine asynchrone pentaphasée</b>	<b>45</b>
II.1 Introduction . . . . .	46
II.2 Fonctionnement à dix étapes de l'onduleur pentaphasé . . . . .	47
II.3 Commande DTC classique de la machine asynchrone pentaphasée . . . . .	50
II.3.1 Principe de base de la commande directe du couple . . . . .	50
II.3.2 Sélection du vecteur de tension . . . . .	53
II.3.3 Estimateur du flux et du couple . . . . .	54
II.3.4 Contrôleurs de flux et du couple . . . . .	56
II.3.5 Résultats de simulation . . . . .	57
II.3.6 Description du banc d'essais expérimental . . . . .	59
II.3.7 Résultats expérimentaux . . . . .	62



II.4	Modulation vectorielle spatiale (SVM) . . . . .	67
II.4.1	Application de deux grands vecteurs spatiaux adjacents . . . . .	68
II.4.2	Application de quatre vecteurs spatiaux (moyens et grands) . . . . .	69
II.4.3	Résultats de simulation de la commande SVM en boucle ouverte . . . . .	71
II.4.4	Résultats expérimentaux . . . . .	76
II.4.5	Structure de la commande DTC-SVM avec le flux en boucle fermée . . . . .	79
II.4.6	Structure de la commande DTC-SVM avec le couple en boucle fermée . . . . .	80
II.4.7	Structure de la commande DTC-SVM avec le flux et le couple en boucle fermée . . . . .	82
II.4.8	Interprétations des résultats . . . . .	83
II.5	Conclusion . . . . .	85
<b>III</b>	<b>Commande adaptative sans capteur de vitesse</b>	<b>86</b>
III.1	Introduction . . . . .	87
III.2	Commande sans capteur mécanique . . . . .	87
III.2.1	Les observateurs . . . . .	88
III.2.1.1	Observateurs déterministes . . . . .	88
III.2.1.2	Observateurs stochastiques . . . . .	88
III.2.1.3	Observateur à structure variable (Mode glissant) . . . . .	88
III.2.1.4	Intelligence artificielle . . . . .	88
III.2.2	Principe de l'estimation d'état . . . . .	88
III.3	Observateur de flux et de vitesse . . . . .	91
III.3.1	Résultats de simulation . . . . .	93
III.4	Commande Adaptative par Modèle de Référence . . . . .	95
III.4.1	Application de l'estimateur MRAS à la commande vectorielle . . . . .	97
III.4.1.1	Résultats de simulation . . . . .	99
III.4.2	Application de l'estimateur MRAS à la commande directe du couple . . . . .	103
III.4.3	Application de l'estimateur MRAS à la commande DTC-SVM . . . . .	105
III.5	Conclusion . . . . .	107
<b>IV</b>	<b>Commande sans capteur DTC-SVM d'une machine asynchrone pentaphasée</b>	<b>108</b>
IV.1	Introduction . . . . .	109
IV.2	Schéma de commande orienté du flux statorique . . . . .	109
IV.2.1	Résultats expérimentaux . . . . .	109
IV.3	Observateur adaptatif d'ordre complet . . . . .	112
IV.3.1	Résultats de simulation . . . . .	114
IV.3.2	Résultats expérimentaux . . . . .	115
IV.4	Estimateur de vitesse basé sur la mesure de la puissance . . . . .	117
IV.4.1	Résultats de simulation . . . . .	118
IV.4.1.1	Estimateur EstMP - DTC classique . . . . .	118
IV.4.1.2	Estimateur EstMP - DTC-SVM . . . . .	119
IV.4.1.3	Étude comparative . . . . .	123

IV.4.2 Résultats expérimentaux . . . . .	127
IV.5 Conclusion . . . . .	132
<b>Conclusion générale</b>	<b>133</b>
<b>Bibliographie</b>	<b>135</b>
<b>Appendices</b>	<b>145</b>

# Table des figures

I.1	Représentation schématique d'une machine asynchrone pentaphasée . . . . .	22
I.2	Le repère rotatif $d - q$ . . . . .	31
I.3	Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone pentaphasée . . . . .	32
I.4	Schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux rotorique . . . . .	35
I.5	Onduleur à modulation de largeur d'impulsion à cinq phases . . . . .	36
I.6	Principe de la commande par hystérésis . . . . .	37
I.7	Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte -onduleur à hystérésis commandé en courant . . . . .	37
I.8	Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte -onduleur MLI commandé en courant . . . . .	38
I.9	Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte -onduleur MLI commandé en tension . . . . .	38
I.10	Commande en courant par hystérésis, simulation de la commande vectorielle avec application de charge . . . . .	40
I.11	Commande en courant par hystérésis, simulation de la commande vectorielle avec inversion de vitesse . . . . .	40
I.12	Commande en courant par hystérésis, simulation de la commande vectorielle avec application de charge . . . . .	41
I.13	Commande en courant par MLI, simulation de la commande vectorielle avec application de charge . . . . .	41
I.14	Commande en courant par MLI, simulation de la commande vectorielle avec application de charge . . . . .	42
I.15	Commande en courant par MLI, simulation de la commande vectorielle avec inversion de vitesse . . . . .	42
I.16	Commande en tension par MLI, simulation de la commande vectorielle avec application de charge . . . . .	43
I.17	Commande en tension par MLI, simulation de la Commande vectorielle avec application de charge . . . . .	43
I.18	Commande en tension par MLI, simulation de la Commande vectorielle avec inversion de vitesse . . . . .	44
II.1	Système d'entraînement à moteur asynchrone à cinq phases . . . . .	47
II.2	30 vecteurs de commutation non nuls plan $\alpha - \beta$ . . . . .	48
II.3	Signaux de commutation de commande d'un onduleur de tension à cinq phases dans le fonctionnement à dix étapes . . . . .	50

II.4	Tensions composées de l'onduleur dans le mode de fonctionnement à 10 étapes	51
II.5	Tensions de phases de l'onduleur dans le mode de fonctionnement à 10 étapes	51
II.6	Simulation -en charge- lors du fonctionnement de l'onduleur à 10 étapes . . . .	52
II.7	Impact du vecteur de tension sur le flux statorique et l'angle de charge . . . . .	53
II.8	Vecteurs spatiaux de tension de l'onduleur pentaphasé . . . . .	54
II.9	Diagramme des vecteurs spatiaux de tension et de flux pour la commande DTC	54
II.10	Dix vecteurs de commutation pour un système commandé par un onduleur à cinq phases . . . . .	55
II.11	Comparateurs à hystérésis : (a) à 2 niveaux du flux, (b) à 3 niveaux du couple	56
II.12	Principe du Contrôle direct du couple . . . . .	57
II.13	Contrôle direct du couple de la machine asynchrone à cinq phases . . . . .	57
II.14	Secteurs et position du flux estimé en régime permanent . . . . .	58
II.15	Simulation de la commande DTC classique avec inversion de vitesse . . . . .	58
II.16	Simulation de la commande DTC classique avec application de charge . . . . .	59
II.17	Schéma bloc du dispositif expérimental . . . . .	61
II.18	Vue d'ensemble du banc de test expérimental . . . . .	61
II.19	Machine asynchrone 05 phases et la machine à courant continu . . . . .	62
II.20	(a) dSPACE CLP1104 (b) Module de puissance, onduleur de tension 05Ph . . .	62
II.21	Signaux de commande SVPWM pour 04 phases de l'onduleur . . . . .	63
II.22	Exemple de temps mort pour deux signaux de commande de deux interrupteurs appartenant au même bras de l'onduleur . . . . .	63
II.23	Résultats expérimentaux (DTC classique) en régime permanent : de haut : a) Secteurs (5 sect/div), b) Position du flux estimé (180°/div) . . . . .	64
II.24	Résultats expérimentaux DTC avec inversion de vitesse : de haut : a) Vitesses de référence et réelle ((314.15 rad/s)/div), b) Couple électromagnétique (5 N.m/div) . . . . .	64
II.25	Résultats expérimentaux DTC avec application de charge : de haut : a) Vitesses de référence et réelle ((314.15 rad/s)/div), b) Couple électromagnétique (5 N.m/div) . . . . .	65
II.26	Résultats expérimentaux DTC : Courants de phases statoriques (5A/div) . . .	65
II.28	Résultats expérimentaux (DTC classique) avec inversion de vitesse et application de charge : de haut : a) flux $\phi_{\alpha s}$ (1.5 wb/div), b) flux $\phi_s$ (1.5 wb/div), c) flux $\phi_{\beta s}$ (1.5 wb/div) . . . . .	66
II.27	Résultats expérimentaux (DTC classique) : de haut : a) flux $\phi_{\alpha s}$ (1.5 wb/div), b) flux $\phi_s$ (1.5 wb/div), c) flux $\phi_{\beta s}$ (1.5 wb/div) . . . . .	66
II.29	Vecteurs spatiaux de tension de phases dans le repère $\alpha - \beta$ . . . . .	68
II.30	Vecteurs spatiaux de tension de phases dans le repère $x - y$ . . . . .	68
II.31	Calcul du temps vectoriel dans le 1 <sup>er</sup> secteur pour un onduleur à cinq phases .	69
II.32	Schéma de commutation SVPWM, (1 <sup>er</sup> et 2 <sup>eme</sup> secteur utilisant larges vecteurs)	70
II.33	Schéma de commutation SVPWM, (1 <sup>er</sup> secteur utilisant larges et moyennes vecteurs) . . . . .	71

II.34	Principe de la modulation vectorielle utilisant 04 vecteurs (plans $(\alpha - \beta)$ et $(x - y)$ ) . . . . .	71
II.35	Simulation en Boucle Ouverte avec application d'une charge (technique SVPWM - 02 grands vecteurs) . . . . .	72
II.36	Allures des tensions de sortie (technique SVPWM - 02 grands vecteurs) . . . . .	72
II.37	Allures et spectre harmonique des tensions de phase (SVPWM - 02 grands vecteurs) . . . . .	73
II.38	Allures des courants de phases (technique SVPWM - 02 grands vecteurs) . . . . .	73
II.39	Allures des courants de phases (technique SVPWM - 02 grands et 02 moyens vecteurs) . . . . .	74
II.40	Simulation en Boucle Ouverte avec application d'une charge (technique SVPWM - 02 grands et 02 moyens vecteurs) . . . . .	74
II.41	Allures des tensions de sortie (technique SVPWM - 02 grands et 02 moyens vecteurs) . . . . .	75
II.42	Allures et spectre harmonique des tensions de phases (SVPWM - 2G - 2M vecteurs) . . . . .	75
II.43	Allure de la tension composée $v_{ab}$ (technique SVPWM - 2G - 2M vecteurs) . . . . .	76
II.44	Résultats expérimentaux : Tension de sortie phase (a) de l'onduleur (175 $v/div$ ) (technique SVPWM - 02 grands vecteurs) . . . . .	77
II.45	Résultats expérimentaux : Tension de sortie phase (a) de l'onduleur (350 $v/div$ ) (technique SVPWM - 02 grands et 02 moyens vecteurs) . . . . .	77
II.46	Résultats expérimentaux : Vitesse ((100 $rad/s$ )/div) et couple électromagnétique (10 $N.m/div$ ) (technique SVPWM - 02 grands et 02 moyens vecteurs) . . . . .	78
II.47	Résultats expérimentaux : Courants statoriques $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i_{ds}$ (1.5 $A/div$ ) (technique SVPWM - 02 grands et 02 moyens vecteurs) . . . . .	78
II.48	Résultats expérimentaux : Tension composée aux bornes des phases du moteur (700 $v/div$ ) (technique SVPWM - 02 grands et 02 moyens vecteurs) . . . . .	79
II.49	Schéma bloc de la commande du flux en boucle fermée . . . . .	80
II.50	Simulation de la commande du flux en boucle fermée en inversion de vitesse . . . . .	80
II.51	Simulation de la commande du flux en boucle fermée en charge . . . . .	81
II.52	Schéma bloc de la commande du couple en boucle fermée . . . . .	81
II.53	Simulation de la commande du couple en boucle fermée en inversion de vitesse . . . . .	82
II.54	Simulation de la commande du couple en boucle fermée en charge . . . . .	82
II.55	Diagramme vectoriel . . . . .	83
II.56	Schéma bloc de la commande du flux et du couple en boucle fermée . . . . .	83
II.57	Simulation de la commande du couple et de flux en boucle fermée en inversion de vitesse . . . . .	84
II.58	Simulation de la commande du couple et de flux en boucle fermée en charge . . . . .	84
III.1	Schéma-bloc d'un système en boucle fermée . . . . .	89
III.2	Architecture générale d'un observateur . . . . .	89

III.3	Principe d'estimation d'un observateur d'état . . . . .	90
III.4	Schéma de principe de l'observateur de flux et de vitesse . . . . .	92
III.5	Schéma bloc de l'observateur de flux et de vitesse appliqué à la commande DTC classique onduleur machine asynchrone pentaphasée . . . . .	93
III.6	Simulation de l'observateur ObsFV - DTC classique avec inversion de la vitesse	94
III.7	Simulation de l'observateur ObsFV - DTC classique, fonctionnement à vitesse nominale (application de charge et inversion de vitesse) . . . . .	94
III.8	Simulation de l'observateur ObsFV - DTC classique, fonctionnement à basse vitesse (inversion de vitesse) . . . . .	95
III.9	Schéma de principe de l'estimateur de vitesse MRAS . . . . .	96
III.10	Schéma de principe de l'estimateur de vitesse MRAS - machine asynchrone . .	98
III.11	Schéma bloc de l'estimateur MRAS appliqué à la commande vectorielle onduleur de courant - machine asynchrone pentaphasée . . . . .	98
III.12	Schéma bloc de l'estimateur MRAS appliqué à la commande vectorielle onduleur de tension - machine asynchrone pentaphasée . . . . .	99
III.13	Simulation de l'estimateur MRAS – Commande vectorielle à hystérésis (inversion de la vitesse) . . . . .	100
III.14	Simulation de l'estimateur MRAS – Commande vectorielle à hystérésis (application de charge) . . . . .	101
III.15	Simulation de l'estimateur MRAS – Commande vectorielle onduleur en courant (inversion de la vitesse) . . . . .	101
III.16	Simulation de l'estimateur MRAS – Commande vectorielle onduleur de courant (application de charge) . . . . .	102
III.17	Simulation de l'estimateur MRAS – Commande vectorielle onduleur de tension (inversion de la vitesse) . . . . .	102
III.18	Simulation de l'estimateur MRAS – Commande vectorielle onduleur de tension (application de charge) . . . . .	103
III.19	Schéma bloc de l'estimateur MRAS appliqué à la commande DTC classique onduleur machine asynchrone pentaphasée . . . . .	104
III.20	Simulation de l'estimateur MRAS – DTC classique avec charge et inversion de vitesse . . . . .	104
III.21	Schéma bloc de l'estimateur MRAS appliqué à la commande DTC-SVM onduleur machine asynchrone pentaphasée . . . . .	105
III.22	Simulation de l'estimateur MRAS – DTC SVM avec inversion de la vitesse. . .	106
III.23	Simulation de l'estimateur MRAS – DTC SVM avec charge . . . . .	107
IV.1	Schéma bloc du flux et du couple en boucle fermée . . . . .	110
IV.2	Schéma bloc DTC-SVM de la commande du couple et du flux en boucle fermée	110
IV.3	Résultats expérimentaux (Commande CFBF - DTC-SVM) : Au démarrage : a) Vitesse réelle ((100 rad/s)/div), b) Couple électromagnétique (10 N.m/div)	111
IV.4	Résultats expérimentaux (Commande CFBF - DTC-SVM) : Application de charge : a) Vitesse réelle ((115 rad/s)/div), b) Couple électromagnétique (10 N.m/div)	111

IV.5	Résultats expérimentaux (Commande CFBF - DTC-SVM) : Tension de sortie de l'onduleur (125 <i>volts/div</i> ) (tensions réelle et filtrée) . . . . .	112
IV.6	Résultats expérimentaux (Commande CFBF - DTC-SVM) : Allures des tensions (145 <i>volts/div</i> ) . . . . .	112
IV.7	Résultats expérimentaux (Commande CFBF - DTC-SVM) : a) Vitesse de référence ((150 <i>rad/s</i> )/div), b) Vitesse réelle ((150 <i>rad/s</i> )/div), c) Couple électromagnétique (10 <i>N.m/div</i> ) . . . . .	113
IV.8	Schéma de principe de l'observateur adaptatif d'ordre complet . . . . .	114
IV.9	Schéma bloc de l'observateur adaptatif d'ordre complet appliqué à la commande DTC-SVM onduleur machine asynchrone pentaphasée . . . . .	115
IV.10	Simulation de l'observateur ObsAOC avec inversion de vitesse et application de charge . . . . .	115
IV.11	Résultats expérimentaux (Observateur ObsAOC - DTC-SVM) avec inversion de vitesse : de haut : a) Vitesse de référence b) Vitesse estimée c) Vitesse réelle ((175 <i>rad/s</i> )/div), d) Couple électromagnétique (7.5 <i>N.m/div</i> ) . . . . .	116
IV.12	Résultats expérimentaux (Observateur ObsAOC - DTC-SVM), avec inversion de vitesse : Formes d'onde des courants statoriques $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i_{ds}$ (8 <i>A/div</i> ) . . . . .	116
IV.13	Résultats expérimentaux (Observateur ObsAOC - DTC-SVM), avec application de charge : de haut : (a) Vitesse réelle ((175 <i>rad/s</i> )/div) (b) Couple électromagnétique (5 <i>N.m/div</i> ) . . . . .	117
IV.14	Schéma de principe de la méthode sans capteur de vitesse basée sur la mesure de la puissance . . . . .	118
IV.15	Schéma bloc de l'estimateur de vitesse basé sur la mesure de puissance appliqué à la commande DTC classique onduleur machine asynchrone pentaphasée . . . . .	119
IV.16	Simulation de l'estimateur EstMP - DTC classique avec application de charge . . . . .	120
IV.17	Simulation de l'estimateur EstMP - DTC classique avec inversion de vitesse . . . . .	120
IV.18	Schéma bloc de l'estimateur de vitesse basé sur la mesure de puissance appliqué à la commande DTC-SVM onduleur machine asynchrone pentaphasée . . . . .	121
IV.19	Simulation de l'estimateur EstMP - DTC-SVM avec application de charge . . . . .	121
IV.20	Simulation de l'estimateur EstMP - DTC-SVM avec inversion de vitesse . . . . .	122
IV.21	Simulation de l'estimateur EstMP - DTC-SVM avec application de charge . . . . .	122
IV.22	Spectre harmonique pour la tension de sortie en utilisant l'estimateur ObsFV . . . . .	124
IV.23	Spectre harmonique pour la tension de sortie en utilisant l'estimateur MRAS . . . . .	124
IV.24	Spectre harmonique pour la tension de sortie en utilisant l'observateur ObsAOC . . . . .	125
IV.25	Spectre harmonique pour la tension de sortie en utilisant l'estimateur EstMP . . . . .	125
IV.26	Inversion à la vitesse nominale des techniques sans capteur a) ObsAOC, b) MRAS . . . . .	126
IV.27	Inversion à basse vitesse des techniques sans capteur a) ObsAOC, b) MRAS . . . . .	126
IV.28	Inversion à basse vitesse de la technique sans capteur EstMP . . . . .	127
IV.29	Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC classique) avec inversion de vitesse, de haut : a) Vitesse de référence b) Vitesse estimée c) Vitesse réelle ((150 <i>rad/s</i> )/div) . . . . .	128

IV.30	Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC classique), inversion de vitesse et application de charge, de haut : a) Vitesse de référence b) Vitesse estimée c) Vitesse réelle ((150 rad/s)/div), b) Couple électromagnétique (10 N.m/div) . . . . .	128
IV.31	Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC classique), inversion de vitesse et application de charge, de haut : a) Vitesse estimée b) Vitesse réelle ((150 rad/s)/div), c) Couple électromagnétique (10 N.m/div) . . . . .	129
IV.32	Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC classique) avec application de charge : Flux $\phi_\alpha$ et $\phi_\beta$ (1 wb/div) . . . . .	129
IV.33	Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC-SVM) avec inversion de vitesse : de haut : a) Vitesse de référence b) Vitesse estimée c) Vitesse réelle ((175 rad/s)/div), d) Couple électromagnétique (7.5 N.m/div) . . . . .	130
IV.34	Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC-SVM) : avec inversion de vitesse : Courants du stator dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ) (2A/div) . . . . .	130
IV.35	Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC-SVM) : Courants du stator dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ) (2A/div) . . . . .	131
IV.36	Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC-SVM) : Flux dans le plan $\alpha$ - $\beta$ (1 wb/div) . . . . .	131
IV.37	Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC-SVM) : Forme d'ondes de la tension de sortie de l'onduleur (600 volts/div) . . . . .	132



# Abréviations

CAN	Convertisseurs Analogiques Numériques
CBF	La commande du Couple en Boucle Fermée
CFBF	La commande du Couple et de Flux en Boucle Fermée
CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor
CNA	Convertisseurs Numériques Analogiques
DC	Direct Current
DSC	Direct Self-Control
DSP	Digital Signal Processor
DTC	Direct Torque Control
DTC-SVM	Direct Torque Control Space Vector Modulation
EstMP	Estimateur basé sur la Mesure de Puissance
FBF	La commande de Flux en Boucle Fermée
FD	Flux Decreased
FI	Flux Increased
FOC	Field Oriented control
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
MAS	Machine asynchrone
MAS5ph	Machine asynchrone à cinq phases
MCC	Machine à Courant Continu
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
MMF	MagnetoMotive Force
MRAS	Model Reference Adaptive System
ObsAOC	Observateur Adaptatif d'ordre complet
ObsFV	Observateur de Flux et de Vitesse
PI	Proportionnel-Intégral
PWM	Pulse with modulation
RTI	Real Time Interface
SFOC	Stator Field Oriented control
SVM	Space Vector Modulation
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
TN	Negative Torque
TP	Positive Torque
TTL	Transistor-Transistor Logic
VSI	Voltage source inverter

# Notations

$\delta$	Position du rotor par rapport au référentiel ( $d - q$ )
$\omega, \omega_r$	Vitesses angulaires électriques du rotor
$\Omega_m = \frac{d\theta_m}{dt}$	Vitesse angulaire mécanique réel du rotor
$\omega_{gl}$	Vitesse de glissement
$\omega_s$	Vitesse du référentiel ( $d - q$ )
$\phi_a, \phi_b, \phi_c, \phi_d, \phi_e$	Flux
$\rho$	Déviations angulaires entre le flux statorique et l'axe d du repère de Park
$\sigma$	Coefficient de dispersion
$\theta$	Position instantanée du référentiel du rotor par rapport au référentiel stationnaire
$\theta_m$	Position mécanique réelle du rotor

$\theta_r$	Position électrique du rotor $\theta_r = p\theta_m$
$\theta_s$	Position instantanée du référentiel ( $d - q$ ) par rapport au référentiel stationnaire
$C_{em}$	Couple électromagnétique délivré par le moteur
$C_r$	Couple résistant appliqué sur l'arbre du moteur
$f$	Coefficient de frottement
$i_a, i_b, i_c, i_d, i_e$	Courants de phases
$J$	Moment d'inertie
$L_{ls}, L_{lr}$	Inductances de fuite statorique et rotorique
$L_m = (5/2)M$	Inductance mutuelle dans le référentiel stationnaire/rotatif
$L_{sr}, L_{rs}$	Inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques
$M$	Inductance mutuelle
$p$	Nombre de paires de pôles
$R_r, L_r$	Résistance et Inductance rotoriques
$R_s, L_s$	Résistance et Inductance d'une phase statorique
$S_a, S_b, S_c, S_d, S_e$	Signaux de commande
$T_e$	Période d'échantillonnage
$v_a, v_b, v_c, v_d, v_e$	Tensions de phases
$v_{dc}$	Tension d'alimentation du bus continu de l'onduleur
$x_\alpha, x_\beta$	Composantes de la grandeur $x$ dans le repère ( $\alpha - \beta$ )
$x_d, x_q$	Composantes de la grandeur $x$ dans le repère ( $d - q$ )
$x_x, x_y$	Composantes de la grandeur $x$ dans le repère ( $x - y$ )
$W_{co}$	Énergie magnétique emmagasinée

Généralement on note les grandeurs statoriques par  $x_s$  ou  $x^s$ , les grandeurs rotoriques par  $x_r$  ou  $x^r$ . Les grandeurs estimées sont indiquées avec un accent circonflexe  $\hat{x}$ . Les grandeurs de références sont désignées avec un astérisque  $x^*$  ou par  $x_{ref}$ .

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

LES moteurs électriques sont le cheval de bataille de l'industrie depuis plus d'un siècle. Actuellement, plus de 65% de l'électricité consommée dans le monde par le secteur industriel est utilisée dans des systèmes entraînés par des moteurs électriques [1].

Le moteur à courant alternatif triphasé est utilisé comme principale machine motrice depuis très longue période. La principale raison de l'utilisation de ces machines est la disponibilité d'une alimentation en courant alternatif triphasé à partir du réseau, et le faible coût de transmission. Parmi les différents types des machines triphasées, on trouve la machine asynchrone qui s'est imposée depuis des décennies dans les applications industrielles, elle est la plus répandue en raison de sa robustesse, sa simplicité et son prix raisonnable [2].

L'utilisation des onduleurs de tension conjointement avec les différents techniques de commande pour l'entraînement des machines triphasées, tel que la commande vectorielle (FOC), la commande directe du couple (DTC), a permis l'économie d'énergie, l'exploitation du rendement maximal du moteur et la durabilité du système d'entraînement [3]. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques megawatts), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et leur fréquence de commutation [4].

Avec la disponibilité de dispositifs électroniques de haute puissance qui alimentent le moteur, et en raison de leurs avantages par rapport aux entraînements triphasés classiques, les entraînements multiphasés sont devenus des solutions dans les applications à forte puissance telles que la traction de locomotives, la propulsion maritime et/ou à fort courant dans les véhicules électriques et hybrides [5]. En effet, l'énergie à convertir est, dans certains cas, si importante qu'elle est préférable de la subdiviser. La segmentation de la puissance devienne donc une solution couramment utilisée pour surmonter la contrainte des courants élevés. La première variante de segmentation consiste à alimenter la machine triphasée au moyen d'un onduleur multiniveaux, l'autre variante de segmentation énergétique est l'utilisation d'une machine polyphasée. De ce fait, le nombre élevé de phases présente plusieurs avantages, tels que la réduction de la puissance du convertisseur par phase, la réduction de l'amplitude des pulsations du couple et la diminution du contenu en harmoniques des courants [6–9]. En outre, un plus grand nombre de phases peuvent être utilisées afin d'améliorer les performances du système d'entraînement, comme l'amélioration du couple [10–13], de la tolérance aux défauts [14–16] ainsi que la commande d'entraînement multi-moteur [17–19].

Les travaux sur la commande des moteurs électriques sont généralement basés sur trois parties distinctes : le convertisseur statique, les capteurs et le contrôleur. L'évolution de l'électronique de puissance conjointement avec l'électronique numérique contribue à l'élaboration des algorithmes de commande avancés améliorant les performances statiques et dynamiques de la machine. Les capteurs évaluent le comportement réel du système et transmettent l'information au contrôleur. Ce dernier génère les grandeurs permettant de piloter le module convertisseur statique, en tenant compte des références de commande, des données fournies par les capteurs et des différents algorithmes employés. Ces commandes présentent en effet l'inconvénient de nécessiter, dans la plupart des cas, l'utilisation d'un capteur mécanique, ce qui entraîne un coût

supplémentaire et une dégradation de la fiabilité du moteur asynchrone.

Le thème de notre thèse porte sur l'étude et l'analyse de la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone pentaphasée (à cinq phases) basée sur la combinaison de la technique de commande vectorielle, de la commande directe du couple (DTC) et de la technique de modulation vectorielle (SVM). En effet, cette commande sans capteur appliquée à la machine est élaborée en utilisant différentes approches d'estimation de la vitesse du rotor. La première approche utilisée est basée sur l'observateur de flux et de vitesse, [20]. La seconde approche est fondée sur l'estimateur de système adaptatif à modèle de référence [21,22]. Alors que la troisième approche repose sur l'observateur adaptatif d'ordre complet, [23], afin d'estimer aussi bien la vitesse et le flux rotorique. La dernière approche utilise la mesure de la puissance active ainsi qu'une nouvelle variable appelée multi-scalaire calculée dans un référentiel arbitraire, [24,25].

Actuellement, les travaux de recherche sur les entraînements des moteurs à induction sont focalisés sur la commande sans capteur de vitesse, en éliminant les capteurs de vitesse montés sur l'arbre du moteur. En effet, le fonctionnement DTC sans capteur d'un entraînement d'une machine à induction triphasée est largement présenté, analysé et discuté dans la littérature afin d'augmenter l'efficacité et de réduire le coût [26,27], contrairement au cas des machines multiphasées. Peu de publications sur le fonctionnement sans capteur d'une machine multiphasée sont disponibles dans la littérature [28–37]. Quelques activités de recherche documentées traitent la commande sans capteur d'un moteur à cinq phases comme une extension du cas triphasé. H. Echeikh et al. [32] ont proposé un observateur à mode glissant amélioré pour la commande sans capteur d'une machine pentaphasée. O. Gonzalez et al. [34] ont proposé une commande sans capteur de vitesse d'une machine à induction à cinq phases en utilisant une boucle interne de la commande prédictive à base de modèle. Dans [35], les auteurs ont décrit l'utilisation de 02 plans du système d'observateurs de vitesse pour une machine à cinq phases alimentée en courant.

Il est connu que la commande sans capteur de vitesse la plus populaire est la technique MRAS en raison de sa simplicité de mise en œuvre. Dans certains travaux antérieurs, l'estimateur de vitesse MRAS est appliqué à la machine à induction à cinq phases avec plusieurs schémas tels que la commande scalaire [31], la commande vectorielle [28] et la commande SVM-backstepping [22]. Cependant, un nombre limité de travaux a étudié la commande directe du couple d'une machine à induction à cinq phases.

Dans les travaux que nous présentons, différentes approches d'estimation de la vitesse sont présentées et appliquées sur la machine pentaphasée à induction afin de réaliser sa commande sans capteur. L'analyse des résultats obtenus nous a permis de mettre en évidence les performances et les comparer en termes de temps de calcul du processeur, de la taille de la mémoire ainsi que de la robustesse vis-à-vis de la régulation, de suivi, et de rejet de perturbations. Les résultats obtenus par simulation ont été validés et comparés avec les résultats obtenus expérimentalement.

En premier lieu, après avoir modélisé la machine asynchrone à cinq phases et le convertisseur assurant son alimentation, nous présentons la technique de commande basée sur l'orientation du flux rotorique de la machine asynchrone pentaphasée.

Dans le deuxième chapitre nous développons la commande directe du couple DTC clas-

sique ainsi que deux techniques de la modulation vectorielle SVM, et nous terminerons par une étude de plusieurs structures DTC-SVM en boucle fermée, accompagnée d'une validation expérimentale.

Au troisième chapitre, après un aperçu sur la commande sans capteur mécanique, nous présenterons un observateur de flux et de vitesse puis l'application de l'estimateur MRAS à la commande vectorielle et à la commande directe du couple de l'association onduleur- machine pentaphasée.

Dans le dernier chapitre, nous proposerons deux méthodes sans capteur de la machine pentaphasée, l'un c'est l'observateur adaptatif d'ordre complet et l'autre, l'estimateur de vitesse basé sur la mesure de puissance. Une étude comparative entre les résultats de simulation et ceux obtenus par expérimentation est ensuite menée.

Finalement nous terminerons notre thèse par une conclusion générale.

---

---

# CHAPITRE I

---

## MODÉLISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE POLYPHASÉE DANS LA CONFIGURATION DE PARK

## I.1 Introduction

L'entraînement électrique à haute puissance est un grand défi pour la recherche. La solution réside dans l'utilisation d'un nombre de phases supérieur à trois. La théorie générale des machines rotatives, appliquée aux analyses des machines triphasées est également adaptée à l'analyse des machines multiphasées [38].

Il a été démontré par diverses recherches que l'entraînement multiphasé possède certains avantages inhérents par rapport à son homologue triphasé tels que la réduction de la pulsation du couple à une fréquence plus élevée, une densité de couple plus élevée, une plus grande tolérance aux pannes, et permet pour une puissance moteur donnée la réduction de la puissance par phase [6, 9, 17, 39]. La plage de nombre de phases de cinq à neuf sont largement étudiés et rapportés dans la littérature. Parmi les systèmes d'entraînement multiphasés disponibles, le nombre de phase le plus potentiel des machines asynchrones semble être le cinq (05) phases. La première proposition de variateur de vitesse électrique polyphasé remonte probablement à 1969 [8], où un entraînement de moteur asynchrone alimenté par un onduleur de source de tension à 05 phases a été présenté.

Ce chapitre détaille d'abord la modélisation de la machine asynchrone à cinq phases développée dans les grandeurs de phases, puis transformé en un système d'équations découplées dans des référentiels orthogonaux  $(\alpha - \beta)$  et  $(d - q)$ .

Les courants du référentiel  $(d - q)$  contribuent à la production du couple et du flux, alors que les autres composantes  $(x, y)$  et la composante zéro ne contribuent pas. Cela permet une extension simple du principe de la commande orientée du flux rotorique (FOC) à une machine à cinq phases.

Les techniques de commande de l'onduleur, utilisées dans la commande vectorielle, sont présentés en ayant recours à la méthode d'hystérésis et la méthode de modulation de largeurs d'impulsions.

## I.2 Modélisation de la machine asynchrone pentaphasée

Pour déterminer les caractéristiques en régime permanent d'un moteur asynchrone ayant "n" phases, un circuit équivalent par phase peut toujours être utilisé. Cependant, pour déterminer la réponse dynamique qui est indispensable dans les variateurs de vitesse, une modélisation dynamique du moteur est nécessaire [6, 40].

La modélisation de la machine électrique fait, en général, appel à des équations très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de ces machines rendent leurs modèles difficiles à mettre en oeuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

Les bases mathématiques permettant la modélisation des machines polyphasées ont été posées dans la première moitié du 20<sup>e</sup> siècle, [41–44]. L'objectif de l'ensemble de ces travaux est de disposer d'outils simplifiant l'analyse de systèmes décrits par un ensemble d'équations différentielles couplées à paramètres variables.

Les hypothèses simplificatrices émises dans ce travail sont les suivantes :

- Le moteur a un induit symétrique non saturé ;

- L’hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- L’entrefer est d’épaisseur uniforme, l’effet de fente est négligé ;
- Les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants circulant dans les différents enroulements ;
- La distribution du flux le long de l’entrefer est supposée être une forme d’onde sinusoïdale ;
- La distribution spatiale de toutes les forces magnéto-motrices dans la machine est sinusoïdale ;
- L’effet de peau est négligeable ;
- En considérant un déphasage régulier entre chaque deux phases séquencées, les enroulements de toutes les phases sont supposés être identiques.

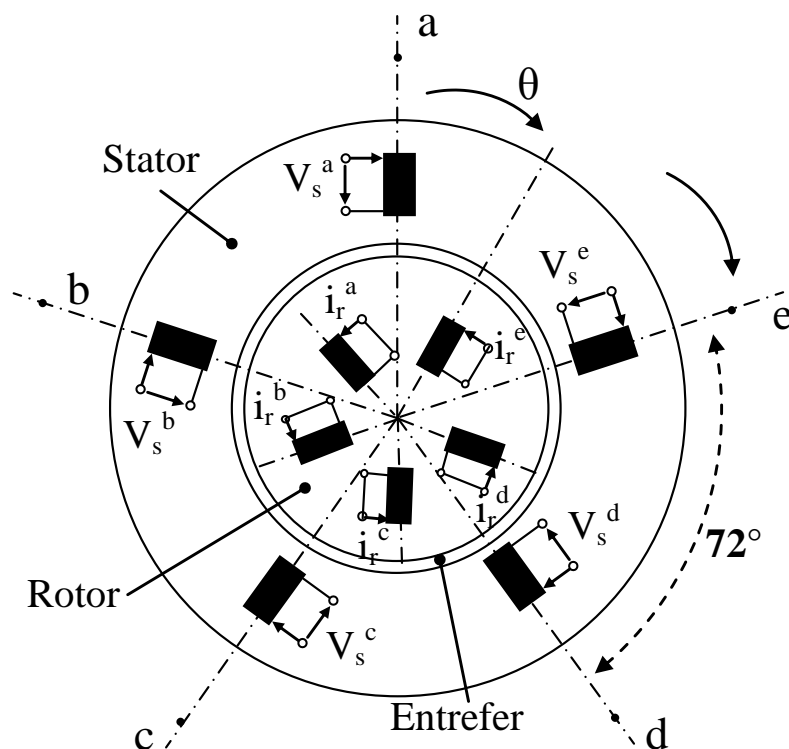


FIGURE I.1: Représentation schématique d'une machine asynchrone pentaphasée

La machine asynchrone pentaphasée, classée machine polyphasée de type 2 (caractérisée par un nombre de phases  $n$  non multiple de trois [45]), comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans les encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés 05 enroulements identiques, à  $p$  paires de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à  $\frac{2\pi}{5} = 72$  degrés. Le circuit électrique du rotor, dit à cage d'écureuil, de loin le plus courant, est soit en aluminium coulé et moulé dans les encoches, soit à barres en cuivre, leurs extrémités sont brasés sur deux anneaux de court-circuit [46].

Les bobines du stator, lorsqu'elles sont excitées par une alimentation sinusoïdale équilibrée à cinq phases, produisent une force magnétomotrice rotative (MMF) d'amplitude constante. Le champ tournant provoque une réaction du rotor et produit un couple utile. Il n'est pas facile, cependant, d'obtenir des tensions sinusoïdales pures à partir d'onduleurs statiques. La tension



de sortie de l'onduleur contient des composantes harmoniques temporelles qui injectent des courants harmoniques dans les enroulements du stator de la machine. La connexion à cinq phases élimine la cinquième et les autres harmoniques d'ordre multiple de 5. Cependant, les autres harmoniques seront présentes avec des amplitudes et des séquences de phase variables [47].

Dans un premier temps nous établissons les équations de la tension et du couple pour la machine asynchrone pentaphasée symétrique exprimées en grandeurs de phase. Puis nous présentons la modification apportée à la transformation liée à un référentiel arbitraire pour un circuit fixe, pour qu'elle soit applicable à un circuit en rotation.

### I.2.1 Modèle en grandeurs de phase

On distingue dans la littérature plusieurs approches pour la modélisation des machines polyphasées, parmi eux celle qui s'articule sur le formalisme vectoriel à partir d'un concept dit multimachine qui consiste à assimiler mathématiquement la machine réelle polyphasée à un ensemble de machines fictives diphasées et monophasées, chaque machine fictive correspond à un sous-espace vectoriel, et le nombre de phases de chaque machine fictive est lié directement à la dimension du sous-espace associé. Autrement dit, la machine polyphasée sera vue comme une association des machines fictives magnétiquement découplées et mécaniquement couplées [18,48–50]. Une autre approche de modélisation consiste à proposer des techniques de commande par vecteurs d'espace de machines polyphasées dans lesquelles les grandeurs réelles de la machine forment un vecteur d'espace qui est décomposé en plusieurs vecteurs d'espace orthogonaux de dimension un ou deux. Dans ce cas, et en choisissant des hypothèses simplificatrices, l'équation en tension de la machine réelle se scinde en plusieurs équations complètement découplées. [51–56]

Le modèle d'une machine asynchrone à cinq phases en termes de tension et de flux peut être écrit sous forme matricielle comme suit [38] :

$$\begin{cases} [v_{abcde}^s] = [R_s] [i_{abcde}^s] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcde}^s] \\ [v_{abcde}^r] = [R_r] [i_{abcde}^r] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcde}^r] = 0 \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

$$\begin{cases} [\phi_{abcde}^s] = [L_s] [i_{abcde}^s] + [L_{sr}] [i_{abcde}^r] \\ [\phi_{abcde}^r] = [L_r] [i_{abcde}^r] + [L_{rs}] [i_{abcde}^s] \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Les équations (I.1) et (I.2) peuvent s'écrire comme suit :

$$[v_{abcde}^s] = [R_s] [i_{abcde}^s] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{abcde}^s] + \frac{d}{dt} [L_{sr} i_{abcde}^r] \quad (\text{I.3})$$

$$[v_{abcde}^r] = [R_r] [i_{abcde}^r] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_{abcde}^r] + \frac{d}{dt} [L_{rs} i_{abcde}^s] = 0 \quad (\text{I.4})$$

La définition suivante des tensions de phase, des courants et des flux s'applique à (I.1) et (I.2) :

$$\begin{bmatrix} v_{abcde}^s \\ v_{abcde}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a^s & v_b^s & v_c^s & v_d^s & v_e^s \\ v_a^r & v_b^r & v_c^r & v_d^r & v_e^r \end{bmatrix}^T. \quad (\text{I.5})$$

$$\begin{bmatrix} i_{abcde}^s \\ i_{abcde}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a^s & i_b^s & i_c^s & i_d^s & i_e^s \\ i_a^r & i_b^r & i_c^r & i_d^r & i_e^r \end{bmatrix}^T. \quad (\text{I.6})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{abcde}^s \\ \phi_{abcde}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_a^s & \phi_b^s & \phi_c^s & \phi_d^s & \phi_e^s \\ \phi_a^r & \phi_b^r & \phi_c^r & \phi_d^r & \phi_e^r \end{bmatrix}^T. \quad (\text{I.7})$$

Les inductances statoriques et rotoriques sont représentés sous forme matricielle similaire à la machine triphasée. En raison de la conservation de l'énergie, la matrice  $[L_s]$  est une matrice symétrique 5 x 5 de la forme [57].

$$[L_s] = \begin{pmatrix} L_{aas} & L_{abs} & L_{acs} & L_{ads} & L_{aes} \\ L_{bas} & L_{bbs} & L_{bcs} & L_{bds} & L_{bes} \\ L_{cas} & L_{cbs} & L_{ccs} & L_{cds} & L_{ces} \\ L_{das} & L_{dbs} & L_{dcs} & L_{dds} & L_{des} \\ L_{eas} & L_{ebs} & L_{ecs} & L_{eds} & L_{ees} \end{pmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Avec :

$L_{aas} = L_{bbs} = L_{ccs} = L_{dds} = L_{ees} = (L_{ls} + M)$  sont les inductances propres des phases a, b, c, d, e.

$L_{abs} = L_{bcs} = L_{cbs} = L_{des} = L_{aes} = M \cdot \cos \alpha$  sont les inductances mutuelles.

$L_{acs} = L_{bds} = L_{ces} = L_{bes} = L_{ads} = M \cdot \cos 2\alpha$  sont les inductances mutuelles.

Pour la machine cinq phases qui a pour déphasage  $\alpha = 2\pi/5$ , la matrice d'inductances de l'équation (I.8) peut être écrite comme suit :

$$[L_s] = \begin{pmatrix} L_{ls} + M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha \\ M \cos \alpha & L_{ls} + M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha \\ M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{ls} + M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha \\ M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{ls} + M & M \cos \alpha \\ M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{ls} + M \end{pmatrix} \quad (\text{I.9})$$

De la même façon les matrices d'inductances rotorique s'écrivent comme suit :

$$[L_r] = \begin{pmatrix} L_{aar} & L_{abr} & L_{acr} & L_{adr} & L_{aer} \\ L_{bar} & L_{bbr} & L_{bcr} & L_{bdr} & L_{ber} \\ L_{car} & L_{cbr} & L_{ccr} & L_{cdr} & L_{cer} \\ L_{dar} & L_{dbr} & L_{dcr} & L_{ddr} & L_{der} \\ L_{ear} & L_{ebr} & L_{ecr} & L_{edr} & L_{eer} \end{pmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[L_r] = \begin{pmatrix} L_{lr} + M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha \\ M \cos \alpha & L_{lr} + M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha \\ M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{lr} + M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha \\ M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{lr} + M & M \cos \alpha \\ M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{lr} + M \end{pmatrix} \quad (\text{I.11})$$

D'après les hypothèses simplificatrices, tous les coefficients d'inductance propre sont constants et les coefficients d'inductance mutuelle ne dépendent que de la position des enroulements. De ce fait, on suppose à tout instant que l'axe magnétique de la phase (a) rotorique fait un angle  $\theta$  avec l'axe magnétique de la phase (a) de l'enroulement statorique (position instantanée du rotor par rapport au stator), Fig. I.1. Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques peuvent être obtenus par [38] :

$$[L_{sr}] = M \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \alpha) & \cos(\theta + 2\alpha) & \cos(\theta - 2\alpha) & \cos(\theta - \alpha) \\ \cos(\theta - \alpha) & \cos \theta & \cos(\theta + \alpha) & \cos(\theta + 2\alpha) & \cos(\theta - 2\alpha) \\ \cos(\theta - 2\alpha) & \cos(\theta - \alpha) & \cos \theta & \cos(\theta + \alpha) & \cos(\theta + 2\alpha) \\ \cos(\theta + 2\alpha) & \cos(\theta - 2\alpha) & \cos(\theta - \alpha) & \cos \theta & \cos(\theta + \alpha) \\ \cos(\theta + \alpha) & \cos(\theta + 2\alpha) & \cos(\theta - 2\alpha) & \cos(\theta - \alpha) & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (I.12)$$

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^T$$

Les matrices des résistances statoriques et rotoriques sont des matrices diagonales 5x5 :

$$[R_s] = \text{diag} (R_s \ R_s \ R_s \ R_s \ R_s) \quad (I.13)$$

$$[R_r] = \text{diag} (R_r \ R_r \ R_r \ R_r \ R_r) \quad (I.14)$$

L'expression dérivée de l'équation I.2 est donné par :

$$\frac{d}{dt} [\phi_{abcde}^s] = [L_s] \frac{d}{dt} [i_{abcde}^s] + \frac{d[L_{sr}]}{dt} [i_{abcde}^r] + [L_{sr}] \frac{d[i_{abcde}^r]}{dt} \quad (I.15)$$

Le second terme de l'équation précédente peut s'écrire de la manière suivante :

$$\frac{d[L_{sr}]}{dt} [i_{abcde}^r] = \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_m} \frac{d\theta_m}{dt} [i_{abcde}^r] \quad (I.16)$$

La vitesse mécanique du rotor est définie par :  $\Omega_m = d\theta_m / dt$ .

L'équation (I.15) peut être écrite sous la forme :

$$\frac{d}{dt} [\phi_{abcde}^s] = [L_s] \frac{d}{dt} [i_{abcde}^s] + \Omega_m \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_m} [i_{abcde}^r] + [L_{sr}] \frac{d[i_{abcde}^r]}{dt} \quad (I.17)$$

## I.2.2 Calcul du couple électromagnétique

L'équation mécanique du mouvement est donné par :

$$J \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + f \frac{d\theta_m}{dt} = C_{em} - C_r \quad (I.18)$$

où  $J$  et  $f$  sont le moment d'inertie et le coefficient de frottement respectivement,  $\theta_m$  est l'angle de rotation électrique et  $C_r$  est le couple de charge.

Le couple électromagnétique  $C_{em}$ , obtenu en fonction des courants de phase du stator et du rotor, s'exprime comme étant la dérivée partielle de la coénergie magnétique en fonction de la position du rotor, [58] :

$$C_{em} = \left( \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_m} \right)_{(i_s, i_r \text{ constant})} \quad (I.19)$$

Dans un système magnétique linéaire, la coénergie est égale à l'énergie magnétique emmagasinée :

$$W_{co} = \frac{1}{2} \left( [i_{abcde}^s]^T [i_{abcde}^r]^T \right) \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^T & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcde}^s \\ i_{abcde}^r \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

soit :

$$W_{co} = \frac{1}{2} [i_{abcde}^s]^T [L_s] [i_{abcde}^s] + \frac{1}{2} [i_{abcde}^s]^T [L_{sr}] [i_{abcde}^r] + \frac{1}{2} [i_{abcde}^r]^T [L_{sr}]^T [i_{abcde}^s] + \frac{1}{2} [i_{abcde}^r]^T [L_r] [i_{abcde}^r] \quad (I.21)$$

Il est clair que les matrices  $[L_s]$  et  $[L_r]$  contiennent que des coefficients constants, alors l'équation (I.19) se réduit a :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [i_{abcde}^s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_m} [i_{abcde}^r] + \frac{1}{2} [i_{abcde}^r]^T \frac{\partial [L_{sr}]^T}{\partial \theta_m} [i_{abcde}^s] \quad (I.22)$$

Puisque le couple  $C_{em}$  est un scalaire, chacun des deux termes du couple doivent être scalaire. Et puisque le transposé d'un scalaire est évidemment le scalaire lui-même, ça doit être vrai que le second terme doit être égal à sa transposée [54], alors :

$$[i_{abcde}^r]^T \frac{\partial [L_{sr}]^T}{\partial \theta_m} [i_{abcde}^s] = \left( [i_{abcde}^r]^T \frac{\partial [L_{sr}]^T}{\partial \theta_m} [i_{abcde}^s] \right)^T \quad (I.23)$$

De l'algèbre matricielle :  $(A^T B^T C)^T = C^T B A$ , on aura :

$$[i_{abcde}^r]^T \frac{\partial [L_{sr}]^T}{\partial \theta_m} [i_{abcde}^s] = [i_{abcde}^s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_m} [i_{abcde}^r] \quad (I.24)$$

Par conséquent, le premier terme de l'équation (I.22) est égal au second. L'équation du couple se réduit à la forme finale :

$$C_{em} = [i_{abcde}^s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_m} [i_{abcde}^r] \quad (I.25)$$

Jusqu'à présent nous avons supposé, pour simplifier, que la machine n'a que deux pôles. En général,  $p$  désigne le nombre de paires de pôles du moteur. Il est clair que toute inductance qui est une fonction du position angulaire subit  $p/2$  cycles complets lorsque  $\theta_m$  varie de 0 à  $2\pi$ .

C'est-à-dire  $\theta = \frac{p}{2}\theta_m$ , où  $\theta$  est la position rotorique en radians électriques (*rad*) [58].

En fonction de  $\theta$  le couple moteur est clairement donné par :

$$C_{em} = \frac{p}{2} [i_{abcde}^s]^T \left[ \frac{d[L]}{d\theta} \right] [i_{abcde}^r] = \frac{p}{2} \left[ [i_{abcde}^s]^T [i_{abcde}^r]^T \right] \left[ \frac{d[L]}{d\theta} \right] \begin{bmatrix} i_{abcde}^s \\ i_{abcde}^r \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

Avec :  $[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^T & [L_r] \end{bmatrix}$

L'équation du couple peut être élaborée comme suit :

$$C_{em} = \frac{p}{2} \begin{bmatrix} 0 & [i_{abcde}^s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta} \\ [i_{abcde}^r]^T \frac{\partial [L_{rs}]}{\partial \theta} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcde}^s \\ i_{abcde}^r \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left( [i_{abcde}^s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta} [i_{abcde}^r] + [i_{abcde}^r]^T \frac{\partial [L_{rs}]}{\partial \theta} [i_{abcde}^s] \right) \quad (I.28)$$

et puisque :

$$[i_{abcde}^r]^T \frac{\partial [L_{rs}]}{\partial \theta} [i_{abcde}^s] = [i_{abcde}^r]^T \frac{\partial [L_{sr}]^T}{\partial \theta} [i_{abcde}^s] = \left( [i_{abcde}^s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta} [i_{abcde}^r] \right)^T \quad (I.29)$$

Le couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p [i_{abcde}^s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta} [i_{abcde}^r] \quad (I.30)$$

En substituant les courants statoriques et rotoriques des équations (I.6) et (I.12) dans (I.30) on aura l'équation du couple sous forme développée :

$$C_{em} = -pM \left\{ \begin{array}{l} (i_{as}i_{ar} + i_{bs}i_{br} + i_{cs}i_{cr} + i_{ds}i_{dr} + i_{es}i_{er}) \sin \theta + \\ (i_{es}i_{ar} + i_{as}i_{br} + i_{bs}i_{cr} + i_{cs}i_{dr} + i_{ds}i_{er}) \sin(\theta + \alpha) + \\ (i_{ds}i_{ar} + i_{es}i_{br} + i_{as}i_{cr} + i_{bs}i_{dr} + i_{cs}i_{er}) \sin(\theta + 2\alpha) + \\ (i_{cs}i_{ar} + i_{ds}i_{br} + i_{es}i_{cr} + i_{as}i_{dr} + i_{bs}i_{er}) \sin(\theta - 2\alpha) + \\ (i_{bs}i_{ar} + i_{cs}i_{br} + i_{ds}i_{cr} + i_{es}i_{dr} + i_{as}i_{er}) \sin(\theta - \alpha) \end{array} \right\} \quad (I.31)$$

Le couple électromagnétique ainsi créé est à son tour couplé mécaniquement à la charge appliquée sur l'arbre de la machine, vérifiant l'équation différentielle suivante :

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - C_r - \frac{f}{p} \omega \quad (I.32)$$

Où  $p$  est le nombre de paires de pôles et  $\omega$  est la vitesse de rotation électrique.

Les équations décrivant la machine à 5 phases sont fortement couplées et contiennent des coefficients dépendant du temps. Afin de simplifier le modèle mathématique de la machine une transformation de découplage est appliquée et la machine pentaphasée est transformée en une machine biphasée équivalente. Cette transformation est présentée dans la section suivante.

### I.2.3 Transformation du découplage

L'approche actuelle de modélisation des machines électriques polyphasée est basée sur la théorie des deux axes qui transforme un système pentaphasé en un système biphasé équivalent d'axes  $(d - q)$  (Fig. I.2), ce qui réduit la complexité du modèle.

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. La transformation des grandeurs physiques est effectué à l'aide de la matrice  $P(\theta)$  dite matrice de Park généralisée, qui est donnée par la combinaison de matrices Concordia  $[C]$  (Repère stationnaire) et la matrice de repère rotatif  $[D]$ ; Cette transformation conserve la puissance instantanée, qui permet de transformer les enroulement statoriques et rotoriques en des enroulement équivalents du point de vue électrique et magnétique et disposés selon deux axes  $(d - q)$  perpendiculaires en deux étapes :

#### I.2.3.1 Le modèle dans un repère stationnaire

D'une façon générale, les enroulements de la machine multiphasée sont décalés de  $\alpha = 2\pi/n$  rad, le modèle de la machine décrit par les équations (I.1-I.32) peut être transformé en utilisant la matrice de transformation de Clarke sous la forme invariante de puissance [38, 43].

La matrice de transformation peut s'écrire [48, 49] :

— Pour  $n$  paire :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

— Pour  $n$  impaire :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \cos\left(\frac{2(n-1)2\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \sin\left(\frac{2(n-1)2\pi}{n}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \dots & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

Pour un nombre de phases  $n$  impaire, les deux premières lignes de la matrice (I.34) définissent les composantes  $(\alpha, \beta)$  dont le couplage stator au rotor apparaît uniquement dans ces équations, alors que la dernière ligne donne la composante zéro. Entre les composantes  $(\alpha, \beta)$  et celle de la composante zéro existe  $(n - 3)/2$  paires de lignes des composantes  $(x, y)$ , donc une paire  $(x, y)$  pour la machine pentaphasée [59].

A partir de (I.34), la matrice de transformation pour un système pentaphasé ( $\alpha = 2\pi/5$ ),

est donc donnée par [51] :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \alpha & 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \cos 4\alpha \\ \beta & 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \sin 4\alpha \\ x & 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos 6\alpha & \cos 8\alpha \\ y & 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin 6\alpha & \sin 8\alpha \\ 0_+ & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \alpha & \sin \alpha & \cos 2\alpha & \sin 2\alpha & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos 2\alpha & \sin 2\alpha & \cos 4\alpha & \sin 4\alpha & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos 3\alpha & \sin 3\alpha & \cos 6\alpha & \sin 6\alpha & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos 4\alpha & \sin 4\alpha & \cos 8\alpha & \sin 8\alpha & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

Avec les nouvelles grandeurs sont définies comme :

$$\begin{aligned} [v_{\alpha\beta xy0}^s] &= [C] [v_{abcde}^s], & [i_{\alpha\beta xy0}^s] &= [C] [i_{abcde}^s], & [\phi_{\alpha\beta xy0}^s] &= [C] [\phi_{abcde}^s] \\ [v_{\alpha\beta xy0}^r] &= [C] [v_{abcde}^r], & [i_{\alpha\beta xy0}^r] &= [C] [i_{abcde}^r], & [\phi_{\alpha\beta xy0}^r] &= [C] [\phi_{abcde}^r] \end{aligned} \quad (\text{I.37})$$

La substitution de (I.35) en combinaison avec (I.37), dans les équations de tension de (I.1) conduit à une forme transformée des équations de tension :

$$\begin{pmatrix} [v_{\alpha\beta xy0}^s] \\ [v_{\alpha\beta xy0}^r] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [R_s] & 0 \\ 0 & [R_r] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [i_{\alpha\beta xy0}^s] \\ [i_{\alpha\beta xy0}^r] \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} [\phi_{\alpha\beta xy0}^s] \\ [\phi_{\alpha\beta xy0}^r] \end{pmatrix} \quad (\text{I.38})$$

qui gardent la même forme que dans le modèle en grandeurs de phase. La transformation des équations de flux donne lieu à :

$$\begin{pmatrix} [\phi_{\alpha\beta xy0}^s] \\ [\phi_{\alpha\beta xy0}^r] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [C] & 0 \\ 0 & [C] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_r] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [C]^{-1} & 0 \\ 0 & [C]^{-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [i_{\alpha\beta xy0}^s] \\ [i_{\alpha\beta xy0}^r] \end{pmatrix} \quad (\text{I.39})$$

$$\begin{pmatrix} [\phi_{\alpha\beta xy0}^s] \\ [\phi_{\alpha\beta xy0}^r] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_{\alpha\beta xy0}^s] & [L_{\alpha\beta xy0}^{sr}] \\ [L_{\alpha\beta xy0}^{rs}] & [L_{\alpha\beta xy0}^r] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [i_{\alpha\beta xy0}^s] \\ [i_{\alpha\beta xy0}^r] \end{pmatrix} \quad (\text{I.40})$$

Avec :

$$[L_{\alpha\beta xy0}] = \begin{pmatrix} [L_{\alpha\beta xy0}^s] & [L_{\alpha\beta xy0}^{sr}] \\ [L_{\alpha\beta xy0}^{rs}] & [L_{\alpha\beta xy0}^r] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [C] [L_s] [C]^{-1} & [C] [L_{sr}] [C]^{-1} \\ [C] [L_{rs}] [C]^{-1} & [C] [L_r] [C]^{-1} \end{pmatrix} \quad (\text{I.41})$$

les sous-matrices individuelles sont par ailleurs égales à [38, 58] :

$$[L_{\alpha\beta xy0}^s] = \begin{bmatrix} L_{Ls} + (5/2)M & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{Ls} + (5/2)M & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (\text{I.42})$$

$$[L_{\alpha\beta xy0}^r] = \begin{bmatrix} L_{lr} + (5/2)M & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + (5/2)M & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{lr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.43})$$

$$[L_{\alpha\beta xy0}^{rs}] = \frac{5}{2}M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.44})$$

$$[L_{\alpha\beta xy0}^{sr}] = \frac{5}{2}M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.45})$$

Où  $\theta$  représente la position instantanée du rotor. Par conséquent, les composantes  $(x, y)$  du stator et du rotor ne sont pas couplées. Et puisque les enroulements sont orthogonaux, il n'y a pas donc de couplage mutuel entre les composantes  $x$  du stator et les composantes  $y$  du stator (de même pour le rotor).

Le couple développé par la machine est donné par :

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left( [i_{\alpha\beta xy0}^s]^T [i_{\alpha\beta xy0}^r]^T \right) \cdot \left( \begin{bmatrix} [C] & 0 \\ 0 & [C] \end{bmatrix} \right) \frac{d}{d\theta} \left( \begin{bmatrix} 0 & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{pmatrix} [C]^{-1} & 0 \\ 0 & [C]^{-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [i_{\alpha\beta xy0}^s] \\ [i_{\alpha\beta xy0}^r] \end{pmatrix} \quad (\text{I.46})$$

Avec :

$$\left( \begin{bmatrix} [C] & 0 \\ 0 & [C] \end{bmatrix} \right) \frac{d}{d\theta} \left( \begin{bmatrix} 0 & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{pmatrix} [C]^{-1} & 0 \\ 0 & [C]^{-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & [C] \frac{d[L_{sr}]}{d\theta} [C]^{-1} \\ [C] \frac{d[L_{rs}]}{d\theta} [C]^{-1} & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{I.47})$$

Les deux sous-matrices sont calculées comme suit :

$$[C] \frac{d[L_{sr}]}{d\theta} [C]^{-1} = -\frac{5}{2}M \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ -\cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.48})$$

Et

$$[C] \frac{d[L_{rs}]}{d\theta} [C]^{-1} = -\frac{5}{2}M \begin{bmatrix} \sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.49})$$

Alors la forme finale de l'équation du couple est donnée par :

$$C_{em} = pL_m [\cos(\theta) (i_{\alpha r} i_{\beta s} - i_{\beta r} i_{\alpha s}) - \sin(\theta) (i_{\alpha r} i_{\alpha s} + i_{\beta r} i_{\beta s})] \quad (\text{I.50})$$

Avec  $L_m = (5/2)M$

En substituant (I.42)-(I.45) dans (I.39), puis dans (I.38) et en prenant en compte que l'enroulement du rotor est court-circuité, les équations de tension peuvent être écrites comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + (L_{ls} + L_m) \frac{di_{\alpha s}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{\alpha r} \cos(\theta) - i_{\beta r} \sin(\theta)) = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\phi_{\alpha s}}{dt} \\ v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + (L_{ls} + L_m) \frac{di_{\beta s}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{\alpha r} \sin(\theta) + i_{\beta r} \cos(\theta)) = R_s i_{\beta s} + \frac{d\phi_{\beta s}}{dt} \\ v_{xs} = R_s i_{xs} + \frac{d\phi_{xs}}{dt} = R_s i_{xs} + L_{ls} \frac{di_{xs}}{dt} \\ v_{ys} = R_s i_{ys} + \frac{d\phi_{ys}}{dt} = R_s i_{ys} + L_{ls} \frac{di_{ys}}{dt} \\ v_{0s} = R_s i_{0s} + \frac{d\phi_{0s}}{dt} = R_s i_{0s} + L_{ls} \frac{di_{0s}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I.51})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{\alpha r} = 0 = R_r i_{\alpha r} + L_r \frac{di_{\alpha r}}{dt} + L_m \frac{di_{\alpha s}}{dt} + \omega \phi_{\beta r} = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} + \omega \phi_{\beta r} \\ v_{\beta r} = 0 = R_r i_{\beta r} + L_r \frac{di_{\beta r}}{dt} + L_m \frac{di_{\beta s}}{dt} - \omega \phi_{\alpha r} = R_r i_{\beta r} + \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} - \omega \phi_{\alpha r} \\ v_{xr} = 0 = R_r i_{xr} + \frac{d\phi_{xr}}{dt} = R_r i_{xr} + L_{lr} \frac{di_{xr}}{dt} \\ v_{yr} = 0 = R_r i_{yr} + \frac{d\phi_{yr}}{dt} = R_r i_{yr} + L_{lr} \frac{di_{yr}}{dt} \\ v_{0r} = 0 = R_r i_{0r} + \frac{d\phi_{0r}}{dt} = R_r i_{0r} + L_{lr} \frac{di_{0r}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I.52})$$

Les équations des flux dans le référentiel stationnaire sont données ci-dessous :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \phi_{\alpha s} = (L_{ls} + L_m) i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} & \phi_{\alpha r} = (L_{lr} + L_m) i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} = (L_{ls} + L_m) i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} & \phi_{\beta r} = (L_{lr} + L_m) i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \\ \phi_{xs} = L_{ls} i_{xs} & \phi_{xr} = L_{lr} i_{xr} \\ \phi_{ys} = L_{ls} i_{ys} & \phi_{yr} = L_{lr} i_{yr} \\ \phi_{0s} = L_{ls} i_{0s} & \phi_{0r} = L_{lr} i_{0r} \end{array} \right. \quad (\text{I.53})$$

L'équation (I.50) du couple montre l'interaction entre les composantes  $(\alpha, \beta)$  statorique et rotorique. A partir des équations au rotor du système (I.52), et puisque le rotor est en court-circuit, les composantes  $(x, y)$  du stator sont découplés de ceux au rotor ; alors les équations des composantes  $(x, y)$  au rotor et l'équation de la composante séquence zéro peuvent être enlevés. Cela laisse seulement, pour le modèle de la machine asynchrone, les quatre premières équations du système (I.51), les deux premières équations du système (I.52) et le couple de l'équation (I.50).

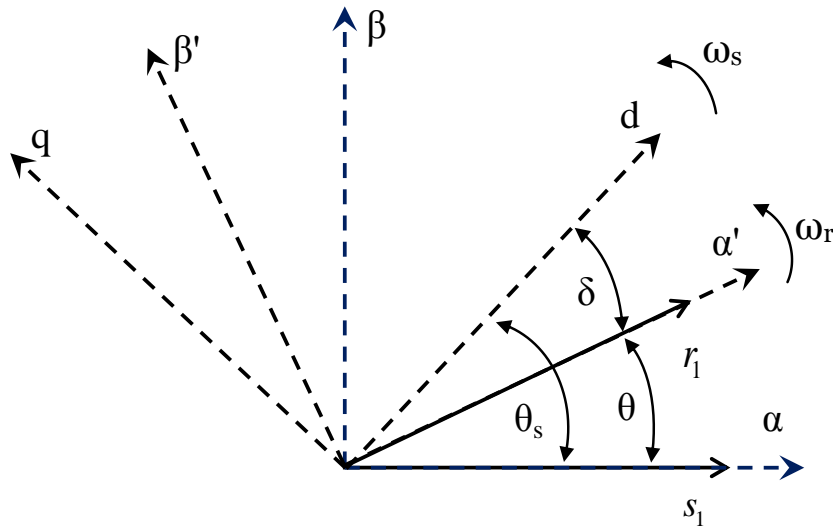
### I.2.3.2 Le modèle dans un repère rotatif

Afin d'exprimer toutes les grandeurs dans un même repère, les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées dans un repère tournant  $(d - q)$  décalé de  $\theta_s$  par rapport au repère fixe, cette transformation se fait à partir de la matrice de rotation  $[D]$  ci-après. Puisque toutes les composantes  $(x, y)$  et les composantes de séquence zéro du stator et du rotor sont découplées, la transformation rotative doit être appliquée aux composantes  $(\alpha, \beta)$  uniquement.

Pour le développement du nouveau modèle, on considère un référentiel  $(d - q)$  qui tourne à une vitesse  $\omega_s$ , dont la position instantanée par rapport au référentiel stationnaire est égale à  $\theta_s$ , (Fig. I.2). De même, le référentiel du rotor  $(\alpha' - \beta')$  tourne à une vitesse  $\omega_r$  et sa position instantanée par rapport au référentiel stationnaire est égale à  $\theta$ . De son côté, la position du rotor par rapport au référentiel  $(d - q)$  est définie par la coordonnée  $\delta$ , qui dépend à chaque instant de la vitesse de glissement  $\omega_{gl}$  conformément à l'équation suivante :

$$\delta = \theta_s - \theta = \int_0^t (\omega_s - \omega_r) \cdot dt = \int_0^t \omega_{gl} \cdot dt \quad (\text{I.54})$$



FIGURE I.2: Le repère rotatif  $d - q$ 

Les matrices de transformation pour le stator et le rotor sont  $[D_s]$  et  $[D_r]$  comme suit, [17] :

$$[D_s] = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s & [0]^{2 \times 3} \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s & [0]^{3 \times 2} \\ [0]^{3 \times 2} & [I]^{3 \times 3} & [I]^{3 \times 3} \end{bmatrix}, \quad [D_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & [0]^{2 \times 3} \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s & [0]^{3 \times 2} \\ [0]^{3 \times 2} & [I]^{3 \times 3} & [I]^{3 \times 3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.55})$$

$$[D_r] = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) & [0]^{2 \times 3} \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) & [0]^{3 \times 2} \\ [0]^{3 \times 2} & [I]^{3 \times 3} & [I]^{3 \times 3} \end{bmatrix}, \quad [D_r]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & -\sin(\delta) & [0]^{2 \times 3} \\ \sin(\delta) & \cos(\delta) & [0]^{3 \times 2} \\ [0]^{3 \times 2} & [I]^{3 \times 3} & [I]^{3 \times 3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.56})$$

La transformation des variables du stator et du rotor est effectuée en utilisant les mêmes expressions de transformation, à la différence que  $\theta_s$  est remplacé par  $\delta$ , ( $\theta_s$  et  $\delta$  sont les angles de transformations pour les variables statoriques et rotoriques respectivement).

Afin de simplifier le modèle, les inductances à coefficients variables dans le temps sont modifiés à des inductances constantes. La matrice  $[P]$  donnée ci-dessous est une transformation qui conserve la puissance instantanée [60].

On peut réaliser ce changement de base sur les grandeurs physiques (tension, flux et courant) qui conduit à une relation matricielle indépendante de l'angle  $\theta$ . Ce changement de base est appelé transformation de Park, Fig. I.3.

Avec  $[P] = [D] \cdot [C]$  on aura :

$$[P_s] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \alpha) & \cos(\theta_s - 2\alpha) & \cos(\theta_s + 2\alpha) & \cos(\theta_s + \alpha) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \alpha) & -\sin(\theta_s - 2\alpha) & -\sin(\theta_s + 2\alpha) & -\sin(\theta_s + \alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(2\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & -\sin(4\alpha) & -\sin(2\alpha) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.57})$$

La transformation des variables rotoriques est similaire en utilisant l'expression de la matrice (I.57), en remplaçant  $\theta_s$  par  $\delta$ .

$$[P_r] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \cos(\delta - \alpha) & \cos(\delta - 2\alpha) & \cos(\delta + 2\alpha) & \cos(\delta + \alpha) \\ -\sin(\delta) & -\sin(\delta - \alpha) & -\sin(\delta - 2\alpha) & -\sin(\delta + 2\alpha) & -\sin(\delta + \alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(2\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & -\sin(4\alpha) & -\sin(2\alpha) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.58})$$

Les composantes  $(x, y, 0)$  dans (I.57 et I.58) sont indépendantes de  $\theta$  (soit  $\theta_s$  ou  $\delta$ ), ce qui ramène la matrice de Park à être écrite sous la forme ci-dessous :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{5}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{5}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{5}) \end{bmatrix}. \quad (\text{I.59})$$

En utilisant ces transformations, les équations dans le domaine  $(d - q - x - y - 0)$  peuvent

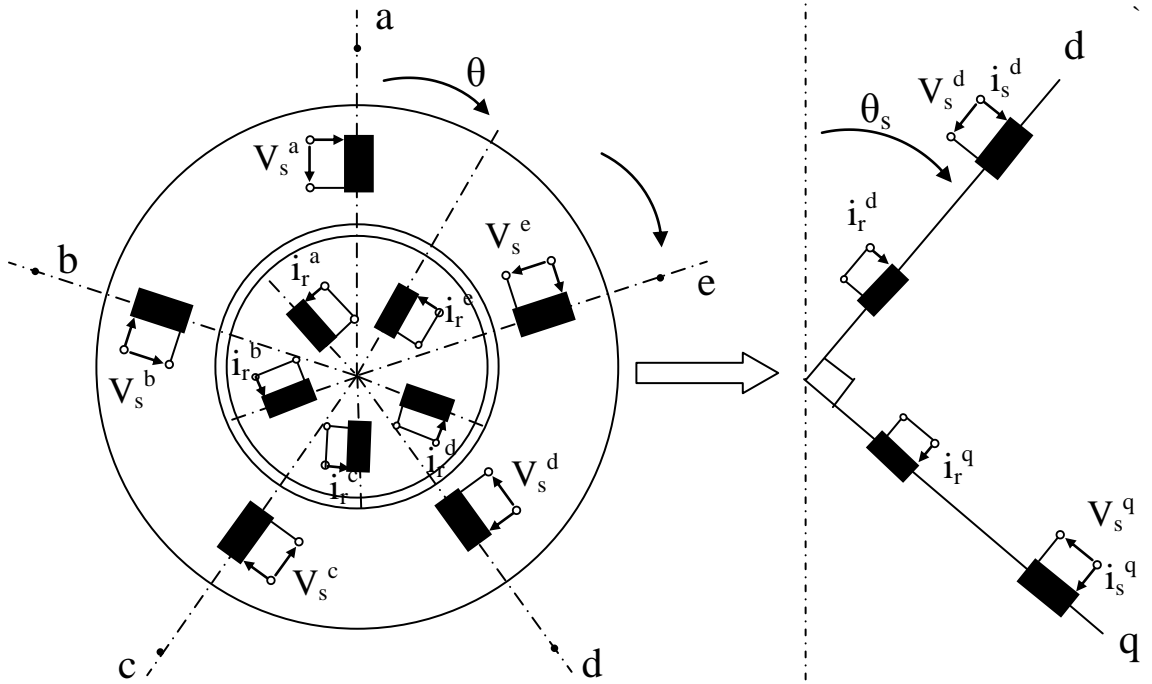


FIGURE I.3: Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone pentaphasée

être écrites comme suit [61] :

$$\begin{aligned} [v_{dqxy0}^s] &= [P_s] [v_{abcde}^s], & [i_{dqxy0}^s] &= [P_s] [i_{abcde}^s], & [\phi_{dqxy0}^s] &= [P_s] [\phi_{abcde}^s] \\ [v_{dqxy0}^r] &= [P_r] [v_{abcde}^r], & [i_{dqxy0}^r] &= [P_r] [i_{abcde}^r], & [\phi_{dqxy0}^r] &= [P_r] [\phi_{abcde}^r] \end{aligned} \quad (\text{I.60})$$

Les équations des tensions statoriques et rotoriques de la machine asynchrone pentaphasée dans un référentiel  $(d - q)$  tournant à la vitesse de synchronisme  $\omega_s$ , s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \phi_{qs} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} & v_{dr} = R_r i_{dr} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \phi_{ds} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} & v_{qr} = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \\ v_{xs} = R_s i_{xs} + \frac{d\phi_{xs}}{dt} & v_{xr} = R_r i_{xr} + \frac{d\phi_{xr}}{dt} \\ v_{ys} = R_s i_{ys} + \frac{d\phi_{ys}}{dt} & v_{yr} = R_r i_{yr} + \frac{d\phi_{yr}}{dt} \\ v_{0s} = R_s i_{0s} + \frac{d\phi_{0s}}{dt} & v_{0r} = R_r i_{0r} + \frac{d\phi_{0r}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.61})$$

Après transformation, les flux  $\phi_{dqxy0}$  au stator et au rotor peuvent être écrits comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds} = (L_{ls} + L_m) i_{ds} + L_m i_{dr} \quad \phi_{dr} = (L_{lr} + L_m) i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qs} = (L_{ls} + L_m) i_{qs} + L_m i_{qr} \quad \phi_{qr} = (L_{lr} + L_m) i_{qr} + L_m i_{qs} \\ \phi_{xs} = L_{ls} i_{xs} \quad \phi_{xr} = L_{lr} i_{xr} \\ \phi_{ys} = L_{ls} i_{ys} \quad \phi_{yr} = L_{lr} i_{yr} \\ \phi_{0s} = L_{ls} i_{0s} \quad \phi_{0r} = L_{lr} i_{0r} \end{array} \right. \quad (\text{I.62})$$

Les différentes expressions du couple électromagnétique développé par la machine sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = p (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \\ C_{em} = p (\phi_{qr} i_{dr} - \phi_{dr} i_{qr}) \\ C_{em} = p L_m (i_{dr} i_{qs} - i_{ds} i_{qr}) \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \end{array} \right. \quad (\text{I.63})$$

D'après ce qui précède, il est clair que la différence entre le modèle de la machine à cinq phases et le modèle de la machine à trois phases est la présence des composantes  $(x, y)$ . Les composantes  $(x, y)$  du rotor sont découplées des composantes  $(d, q)$  et les unes des autres. Comme l'enroulement du rotor est court-circuité, les composantes  $(x, y)$  n'apparaissent pas dans l'enroulement du rotor [60]. Cela signifie que le modèle de la machine asynchrone à cinq phases dans un référentiel arbitraire et stationnaire devient similaire à la machine asynchrone à trois phases. Par conséquent, les mêmes principes de la commande vectorielle ou de la commande directe du couple de la machine asynchrone triphasée peuvent être utilisés.

### I.2.3.3 Représentation dans l'espace d'état

Pour une meilleure représentation de la machine asynchrone pentaphasée, nous prenons, dans le plan  $(\alpha - \beta)$ , les quatre flux statoriques et les deux courants rotoriques comme variables d'état et les tensions statoriques comme variables de commande comme suit :

$$\frac{d}{dt}[X] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (\text{I.64})$$

Avec :

$$[X] = \left[ \phi_{\alpha s} \quad \phi_{\beta s} \quad \phi_{xs} \quad \phi_{ys} \quad i_{\alpha r} \quad i_{\beta r} \right]^T \quad (\text{I.65})$$

$$[U] = \left[ v_{\alpha s} \quad v_{\beta s} \quad v_{xs} \quad v_{ys} \right]^T \quad (\text{I.66})$$

Le modèle de la machine asynchrone s'écrira donc :

$$\frac{di_{\alpha r}}{dt} = \frac{L_m}{\sigma L_s} \left\{ \frac{R_s}{L_r L_s} \phi_{\alpha s} - \frac{\omega}{L_s} \phi_{\beta s} - \mu i_{\alpha r} - \frac{\sigma L_r}{L_m} \omega i_{\beta r} - \frac{v_{\alpha s}}{L_r} \right\} \quad (\text{I.67})$$

$$\frac{di_{\beta r}}{dt} = \frac{L_m}{\sigma L_s} \left\{ \frac{R_s}{L_r L_s} \phi_{\beta s} + \frac{\omega}{L_r} \phi_{\alpha s} - \mu i_{\beta r} + \frac{\sigma L_s}{L_m} \omega i_{\alpha r} - \frac{v_{\beta s}}{L_r} \right\} \quad (\text{I.68})$$

$$\frac{d\phi_{\alpha s}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \phi_{\alpha s} + \frac{R_s L_m}{L_s} i_{\alpha r} + v_{\alpha s} \quad (\text{I.69})$$

$$\frac{d\phi_{\beta s}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \phi_{\beta s} + \frac{R_s L_m}{L_s} i_{\beta r} + v_{\beta s} \quad (\text{I.70})$$

$$\frac{d\phi_{xs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{ls}} \phi_{xs} + v_{xs} \quad (\text{I.71})$$

$$\frac{d\phi_{ys}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{ls}} \phi_{ys} + v_{ys} \quad (\text{I.72})$$

Avec  $\mu = \frac{R_r L_s}{L_m L_r} + \frac{R_s L_m}{L_r L_s}$ , et  $\sigma$  est le coefficient de dispersion donné par :  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$

L'équation mécanique générale se présente comme suit :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} C_{em} - \frac{f}{J} \omega - \frac{p}{J} C_r \quad (I.73)$$

### I.3 Commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée

La commande vectorielle ou contrôle par flux orienté, ou par champ orienté a été développée en Allemagne au début des années 70. Hasse introduit la méthode indirecte du FOC (Field Oriented Control) [62], et Blaschke la méthode directe [63].

L'objectif de la méthode de la commande vectorielle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui permet la commande séparée de la grandeur flux  $\phi$  et de la grandeur courant  $I$ , générateur du couple. Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre  $I$  et  $\phi$ , naturellement découplés pour une machine à courant continu. En effet, dans une machine à courant continu, le courant induit  $I_a$  contrôle le couple et le courant inducteur  $I_f$  contrôle le flux.

De nombreuses variantes ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer, [64, 65] :

1. Suivant la source d'énergie :
  - Commande en courant (current source inverter (CSI));
  - Commande en tension (voltage source inverter (VSI)).
2. Suivant l'orientation du repère ( $d - q$ ) sur :
  - Flux rotorique ;
  - Flux statorique ;
  - Flux d'entrefer.
3. Suivant la détermination de la position du flux :
  - Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement ;
  - Directe par mesure ou observation du vecteur flux (module et phase).

Le choix entre une alimentation en courant ou une alimentation en tension détermine le schéma de contrôle à implanter et définit le flux à réguler. Ainsi, dans le cas d'une alimentation en courant, il est possible de réguler le flux dans l'entrefer ou le flux statorique. Par contre, le contrôle du flux rotorique est adapté à une alimentation en tension [66].

#### I.3.1 Commande par orientation du flux rotorique

La réalisation de la commande par orientation du flux rotorique est plus simple à implanter dans le cas d'une alimentation en courant. Toutefois, une commande en tension est préférable car elle est, d'une part, moins sensible aux variations des paramètres de la machine et donne, d'autre part, de meilleurs résultats en sur-vitesse [66].

La commande vectorielle utilisée pour réaliser un contrôle de haute performance des machines triphasées, peut être étendue aux machines multiphasées. Il a été démontré par H.A.

Toliyat [57] que les modèles de machines multiphasées peuvent être transformés en un système d'équations découplées dans des repères orthogonaux. Les courants du repère de l'axe  $(d - q)$  contribuent à la production du couple et du flux en raison de la fondamentale de la force magnétomotrice. alors que les autres composantes  $(x, y)$  et la composante de la séquence zéro ne le font pas.

Cela permet une simple extension du principe FOC du flux rotorique dans lequel, quand on choisit un référentiel lié au champ tournant, le flux rotorique est maintenu entièrement dans l'axe  $d$  de ce référentiel, ce qui fait que la composante du flux du rotor dans l'axe  $q$  est maintenue nulle. L'équation du couple électromagnétique est donc réduite à la même forme que celle d'une machine à courant continu ou d'une machine triphasée à flux rotorique orientée, Fig. I.4.

A partir de I.62 on aura ( où  $L_r = L_{lr} + L_m$  ) :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} & \rightarrow & i_{dr} = \frac{1}{L_r} (\phi_{dr} - L_m i_{ds}) \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} = 0 & \rightarrow & i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.74})$$

En substituant l'équation (I.74) dans les équations de la tension du rotor (I.61) et dans l'équation du couple (I.63), on obtient :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{L_m} (T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r) \\ i_{qs} = \frac{L_r}{pL_m} \frac{C_{em}}{\phi_r} \\ \omega_{gl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\phi_r} \text{ avec } \omega_s = \omega + \omega_{gl} \\ C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} \frac{\phi_r}{i_{qs}} \end{cases} \quad (\text{I.75})$$

L'équation de couple au sein du système (I.75) est désormais de la même forme que l'équation de couple d'une machine à courant continu ou d'une machine asynchrone triphasée. Sur le modèle du système (I.75), il apparaît donc que la seule composante  $I_{ds}$  du courant statorique contrôle le flux à travers la constante de temps rotorique  $T_r$ , et si on maintient le flux rotorique constant, le courant  $I_{qs}$  permettra le pilotage du couple électromagnétique  $C_{em}$ .

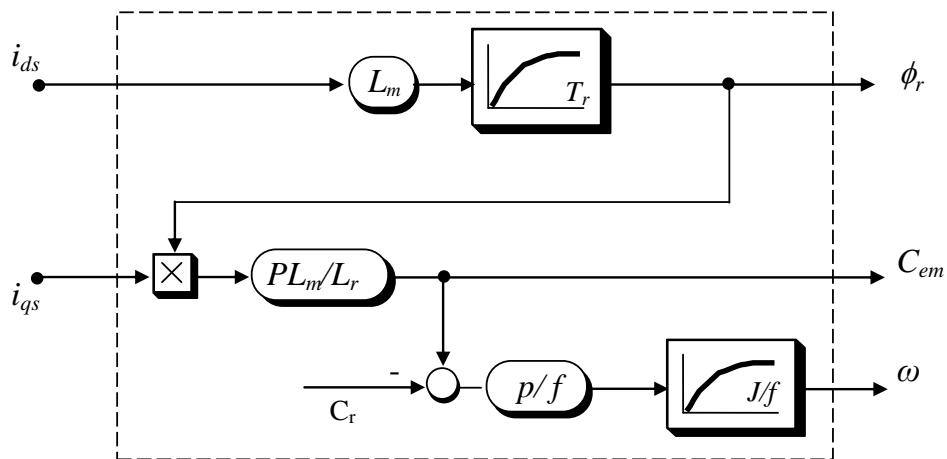


FIGURE I.4: Schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux rotorique

Le problème principal qui se pose dans la réalisation de la commande vectorielle est la détermination précise et en permanence de la position et du module du flux tournant choisi. Pour la méthode directe, la position et le module du flux sont mesurés ou estimés en fonction des grandeurs facilement mesurable telles que la tension et les courants statoriques. La méthode

indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais rien que sa position, cette dernière est calculée à partir de la mesure de la vitesse rotorique et d'autres grandeurs accessibles comme les tensions ou les courants statoriques [66].

En considérant le couple  $C_{em}^{ref}$  et le flux  $\phi_r^{ref}$  comme références de commande, les deux courants statoriques ( $i_{ds}, i_{qs}$ ) comme variables de commande, le système (I.75) est mieux adapté pour une commande en courant. Tandis que pour une commande en tension, on ajoute aux équations du système (I.75) des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendants à partir des deux équations de la tensions statorique suivantes [67] :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_r \end{cases} \quad (\text{I.76})$$

### I.3.2 Association redresseur- filtre- Onduleur

Les techniques de modulation de largeur d'impulsions (Pulse-width modulation PWM) des onduleurs multiphasés sont développées dans le cadre de la commande de systèmes d'entraînement multiphasés avancés. Les commandes MLI sinusoïdales, appliquées aux variateurs triphasés, sont également étendues aux onduleurs à cinq phases. Plus tard, les techniques de la modulation vectorielle (MLI à vecteur spatial - SVPWM) ont été développées et mises en œuvre dans des onduleurs multiphasés à source de tension [11, 40, 47, 60, 68–71]. Le circuit principal du système d'association représenté par la figure I.5 possède, sur le côté réseau, un pont redresseur à diodes supposé parfait, suivi d'un filtre passif, comportant une inductance  $L$  et une capacité  $C$  dont le rôle principal est de réduire les ondulations de courant et de tensions provoquées par le fonctionnement de l'onduleur. La génération des signaux logiques des interrupteurs de l'onduleur pentaphasé, dépend des stratégies de modulations utilisées. Dans notre travail nous avons utilisé la commande par hystérésis, ainsi que la commande par modulation de largeur d'impulsion (PWM). Chaque état de commutation des interrupteurs de l'onduleur peut être ca-

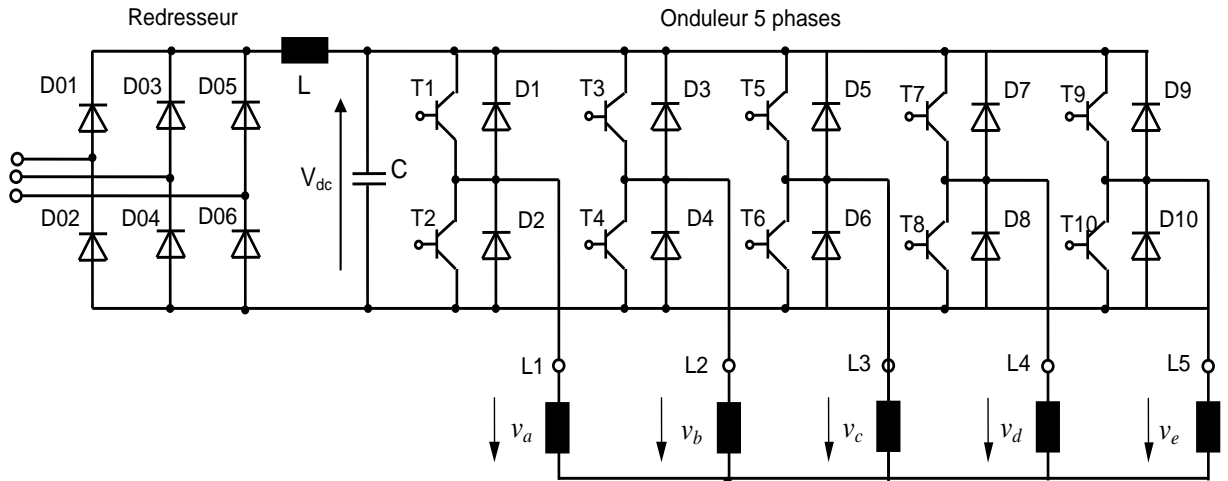


FIGURE I.5: Onduleur à modulation de largeur d'impulsion à cinq phases

ractérisé par le vecteur  $(S_a S_b S_c S_d S_e)$ . Où  $S_i \in \{0, 1\}$ , lorsque  $S_i = 1$  indique que l'interrupteur d'alimentation supérieur est éteint tandis que l'inverse est vrai lorsque  $S_i = 0$ .

La relation entre la fonction de commutation et les tensions de phase de sortie est donnée par :

$$\begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \\ v_{ds} \\ v_{es} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{5} \begin{pmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_d \\ S_e \end{pmatrix} \quad (\text{I.77})$$

### I.3.3 Réglage des courants pentaphasés par Hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existante entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. Cette commande

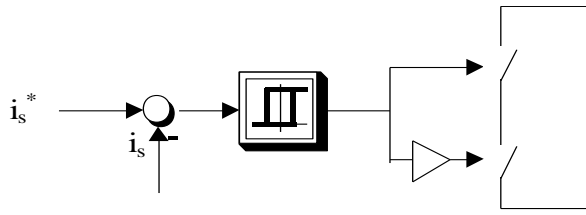


FIGURE I.6: Principe de la commande par hystérésis

utilise cinq régulateurs à hystérésis indépendants, un pour chaque phase. La sortie des comparateurs est reliée à la logique de commande de l'onduleur, dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé de manière à rester à l'intérieur de la bande.

La simplicité de la mise en œuvre, comme le montre la figure I.6, est le principal atout de cette technique.

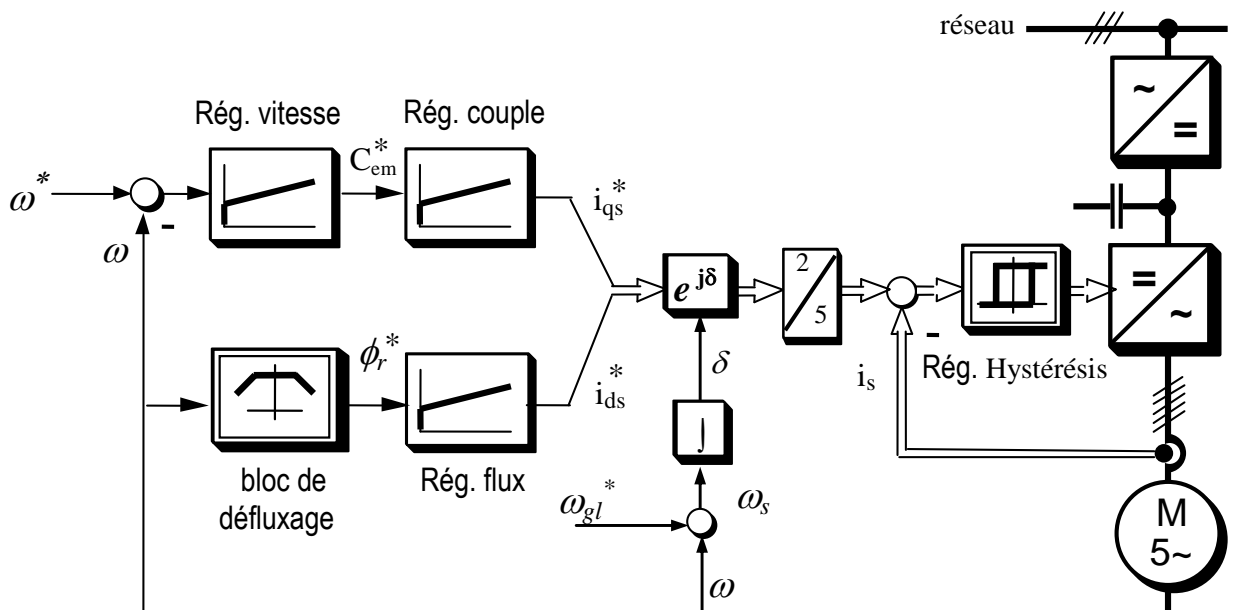


FIGURE I.7: Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte - onduleur à hystérésis commandé en courant





### I.3.5 Résultats de simulation

Pour illustrer les performances du réglage à flux orienté de la machine asynchrone pentaphasée, nous avons effectué la simulation sous Matlab/Simulink avec les deux types de commandes de l'onduleur à cinq phases : commande en courant et commande en tension pour les deux stratégies de modulations par hystérésis et par la MLI triangulaire sinusoïdale, Fig. (I.10-I.18).

Les figures (I.10), (I.13) et (I.16) donnent les résultats de simulation de la commande vectorielle de l'association machine asynchrone onduleur pentaphasé pour les différents techniques avec application d'une charge nominale entre les instants 1s et 1.5s. Tandis que les figures (I.11), (I.15) et (I.18) illustrent les résultats de simulation lors d'une inversion de vitesse à l'instant  $t = 1s$ .

Les figures (I.12-a)(I.14-a) et (I.17-a) illustrent la tension de phase du stator, qui est typique d'un moteur pentaphasé alimenté par un convertisseur PWM. Sur les figures (I.12-b), (I.14-b) et (I.17-b) On peut voir que les composantes  $(x, y)$  de la tension sont nulles et seules les composantes  $(\alpha, \beta)$  qui contribuent à l'alimentation du moteur.

Les cinq courants de phases statoriques pour la commande vectorielle sont présentés aux figures (I.12-c), (I.14-c) et (I.17-c). Il est clair que les courants se caractérisent en fonction du comportement dynamique du moteur, qui dépend de la variation du couple de charge, où l'on obtient des formes d'onde sinusoïdales et des magnitudes qui changent en fonction du couple développé (entre 1s et 1.5s). Dans le même temps, les courants à cinq phases du stator sont équilibrés comme on peut le voir clairement dans la zone de zoom montrée dans les figures (I.12-c), (I.14-c) et (I.17-c).

Dans les figures I.10, I.13 et I.16 nous pouvons constater un bon suivi de la vitesse pour les trois stratégies, et au moment où nous surchargeons le moteur, nous remarquons que la chute de vitesse due à l'application du couple de charge est négligeable, et que la réponse à la perturbation pour les différentes approches est tout à fait satisfaisante.

Les résultats obtenus en utilisant la commande PWM de l'onduleur associé avec la machine asynchrone pentaphasée montrent que la dynamique de l'entraînement est essentiellement la même que celle obtenue avec la commande à hystérésis. Pour les différents types de commande, on remarque que le couple réel suit fidèlement le couple de charge, et le découplage entre le flux et le couple est maintenu et que le flux rotorique reste constant et ne subit pas les brusques variations lors d'une application de charge ou inversion de vitesse.

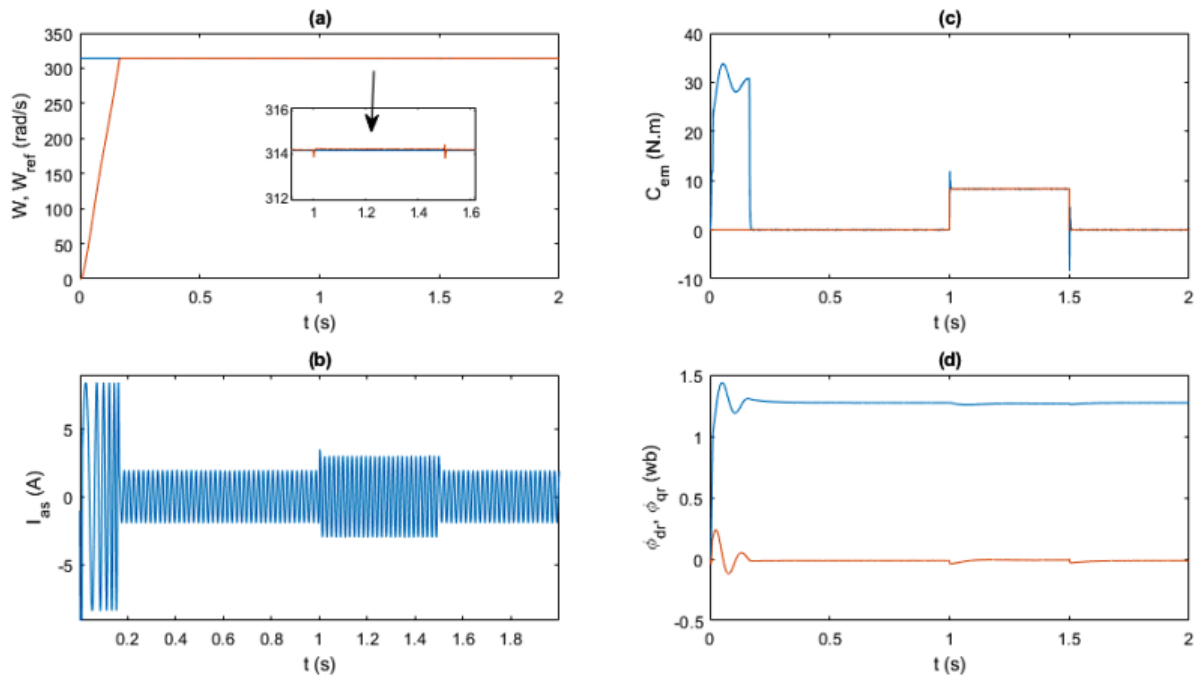


FIGURE I.10: Commande en courant par hystérésis, simulation de la commande vectorielle avec application de charge

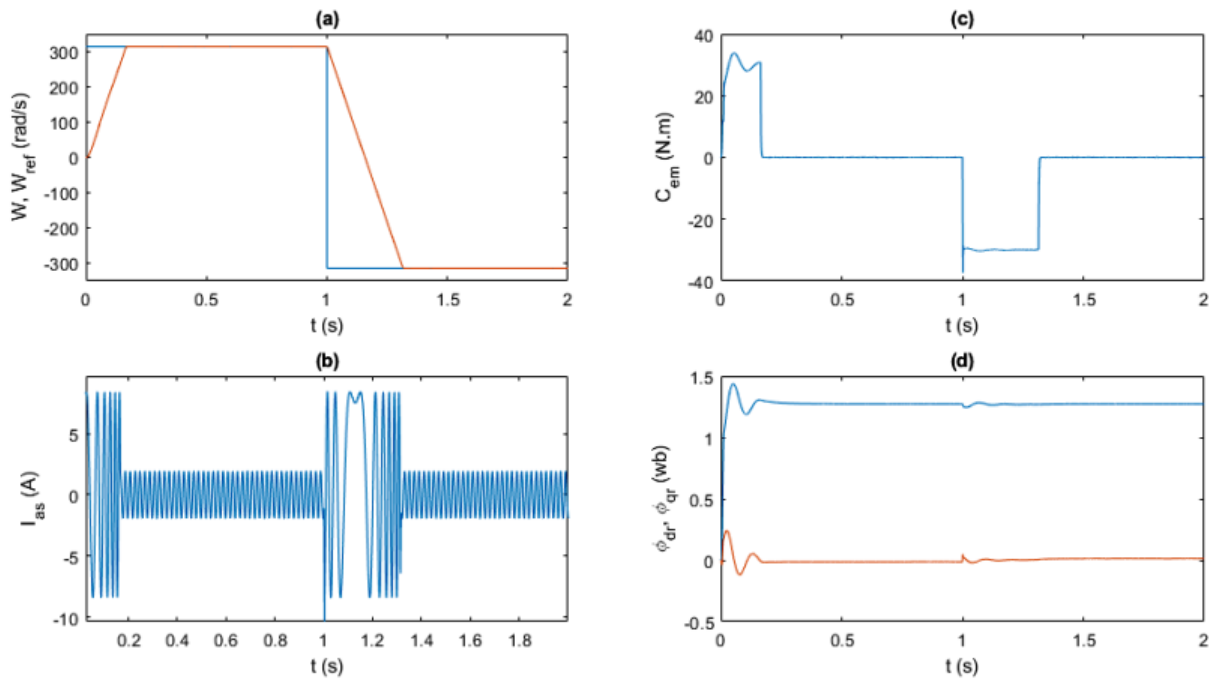


FIGURE I.11: Commande en courant par hystérésis, simulation de la commande vectorielle avec inversion de vitesse

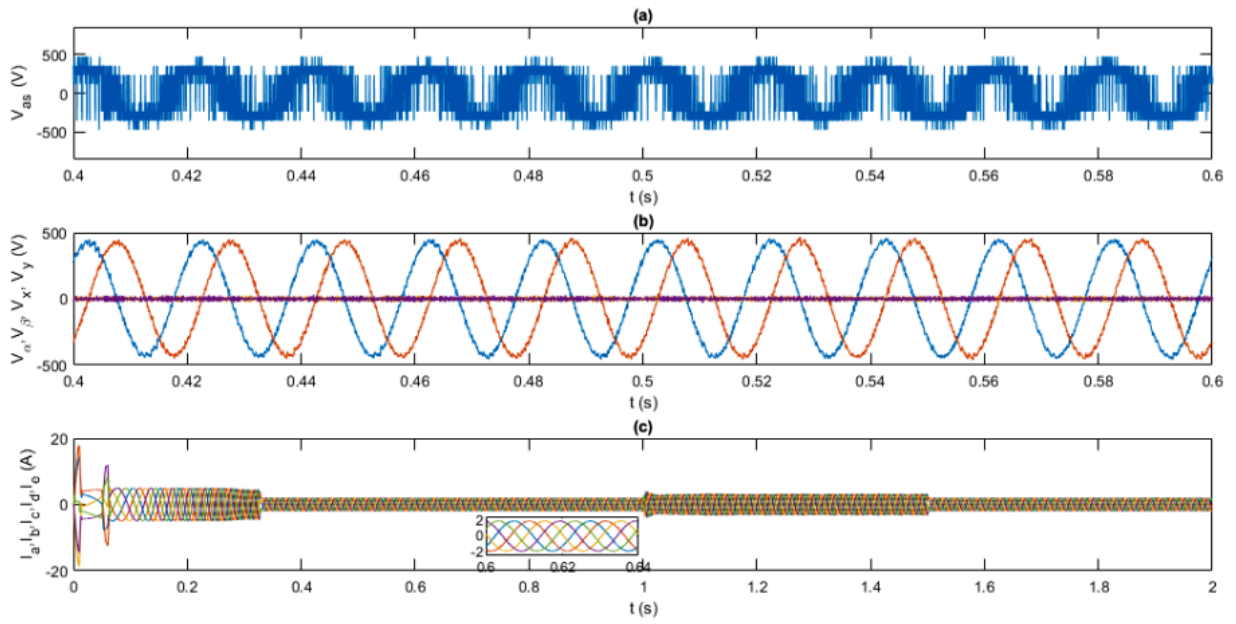


FIGURE I.12: Commande en courant par hystérésis, simulation de la commande vectorielle avec application de charge

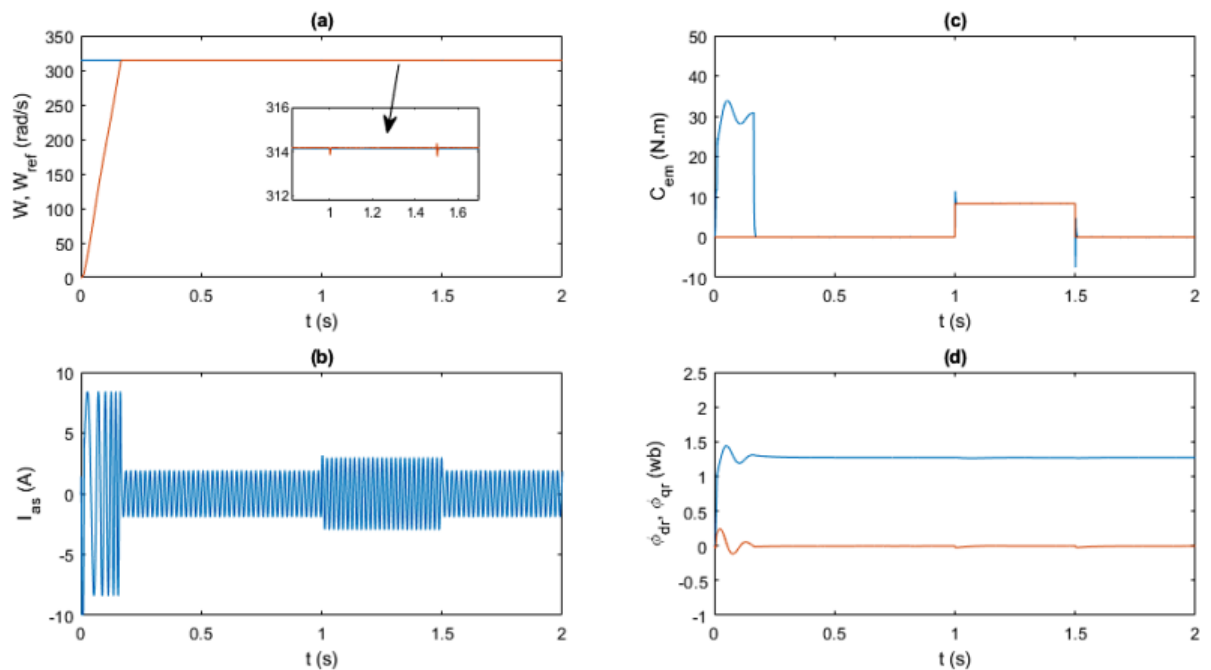


FIGURE I.13: Commande en courant par MLI, simulation de la commande vectorielle avec application de charge

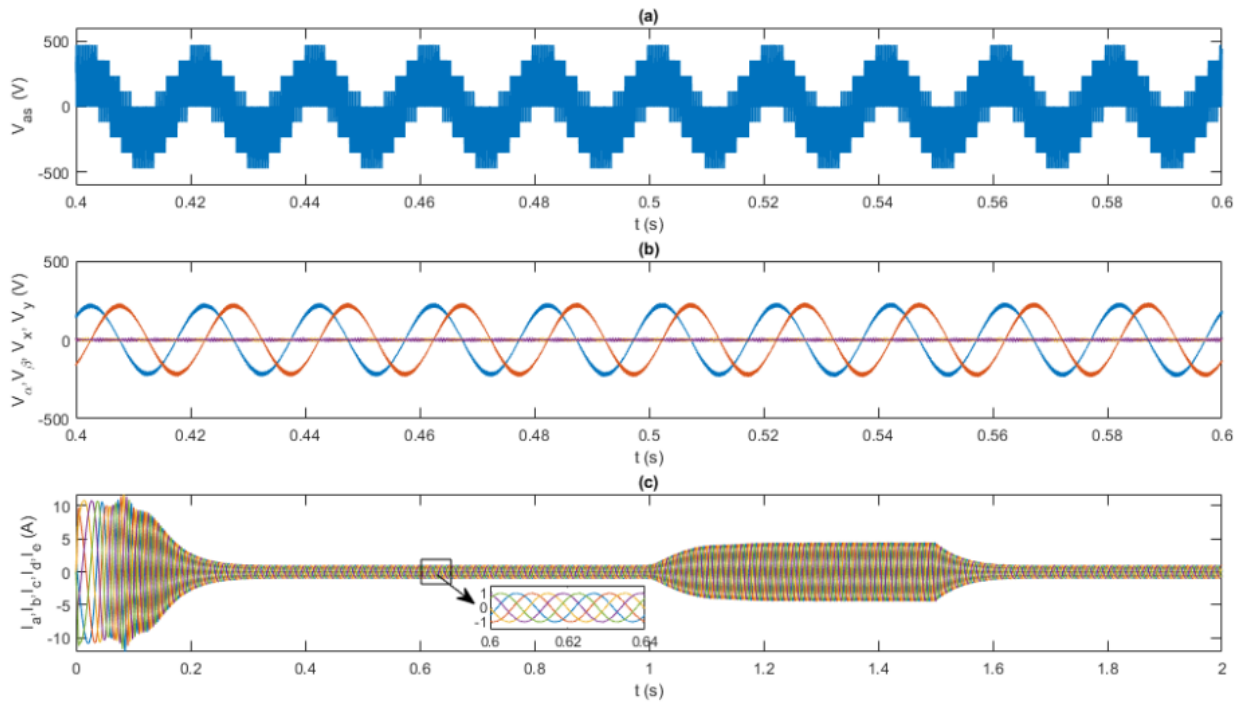


FIGURE I.14: Commande en courant par MLI, simulation de la commande vectorielle avec application de charge

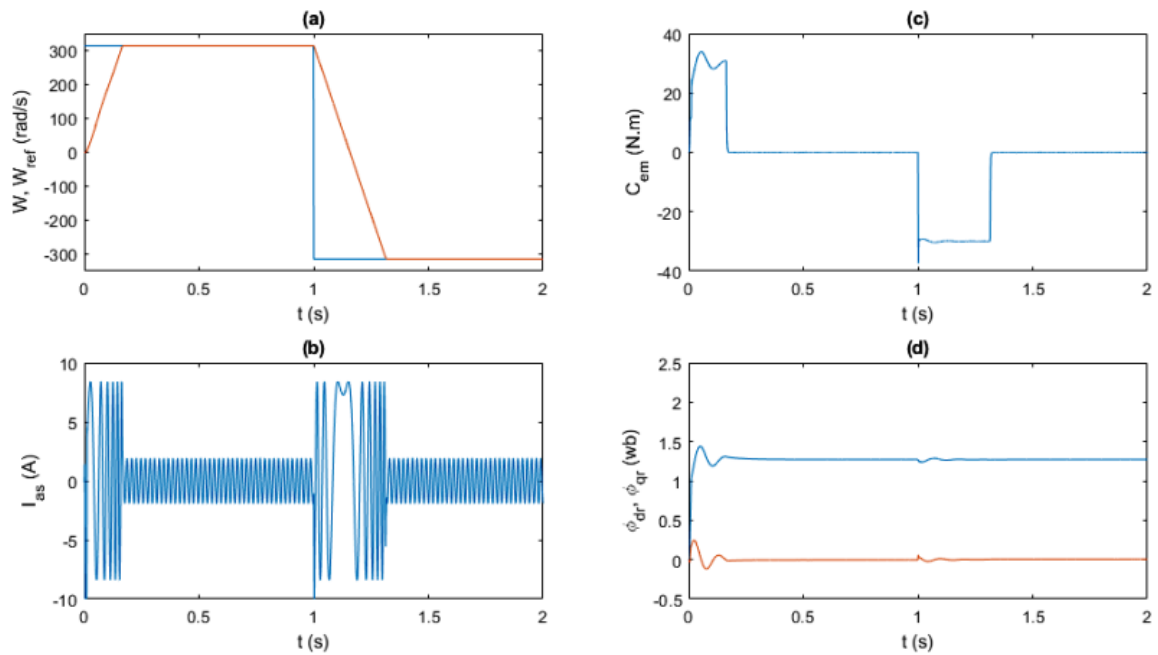


FIGURE I.15: Commande en courant par MLI, simulation de la commande vectorielle avec inversion de vitesse

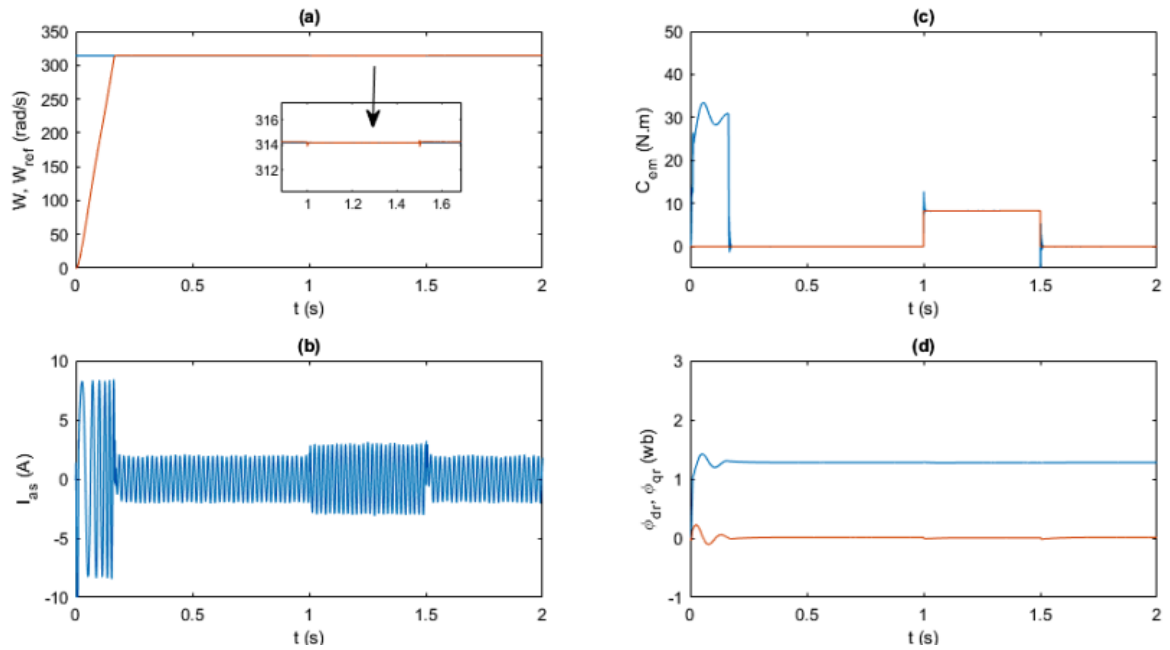


FIGURE I.16: Commande en tension par MLI, simulation de la commande vectorielle avec application de charge

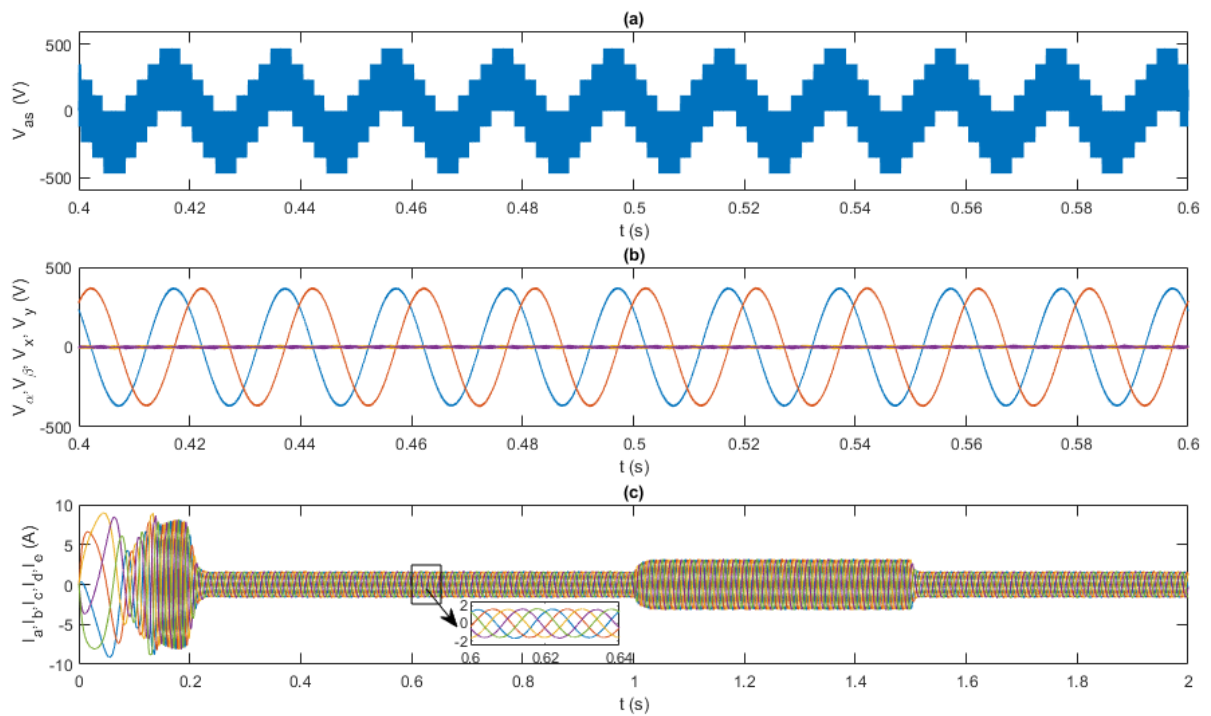


FIGURE I.17: Commande en tension par MLI, simulation de la Commande vectorielle avec application de charge

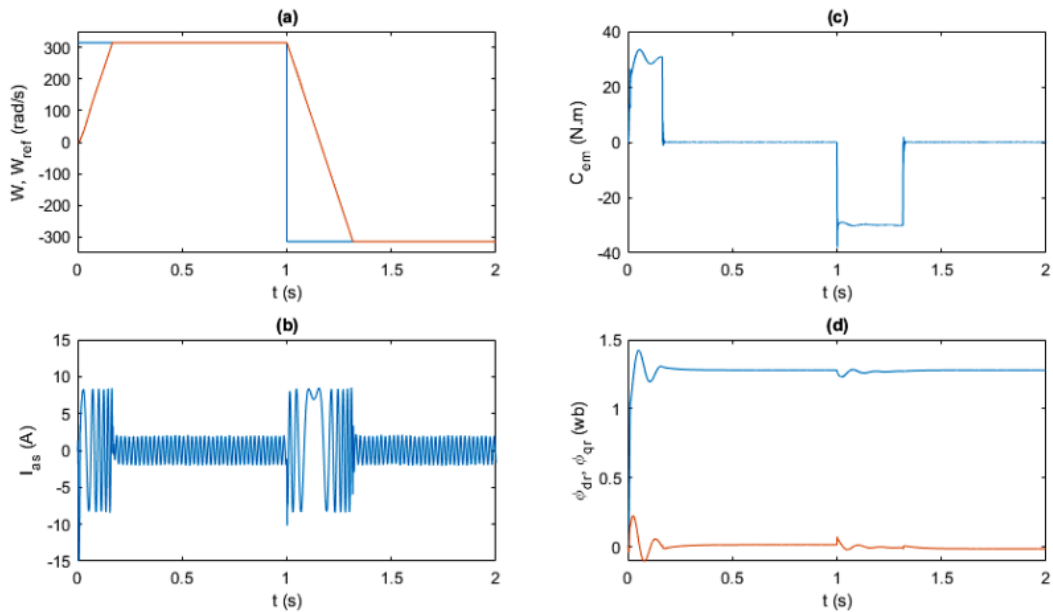


FIGURE I.18: Commande en tension par MLI, simulation de la Commande vectorielle avec inversion de vitesse

## I.4 Conclusion

Dans ce premier chapitre, la modélisation de la machine asynchrone symétrique à cinq phases associée à son onduleur a été effectuée, en vue d'une commande sans capteur de vitesse. Les modèles mathématiques de la machine ont été analysés de manière approfondie dans les grandeurs de phase, les référentiels stationnaire et rotatif.

Bien que ce travail de thèse se soit focalisé sur la commande DTC et DTC-SVM en tant que stratégies de contrôle, il nous a semblé intéressant de mettre en évidence leurs caractéristiques et leur mode de fonctionnement par rapport à la commande vectorielle, puisqu'il s'agit de la stratégie de contrôle utilisée par excellence dans la grande majorité des entraînements électromécaniques pour les applications industrielles.

La simulation sous *Simulink* (*Matlab*) du comportement de la machine asynchrone pentaphasée avec la technique d'orientation du flux rotorique en utilisant les techniques MLI et à hystérésis, nous a montré les avantages de cette technique sur la machine multiphase notamment lorsqu'on peut séparer la commande des deux variables flux et couple.

On s'intéresse dans ce qui suit aux deux stratégies de la commande directe du couple, à savoir celle utilisant la table de Takahashi (DTC classique) et la commande de modulation vectorielle (DTC-SVM) en vue d'une commande sans capteurs.

---

---

## CHAPITRE II

---

# COMMANDE DIRECTE DU COUPLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASÉE

## II.1 Introduction

La technique de contrôle du couple des moteurs asynchrones a été développée et présentée par I. Takahashi sous le nom de contrôle direct du couple (DTC) [72], et par M. Depenbrock sous le nom d'auto-contrôle direct (DSC) [73]. C'est une méthode de commande puissante à utiliser avec les commandes de moteur pour obtenir une réponse dynamique rapide.

L'alimentation d'un variateur de vitesse polyphasé est dans la majorité des cas assurée par un onduleur de tension. La commande DTC consiste à piloter directement l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs préalablement calculées du flux statorique et du couple. Les états des interrupteurs sont en effet liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ceux-ci ne sont plus contrôlés à partir des références de tension et de fréquence données à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion.

En utilisant le contrôle direct du flux statorique et du couple au lieu de la technique conventionnelle de contrôle du courant, il est possible d'améliorer les caractéristiques de fonctionnement non seulement de la machine mais aussi de l'onduleur alimenté en tension (VSI), [72, 73].

Le concept de base de la commande DTC de l'entraînement à courant alternatif triphasé est de contrôler le couple électromagnétique et le flux directement et indépendamment par l'utilisation de six ou huit vecteurs spatiaux de tension stockés dans des tables de sélection. Cependant, la méthode DTC présente des avantages supplémentaires lorsqu'elle est appliquée à une machine multiphasée. L'onduleur à cinq phases fournit 32 vecteurs spatiaux de tension. Par conséquent, une commande de flux et de couple plus élaborée pour la machine asynchrone pentaphasée peut être utilisée [74].

La commande directe du couple du moteur asynchrone pentaphasé minimise l'amplitude des ondulations du flux statorique et du couple, assurant ainsi une commande plus précise du flux et du couple [74].

Contrairement à la commande vectorielle, la commande DTC classique ne nécessite pas de régulateur de courant, de transformation de coordonnées et de générateur de signaux PWM. Par conséquent, la DTC est plus simple que la commande vectorielle. La réponse du couple est meilleure que celle de cette dernière. En outre, ce type de commande a été conçu comme une alternative à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, qui a pour inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine [3].

Dans ce chapitre, avant d'exposer les principes de base de la commande directe du couple appliquée à l'association onduleur - machine asynchrone pentaphasée, un aperçu du fonctionnement en dix étapes du convertisseur à cinq phases est donné. Ensuite, des simulations et des tests expérimentaux appliqués aux deux techniques de la modulation vectorielle SVM sont présentés. Pour finir, trois structures de commande DTC-SVM sont décrites dans le but d'améliorer la commande DTC conventionnelle pour une future utilisation dans la commande sans capteur.



## II.2 Fonctionnement à dix étapes de l'onduleur pentaphasé

Les entraînements de moteur à cinq phases sont alimentés par un onduleur pentaphasé à deux niveaux alimenté en tension (VSI), Fig. II.1. Dans ce type d'onduleur, il y a  $2^5 = 32$  états de commutation et donc 32 vecteurs spatiaux correspondants. Dans ce cas, il existe deux états de tension nulle, tous les transistors supérieurs étant "allumés" où les cinq transistors inférieurs étant "éteints".

De l'autre côté, il y a trente modes de commutation non nuls. Ces vecteurs actifs sont situés sur les sommets de trois décagones [68]. La différence entre ces décagones est leur longueur. Le rapport de leurs amplitudes est de  $1 : 1.618 : 1.618^2$  du plus petit au plus grand vecteur respectivement, comme on peut le voir sur la figure (II.2), [48, 75].

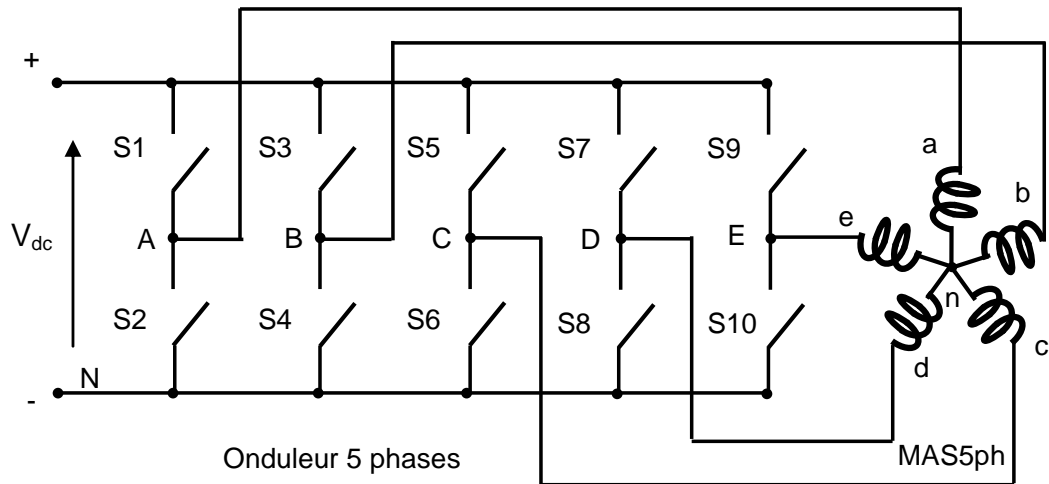


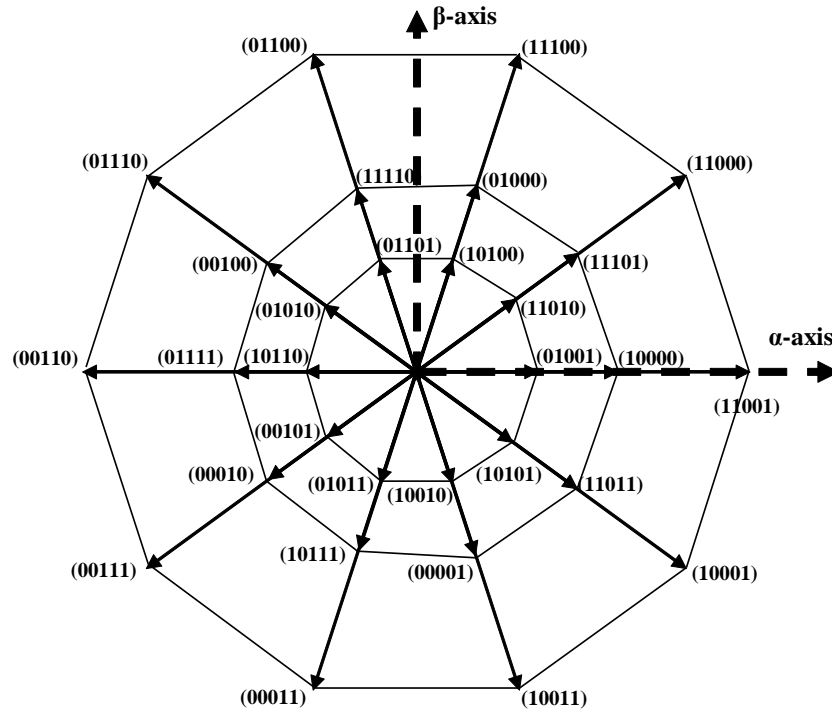
FIGURE II.1: Système d'entraînement à moteur asynchrone à cinq phases

L'entrée de l'onduleur pentaphasé est une tension continue  $V_{dc}$  (DC link), que l'on considère comme constante. Les sorties de l'onduleur sont représentées sur la figure (II.1) par des symboles minuscules ( $a, b, c, d, e$ ), tandis que les points de connexion des sorties aux bras de l'onduleur ont des symboles en lettres majuscules ( $A, B, C, D, E$ ). Les principes de fonctionnement de base de l'onduleur à cinq phases sont développés dans ce qui suit en supposant que la commutation des interrupteurs est instantanée, la chute de tension à leurs bornes est négligeable et la charge pentaphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Chaque interrupteur est supposé être conducteur pendant  $180^\circ$ , ce qui conduit à un fonctionnement en mode dix étapes [76]. Le délai entre le déclenchement de deux interrupteurs dans deux phases consécutives est égal à  $360^\circ/5 = 72^\circ$ . Les signaux de commande des dix interrupteurs du convertisseur de la Fig. II.1 sont illustrés à la Fig. II.3. Un cycle complet de fonctionnement de l'onduleur peut être divisé en dix modes distincts, indiqués à la Fig. II.3 et résumés au tableau II.1.

Il ressort de la Fig. II.3 et du tableau II.1 qu'à tout moment, il y a cinq interrupteurs qui sont "allumés" et cinq qui sont "éteints". Dans le mode de fonctionnement à dix étapes, il y a deux interrupteurs conducteurs des cinq supérieurs et trois des cinq inférieurs, ou vice versa.

Le vecteur spatial des tensions de phase est défini, en utilisant la transformation invariante

FIGURE II.2: 30 vecteurs de commutation non nuls plan  $\alpha - \beta$ 

de puissance, comme suit :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{5}} \left[ v_a + v_b e^{j\frac{2\pi}{5}} + v_c e^{j\frac{4\pi}{5}} + v_d e^{-j\frac{4\pi}{5}} + v_e e^{-j\frac{2\pi}{5}} \right] \quad (\text{II.1})$$

Les tensions phase-neutre de la charge connectée en étoile sont facilement trouvées en définissant une tension différentielle entre le point étoile  $n$  de la charge et le point négatif du bus continu  $N$ .

La relation suivante se vérifie alors :

$$\begin{cases} v_A = v_a + v_{nN} \\ v_B = v_b + v_{nN} \\ v_C = v_c + v_{nN} \\ v_D = v_d + v_{nN} \\ v_E = v_e + v_{nN} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Comme la somme des tensions de phase dans une charge connectée en étoile est nulle, la sommation des équations II.2 donne :

$$v_{nN} = (1/5) (v_A + v_B + v_C + v_D + v_E) \quad (\text{II.3})$$

En substituant (II.3) dans (II.2), on obtient les tensions phase-neutre de la charge sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} v_a &= (4/5)v_A - (1/5)(v_B + v_C + v_D + v_E) \\ v_b &= (4/5)v_B - (1/5)(v_A + v_C + v_D + v_E) \\ v_c &= (4/5)v_C - (1/5)(v_A + v_B + v_D + v_E) \\ v_d &= (4/5)v_D - (1/5)(v_A + v_B + v_C + v_E) \\ v_e &= (4/5)v_E - (1/5)(v_A + v_B + v_C + v_D) \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

Le vecteur de tension  $V_s$  peut être exprimé en fonction des impulsions de commande

Mode	Interrupteurs ON	Polarité
9	1,4,6,7,9	$A^+B^-C^-D^+E^+$
10	1,4,6,8,9	$A^+B^-C^-D^-E^+$
1	1,3,6,8,9	$A^+B^+C^-D^-E^+$
2	1,3,6,8,10	$A^+B^+C^-D^-E^-$
3	1,3,5,8,10	$A^+B^+C^+D^-E^-$
4	2,3,5,8,10	$A^-B^+C^+D^-E^-$
5	2,3,5,7,10	$A^-B^+C^+D^+E^-$
6	2,4,5,7,10	$A^-B^-C^+D^+E^-$
7	2,4,5,7,9	$A^-B^-C^+D^+E^+$
8	2,4,6,7,9	$A^-B^-C^-D^+E^+$

TABLE II.1: Modes de fonctionnement de l'onduleur de tension à 05 phases  
(opération de 10 étapes)

$(S_a, S_b, S_c, S_d, S_e)$  à partir de l'expression II.1 comme ci-dessous :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{5}}V_{dc} \left[ S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{5}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{5}} + S_d e^{-j\frac{4\pi}{5}} + S_e e^{-j\frac{2\pi}{5}} \right] \quad (\text{II.5})$$

Les formes d'onde des tensions composées et des tensions de phases de la charge connectée en étoile sont illustrées respectivement aux figures (II.4) et (II.5) pour le fonctionnement de l'onduleur à cinq phases en mode dix étapes. Les tensions composées prennent des valeurs qui varient entre 0 et  $\pm V_{dc}$ . Alors que les tensions de phases sont de valeur non nulle pendant toute la période et leur valeur alterne entre  $\pm \frac{2}{5}V_{dc}$  et  $\pm \frac{3}{5}V_{dc}$ .

Les résultats de simulation de la vitesse et du couple électromagnétique ainsi que le courant statorique de phase et les tensions dans le plan  $(\alpha - \beta)$  pour le fonctionnement à 10 étapes de l'onduleur associé à la machine asynchrone pentaphasée sont représentés sur la figure (II.6). Les allures du courant  $I_{as}$ , Fig. (II.6-b), et des tensions  $v_\alpha$  et  $v_\beta$ , Fig. (II.6-d), nous permet de conclure que l'utilisation de ce système d'entraînement à cinq phases peut être destiné pour des applications à usage général telles que le pompage de l'eau dans des endroits éloignés et à faible réseau électrique où la qualité de l'énergie n'est pas suffisante pour faire fonctionner des microprocesseurs sophistiqués, [76].

Dans un environnement où le réseau est faible et où la qualité de l'énergie est médiocre, le fonctionnement par étapes de l'onduleur de source de tension peut être considéré comme une solution plus viable que le mode PWM, [76]. Et comme cela a déjà été mentionné, la raison de l'utilisation d'un entraînement à cinq phases au lieu d'un entraînement triphasé classique est la meilleure tolérance aux pannes, la fiabilité et l'efficacité de l'entraînement à cinq phases par rapport à l'entraînement triphasé.

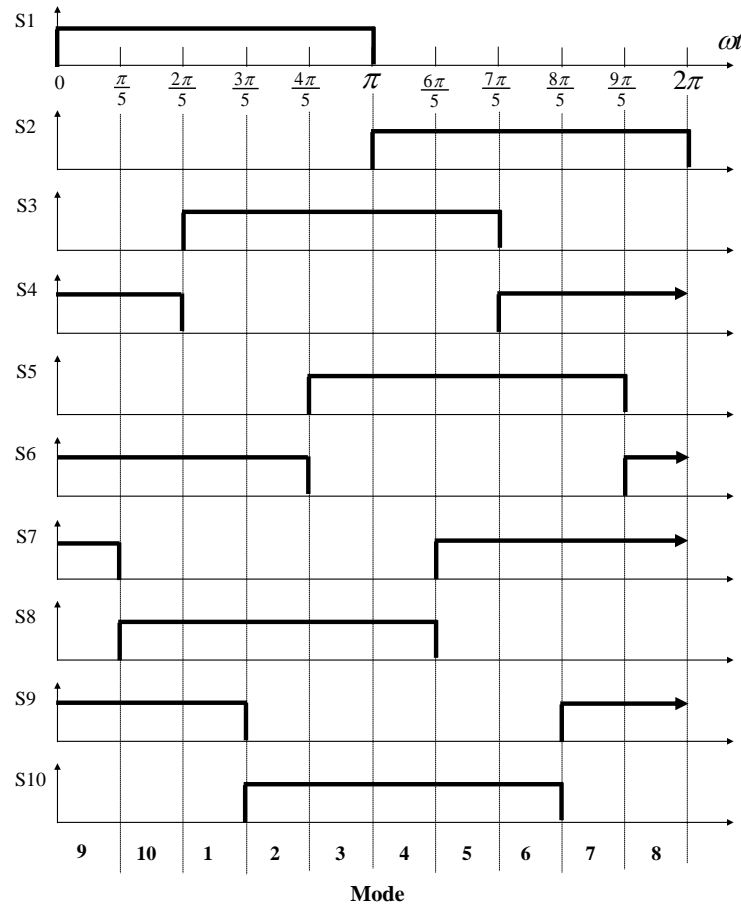


FIGURE II.3: Signaux de commutation de commande d'un onduleur de tension à cinq phases dans le fonctionnement à dix étapes

## II.3 Commande DTC classique de la machine asynchrone pentaphasée

La commande directe du couple (DTC) est basée sur la détermination directe des impulsions de commande ( $S_a, S_b, S_c, S_d, S_e$ ) appliquées aux interrupteurs de l'onduleur de tension pentaphasé. Il s'agit de maintenir le couple électromagnétique et le flux statorique à l'intérieur de deux bandes d'hystérésis prédéfinies. Plus la bande d'hystérésis est étroite, plus le suivi du flux est efficace. En revanche, la réduction de la bande d'hystérésis entraîne une augmentation de la fréquence de commutation des transistors de puissance.

La sortie de ces régulateurs à hystérésis permet de déterminer le vecteur de tension optimal  $V_s$  de l'onduleur à être appliqué à chaque instant de commutation.

### II.3.1 Principe de base de la commande directe du couple

Le principe de fonctionnement de la commande directe du couple appliqué à la machine asynchrone pentaphasée, est réduit au plan  $(\alpha - \beta)$  (régulation du couple et du flux), du moment que les composantes  $(x, y)$  sont nulles.

A partir du modèle de la machine asynchrone exprimé dans le référentiel  $(\alpha - \beta - x - y)$  stationnaire, à savoir l'équation I.51, l'expression de flux statorique est obtenue comme suit :

$$v_{\alpha\beta}^s = R_s i_{\alpha\beta}^s + \frac{d\phi_{\alpha\beta}^s}{dt} \quad (\text{II.6})$$

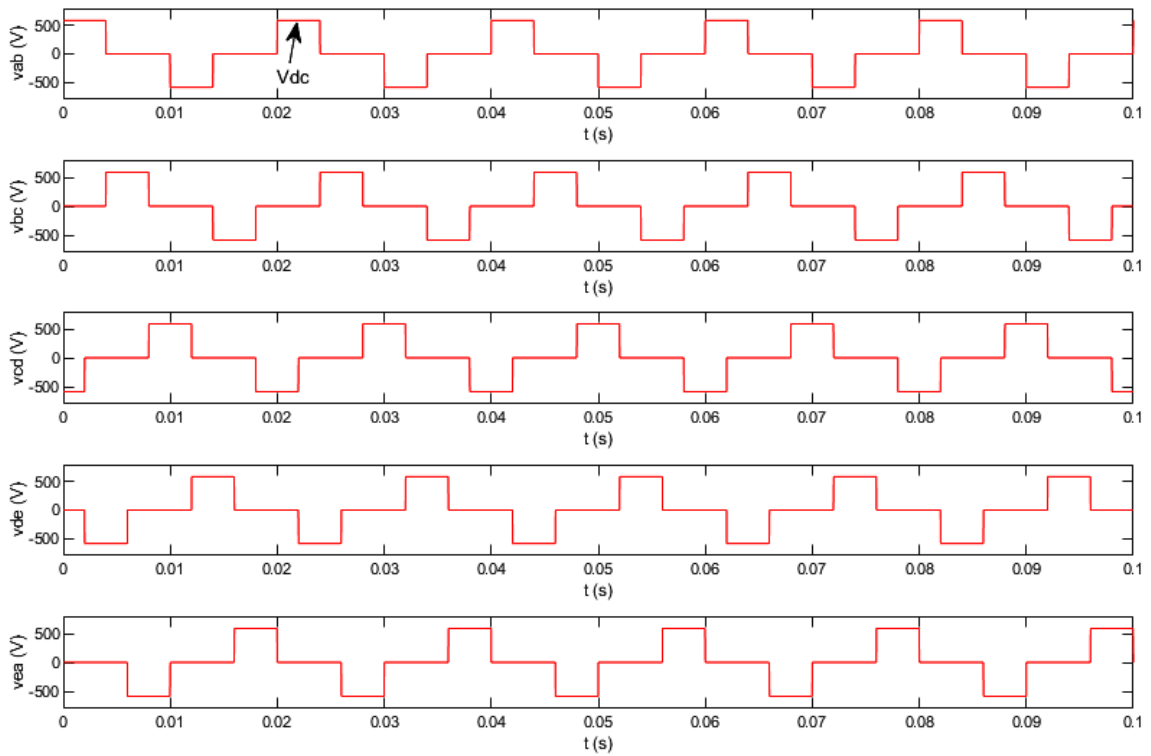


FIGURE II.4: Tensions composées de l'onduleur dans le mode de fonctionnement à 10 étapes

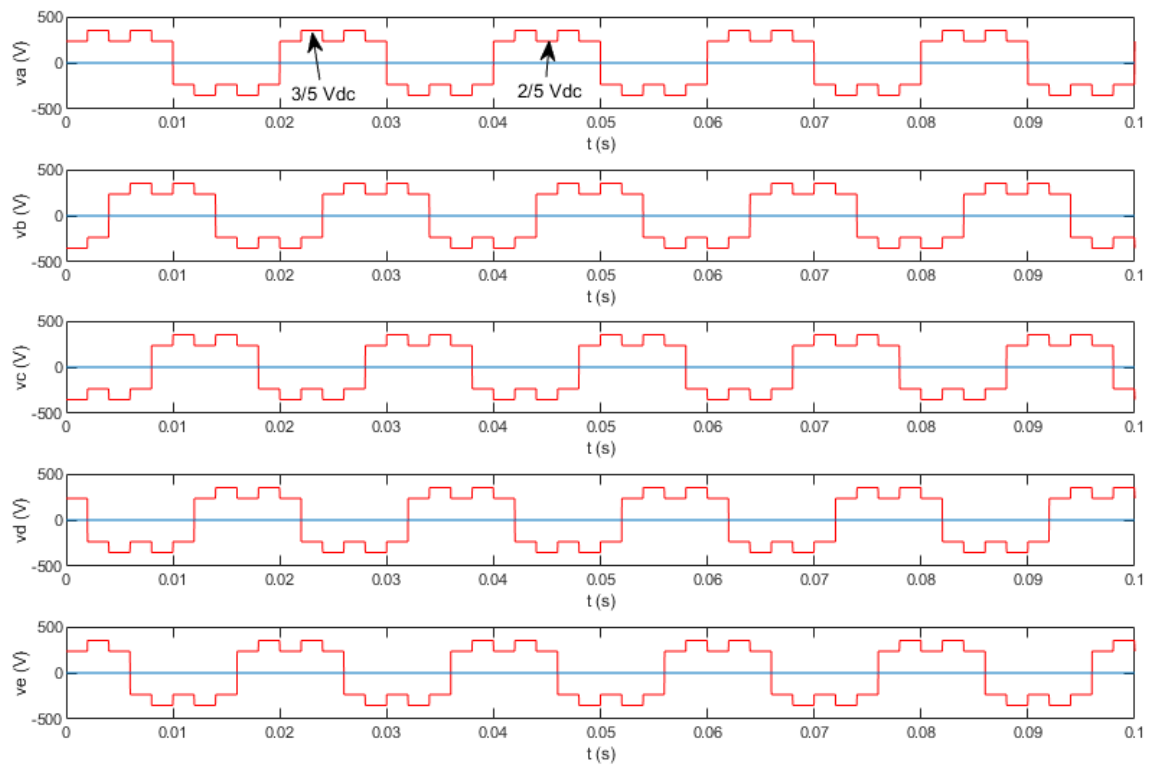


FIGURE II.5: Tensions de phases de l'onduleur dans le mode de fonctionnement à 10 étapes

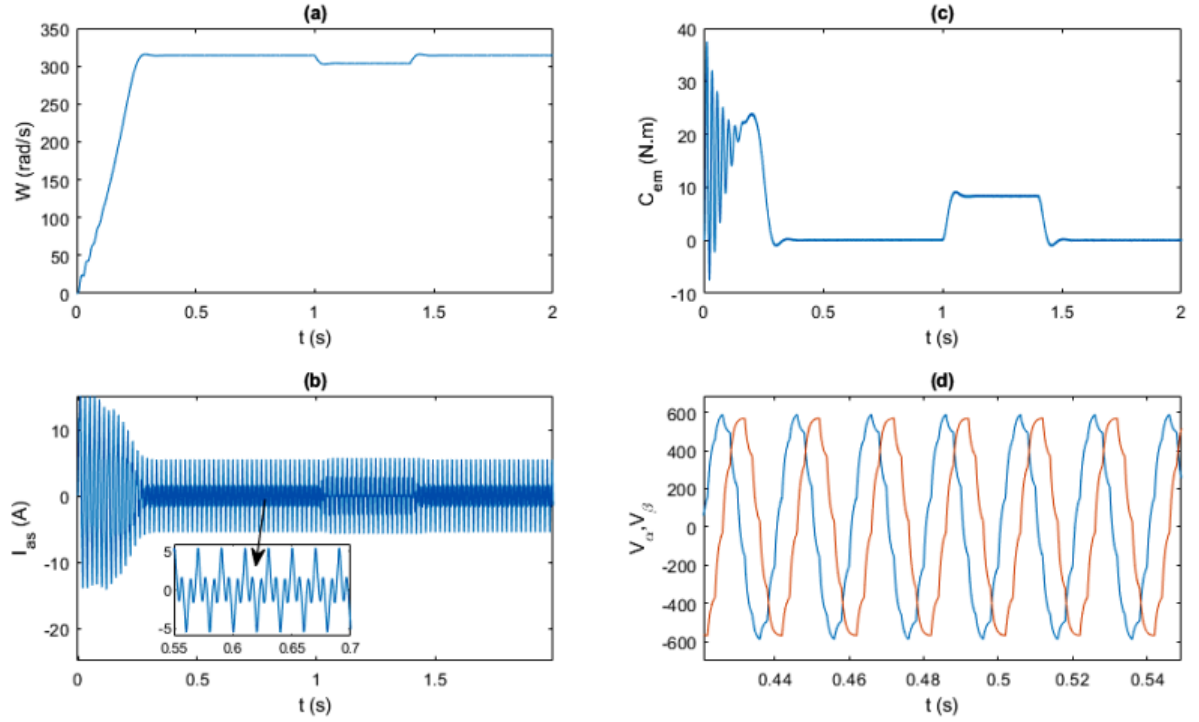


FIGURE II.6: Simulation -en charge- lors du fonctionnement de l'onduleur à 10 étapes

En intégrant l'équation II.6, on obtient le vecteur flux statorique en fonction du temps suivant :

$$\phi_{\alpha\beta}^s(t) = \int_0^t (v_{\alpha\beta}^s - R_s i_{\alpha\beta}^s) dt + \phi_{\alpha\beta}^s(0) \quad (\text{II.7})$$

Si on ignore, pour des raisons de simplicité, la chute de tension dans la résistance du stator pendant un petit temps d'échantillonnage ( $T_e$ ), la relation II.7 est donc simplifiée comme suit, [26] :

$$\phi_{\alpha\beta}^s(t) = \int_0^t v_{\alpha\beta}^s dt + \phi_{\alpha\beta}^s(0) \quad (\text{II.8})$$

Durant une période d'échantillonnage  $T_e$ , le vecteur tension appliqué au moteur asynchrone reste constant, on peut donc écrire, [68] :

$$\begin{cases} \phi_{\alpha\beta}^s(T_e) \approx v_{\alpha\beta}^s T_e + \phi_{\alpha\beta}^s(0) \\ \Delta\phi_{\alpha\beta}^s \approx v_{\alpha\beta}^s T_e \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Avec  $\Delta\phi_{\alpha\beta}^s = \phi_{\alpha\beta}^s(T_e) - \phi_{\alpha\beta}^s(0)$  est la variation du vecteur flux statorique.

L'équation (II.9) révèle que la variation du vecteur tension du stator est proportionnelle au vecteur flux du stator. Pour accroître le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur tension dans sa direction qui lui est colinéaire et vice versa.

Dans le but d'analyser le comportement du couple électromagnétique, les équations du système I.63 sont combinées, pour obtenir, dans le plan ( $\alpha - \beta$ ), l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{p \cdot L_m}{\sigma \cdot L_s L_r} \cdot (\vec{\phi}_{\alpha\beta}^r \times \vec{\phi}_{\alpha\beta}^s) = \frac{p \cdot L_m}{\sigma \cdot L_s L_r} \cdot \left| \vec{\phi}_{\alpha\beta}^r \right| \cdot \left| \vec{\phi}_{\alpha\beta}^s \right| \cdot \sin \delta \quad (\text{II.10})$$

où  $\delta$  est l'angle entre les vecteurs de flux du stator et du rotor, appelé angle de charge.

Comme la constante de temps du rotor  $T_r$  est relativement plus grande par rapport à celle du stator  $T_s$ , le flux du rotor varie très lentement par rapport au flux du stator, on peut donc

le considérer comme constant, [26] . Ainsi, toute variation rapide de l'angle entre les deux vecteurs produit une augmentation ou une diminution de la valeur du couple, du fait qu'elle est proportionnelle au sinus de l'angle de charge  $\delta$ , (équation II.10). Cette variation est obtenue par l'application d'un vecteur de tension, comme indiqué dans l'équation II.9.

Sur la figure (II.7), on peut voir l'effet d'un vecteur spatial de tension à la fois sur le module du flux statorique et sur l'angle de charge  $\delta$ . On notera que la figure (II.7-a) montre le diagramme des vecteurs basé sur les équations du modèle de la machine (y compris la chute de tension dans la résistance du stator), tandis que la figure (II.7-b) présente l'approche retenue pour la stratégie de contrôle.

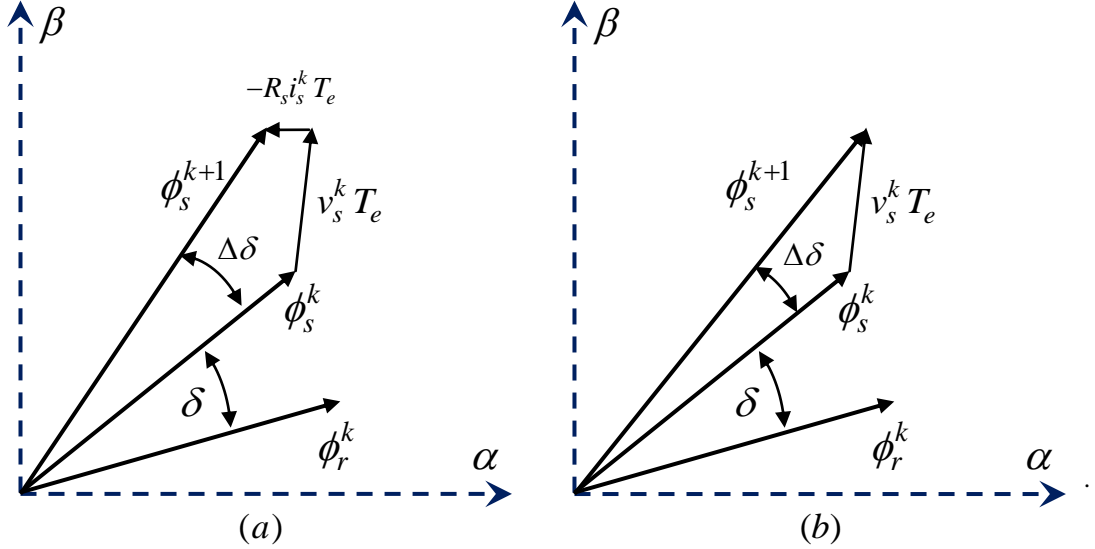


FIGURE II.7: Impact du vecteur de tension sur le flux statorique et l'angle de charge

### II.3.2 Sélection du vecteur de tension

En sélectionnant de manière appropriée les 32 vecteurs spatiaux de tension pendant chaque période d'échantillonnage, le flux du stator peut être directement contrôlé. Pour cela le plan de tension est divisé en dix secteurs, comme le montre la figure (II.8).

Cependant, il est avéré qu'une seule commutation est nécessaire d'un vecteur à l'un des deux vecteurs adjacents pour le décagone le plus externe, [29, 75]. Ces dix vecteurs non nuls sont sélectionnés afin de réduire les pertes de commutation de l'onduleur à cinq phases. La figure (II.9) met en évidence la disponibilité des vecteurs spatiaux de tension et la trajectoire circulaire de référence du vecteur flux statorique.

La position du flux décide de l'emplacement du secteur. Dans chaque secteur, le vecteur de commutation suivant est supposé basé sur la combinaison entre l'erreur de flux et l'erreur de couple. Par exemple, si le vecteur du flux statorique est dans le secteur  $\theta_i$ , Fig. II.10, et que le flux doit être augmenté (FI) et le couple électromagnétique doit être positif (TP), le vecteur de tension de commutation à choisir est  $V_{i+1}$ . Par contre, si le flux statorique doit être augmentée (FI) et que le couple électromagnétique doit être négatif (TN), alors le vecteur  $V_{i-1}$  va être choisi. D'autre part, si le flux du stator doit être diminuée (FD) et le couple électromagnétique doit être positif (TP), le vecteur  $V_{i+4}$  doit être sélectionné. De la même manière, si le flux statorique doit être diminuée (FD) et le couple électromagnétique doit être négatif (TN), le vecteur  $V_{i-4}$  doit être appliqué. Si l'erreur de couple est dans la limite d'erreur, c'est-à-dire

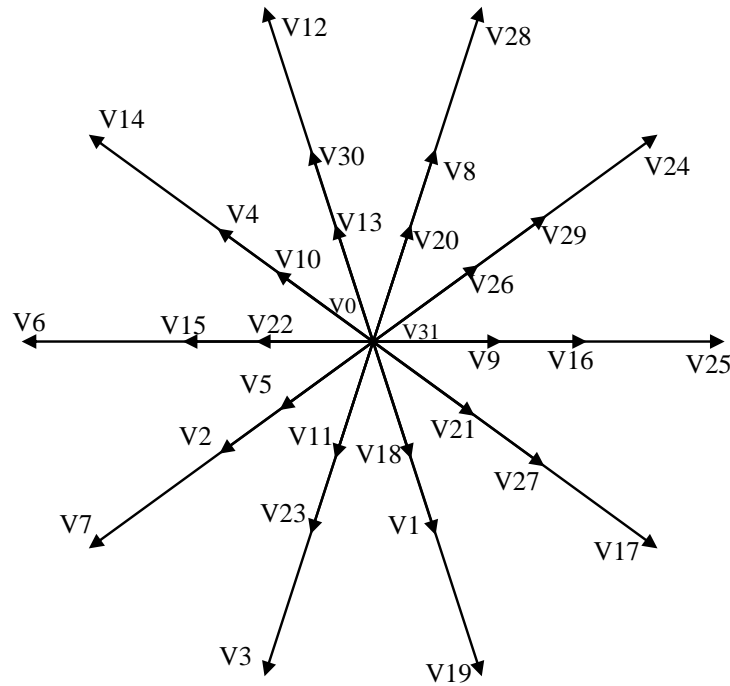


FIGURE II.8: Vecteurs spatiaux de tension de l'onduleur pentaphasé

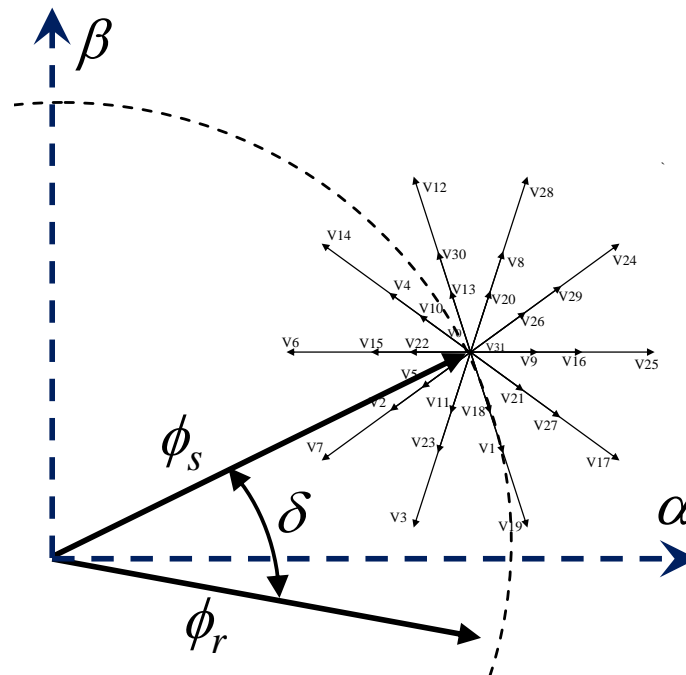


FIGURE II.9: Diagramme des vecteurs spatiaux de tension et de flux pour la commande DTC

$dT_e = 0$ , le vecteur de tension nulle  $V_0$  ou  $V_{31}$  est sélectionné. Pour tous les secteurs, le tableau II.2 montre la table de consultation du vecteur de tension de commutation optimale. Dans ce tableau,  $\Delta\phi = 1$  correspond à FI,  $\Delta\phi = 0$  à FD,  $\Delta T_e = 1$  à TP et  $\Delta T_e = -1$  à TN.

### II.3.3 Estimateur du flux et du couple

Les relations de base permettant de reconstituer le flux statorique et par conséquent le couple électromagnétique s'expriment à partir des équations I.51, par :

$$\begin{cases} \phi_\alpha^s = \int_0^t (v_\alpha^s - R_s i_\alpha^s) dt \\ \phi_\beta^s = \int_0^t (v_\beta^s - R_s i_\beta^s) dt \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Le courant statorique est mesuré tandis que la tension statorique dépend des états de com-



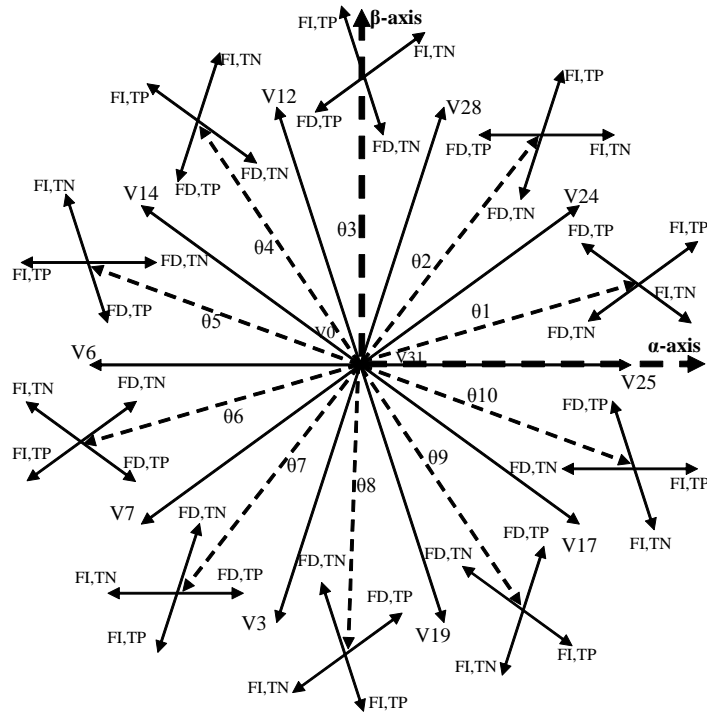


FIGURE II.10: Dix vecteurs de commutation pour un système commandé par un onduleur à cinq phases

$\Delta\phi$	$\Delta T_e$	Sec.1	Sec.2	Sec.3	Sec.4	Sec.5	Sec.6	Sec.7	Sec.8	Sect.9	Sec.10
1	1	V24	V28	V12	V14	V6	V7	V3	V19	V17	V25
1	0	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31
1	-1	V17	V25	V24	V28	V12	V14	V6	V7	V3	V19
0	1	V14	V6	V7	V3	V19	V17	V25	V24	V28	V12
0	0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0	V31	V0
0	-1	V7	V3	V19	V17	V25	V24	V28	V12	V14	V6

TABLE II.2: Table de consultation du vecteur tension actif optimal

mande  $(S_a, S_b, S_c, S_d, S_e)$  et de la tension mesurée  $V_{dc}$  à l'entrée de l'onduleur. En utilisant la matrice de transformation de Concordia (I.35), les tensions  $v_\alpha^s$  et  $v_\beta^s$ , sont obtenues comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^s \\ v_\beta^s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{5}} V_{dc} \begin{pmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{5} & \cos \frac{4\pi}{5} & \cos \frac{6\pi}{5} & \cos \frac{8\pi}{5} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{5} & \sin \frac{4\pi}{5} & \sin \frac{6\pi}{5} & \sin \frac{8\pi}{5} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_d \\ S_e \end{pmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Le flux estimé est déterminé par son module et sa position selon la relation suivante :

$$\begin{cases} |\hat{\phi}_s| = \sqrt{\phi_{\alpha s}^2 + \phi_{\beta s}^2} \\ \angle \hat{\phi}_s = \hat{\theta}_s = \arctg \frac{\phi_{\beta s}}{\phi_{\alpha s}} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Le couple électromagnétique peut être estimé via l'équation I.63 à partir des flux estimés et des courants statoriques mesurés dans le référentiel  $(\alpha - \beta)$  comme suit :

$$\hat{C}_{em} = p(\phi_{\alpha s} i_{\beta s} - \phi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (\text{II.14})$$

### II.3.4 Contrôleurs de flux et du couple

Le choix du correcteur à hystérésis à deux niveaux est la solution la plus simple et la plus adaptée au contrôle étudié. Ainsi, avec ce type de correcteur, il est possible de contrôler et de maintenir de manière simple l'extrémité du vecteur flux  $\phi_s$  dans une couronne circulaire.

La sortie du régulateur du flux  $cflx$  indique les seuils supérieurs et inférieurs de l'amplitude du flux. Le comparateur à hystérésis à deux niveaux, utilisé pour le flux, permet de satisfaire  $|\phi_s^{ref} - \phi_s| < \Delta\phi_s$ , avec  $\phi_s^{ref}$  la consigne de flux et  $\Delta\phi_s$  l'écart d'hystérésis du régulateur. Le comparateur émet à sa sortie la valeur  $cflx=+1$  pour accroître le flux et  $cflx=0$  pour le faire diminuer, Fig. (II.11-a).

Pour le contrôle du couple électromagnétique, la fonction de sortie du correcteur à hystérésis à trois niveaux est établie de manière à ce qu'elle respecte la condition  $|C_{em}^{ref} - C_{em}| < \Delta C_{em}$ , avec  $\Delta C_{em}$  l'écart d'hystérésis du régulateur, Fig. (II.11-b).

Le correcteur délivre donc la valeur  $ccpl=1$  lorsque le couple est inférieur à la borne inférieure de la bande. Ceci nécessite son augmentation.  $ccpl = -1$  si le couple est supérieur à la borne supérieure de la bande, il faut alors le réduire.  $ccpl = 0$  si le couple est à l'intérieur de la bande et qu'il doit être maintenu constant autour de sa référence.

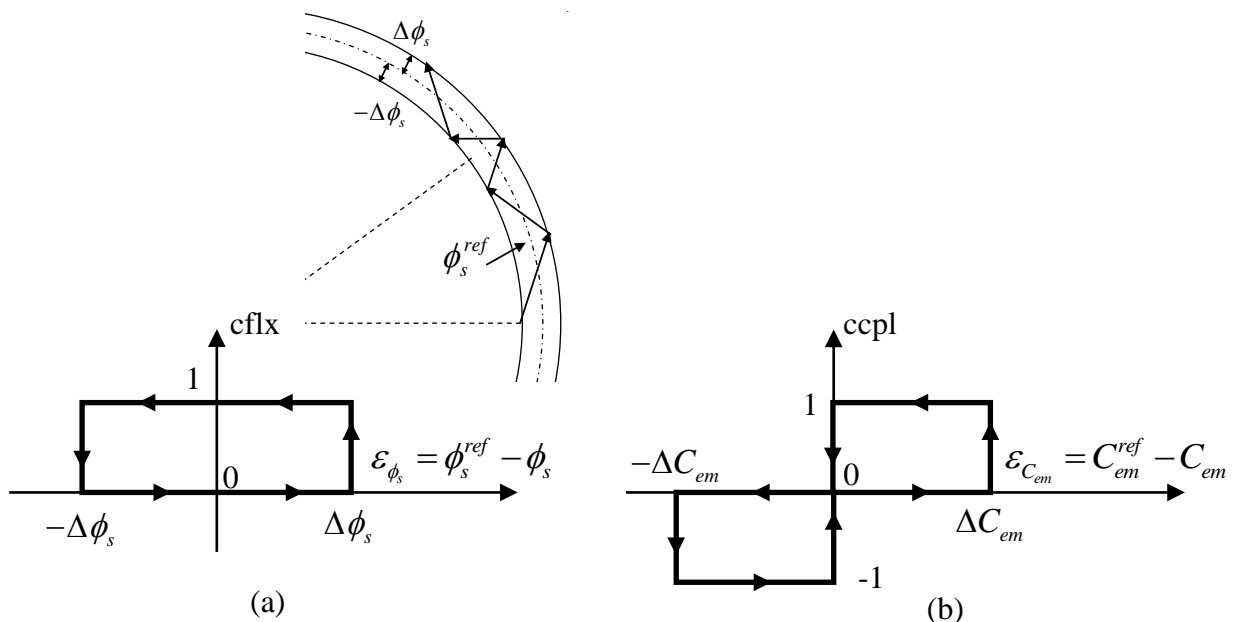


FIGURE II.11: Comparateurs à hystérésis : (a) à 2 niveaux du flux, (b) à 3 niveaux du couple

Ce système de contrôle calcule le couple électromagnétique, le flux statorique et la vitesse angulaire du rotor. Les régulateurs à hystérésis à deux niveaux comparent les valeurs de référence du couple et du flux avec les quantités réelles et génèrent un signal de commutation optimal dans le schéma de commande illustré à la figure II.12.

Des simulations ont été effectuées dans Matlab/Simulink pour vérifier la faisabilité de la commande DTC pour une machine asynchrone pentaphasée, et une validation expérimentale a été mise en œuvre. La description de la plate-forme temps réel dSPACE avec son principe de fonctionnement sont exposés dans la section (§II.3.6).

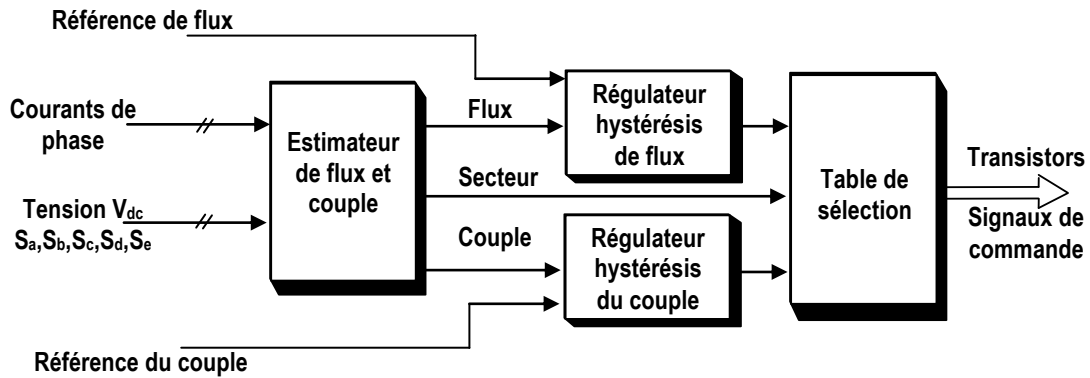


FIGURE II.12: Principe du Contrôle direct du couple

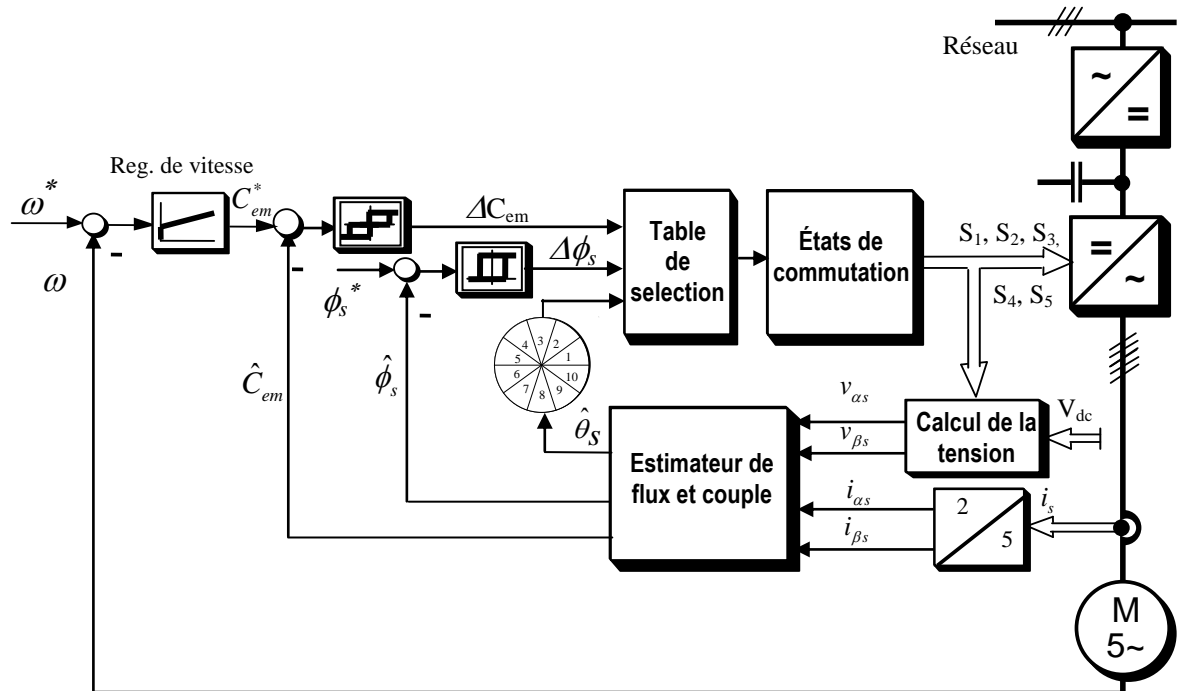


FIGURE II.13: Contrôle direct du couple de la machine asynchrone à cinq phases

### II.3.5 Résultats de simulation

Les résultats de simulation qui montrent les réponses de la vitesse, du courant statorique, du couple et du flux de la commande directe du couple (DTC) sont illustrés dans les pages suivantes, pour un changement de la consigne de vitesse de  $\pm 80\%$  de la vitesse nominale, Fig. II.15, et un changement du couple de référence de  $8.33 \text{ N.m}$  entre les instants  $1\text{s}$  et  $1.5\text{s}$  à une vitesse de référence nominale, Fig. II.16.

La vitesse présente une bonne réponse dynamique, sans dépassement ni erreur statique et suit sa référence de manière acceptable, Fig. (II.15-a), et au moment de l'application de la charge, on remarque un rejet parfait de perturbations, Fig. (II.16-a).

Aussi, le courant statorique répond bien aux variations imposées au couple et que sa forme est proche de la sinusoïde, Fig. (II.16-b). On observe également qu'il s'établit rapidement dans la phase de transition sans dépassement significatif.

Les figures (II.15-c) et (II.16-c) donnent la forme d'onde du couple électromagnétique développé. On observe la forte dynamique de ce couple lors de l'inversion de vitesse et de l'application de la charge. En fait, le temps de réponse est très faible.

La trajectoire de l'extrémité du flux  $\phi_s$  est quasiment circulaire, Fig. (II.15-d) et (II.16-d), confirmant ainsi que l'amplitude de ce vecteur est maintenue constante à sa valeur nominale même lorsque la charge est appliquée.

La figure (II.14-a) illustre les dix secteurs du décagone de la figure II.2, au long d'une période de  $0.02s$  (c'est à dire à fréquence nominale égale à  $50\text{ Hz}$ ). Et comme le montre la figure (II.14-b), à une période d'angle du flux estimé ( $2\pi\text{ rad}$  ou  $360^\circ$ ) correspondent dix secteurs, ce qui prouve que la simulation est tout à fait correcte.

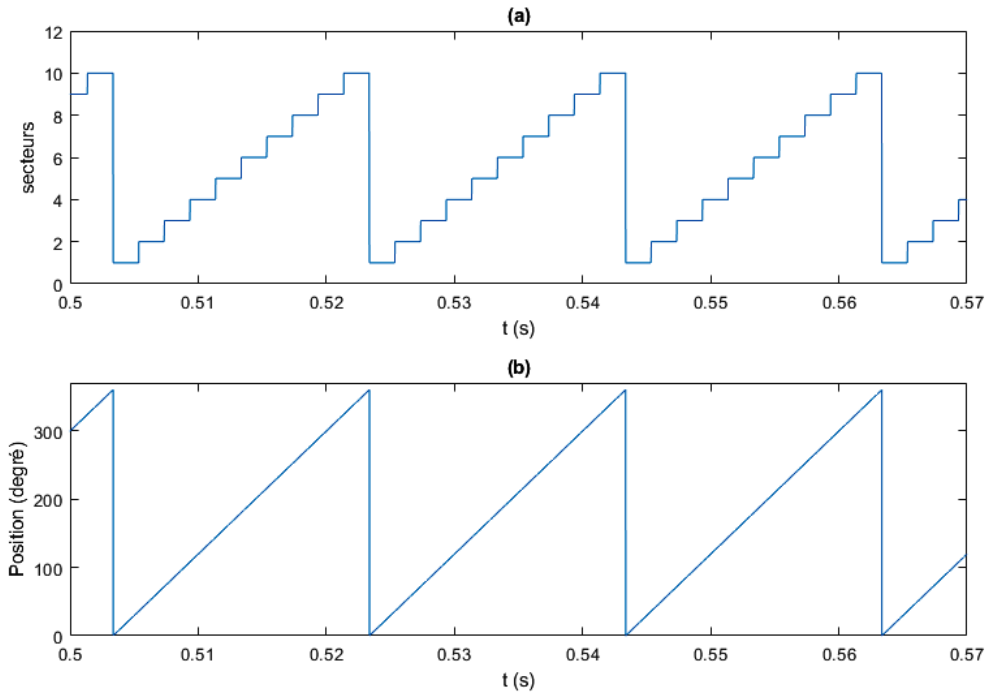


FIGURE II.14: Secteurs et position du flux estimé en régime permanent

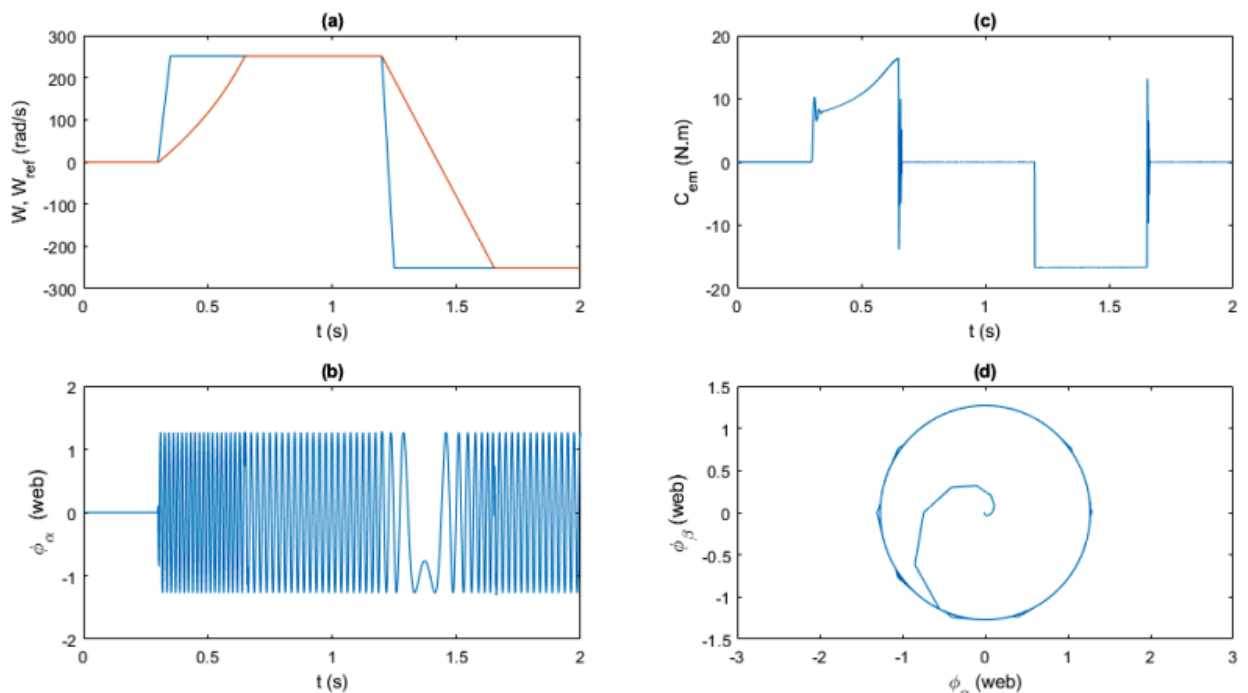


FIGURE II.15: Simulation de la commande DTC classique avec inversion de vitesse

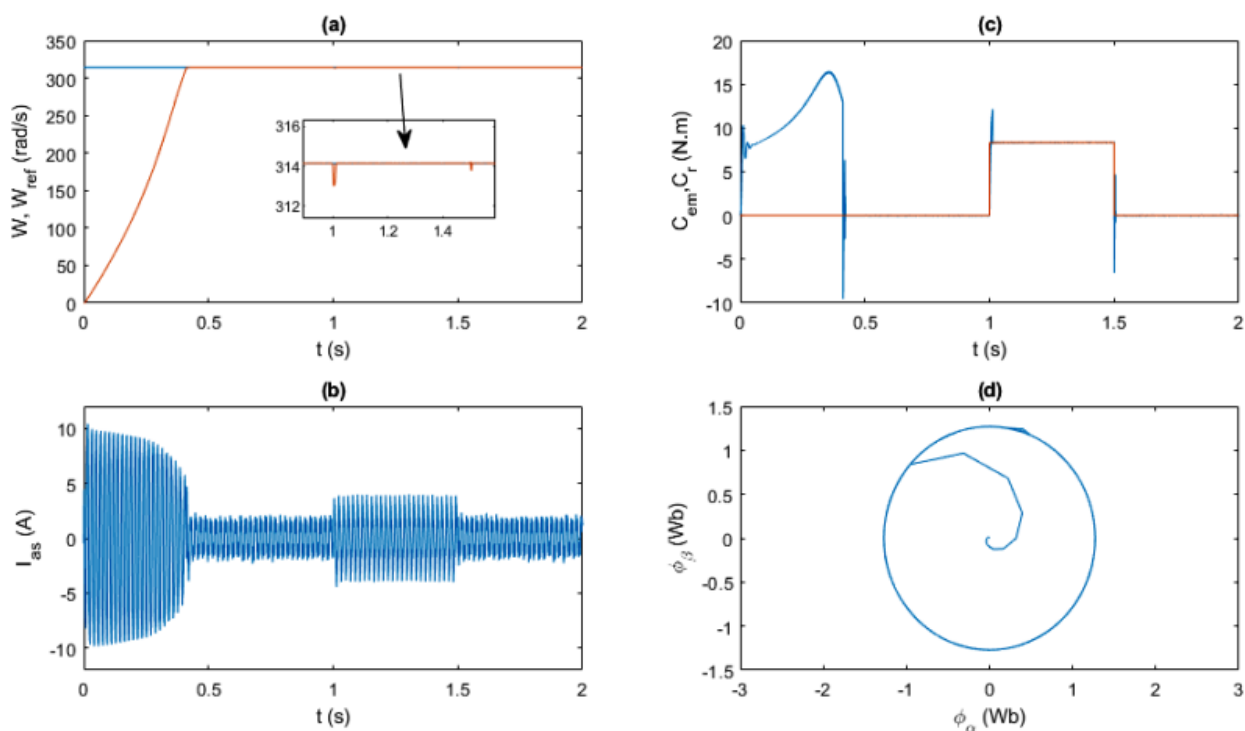


FIGURE II.16: Simulation de la commande DTC classique avec application de charge

### II.3.6 Description du banc d'essais expérimental

Nous présentons dans cette partie le banc d'essais du laboratoire du "Department of Electrical & Computer Engineering, Texas A&M University at Qatar, Doha, Qatar", sur lequel la validation expérimentale des stratégies de contrôle mises en œuvre a été effectuée.

La plate-forme expérimentale, dont le schéma synoptique et une vue d'ensemble du banc d'essai sont représentés sur les figures (II.17) et (II.18), est composée en plus d'un environnement de mesure, de deux parties principales, la partie puissance et la partie contrôle.

La partie "Puissance" se compose d'un onduleur de tension à cinq phases et de deux machines : une machine asynchrone pentaphasée, et une machine à courant continu à excitation indépendante. Ces machines sont couplées entre elles et la machine à courant continu est utilisée en tant que charge pour le moteur asynchrone, Fig. II.19.

L'onduleur de tension à cinq phases, Fig. (II.20-b) est construit en utilisant six modules de puissance à transistors bipolaires (IGBT) de Semikron. L'une des six bras est utilisé comme système de freinage dynamique pour les applications d'entraînement de moteurs. Chaque cellule est constituée de deux IGBTs avec deux diodes en antiparallèle.

Les principes de fonctionnement de base d'un onduleur pentaphasé sont développés en supposant une commutation idéale. Les interrupteurs supérieur et inférieur du même bras sont complémentaires en fonctionnement, c'est-à-dire que si l'interrupteur supérieur est "ON", l'inférieur doit être "OFF" et vice-versa. On évite ainsi les risques de court-circuit. De ce fait il est important de prévoir un délai entre la fermeture et l'ouverture des deux interrupteurs complémentaires. Ce délai est appelé "temps mort", car les deux interrupteurs restent en position "OFF" simultanément pendant un petit laps de temps. Les modules de puissance de Semikron sont équipés de dispositifs intégrés pour fournir ce temps mort, Fig. II.22.

La fréquence de commutation du convertisseur est déterminée ainsi par le temps d'ouverture

et de fermeture des interrupteurs et par le temps mort, (voir signaux de commande SVPWM, Fig. II.21). Pour ce type d'onduleur, la fréquence de commutation est de 15 kHz et le temps mort est de 3  $\mu$ s.

La tension continue à l'entrée de l'onduleur est obtenue à partir d'un redresseur à diodes, sa valeur est de 450 V, alors que le courant dc-link est de 6A. L'inductance du filtre d'entrée est de 60 mH et le condensateur à l'entrée de l'onduleur est de 4700  $\mu$ F. [77].

La partie "commande" est basée sur la carte de contrôle DS1104 R&D Controller Board développée par la société allemande dSPACE GmbH et logée dans un ordinateur. Cette carte de contrôle est composée de deux processeurs. Le processeur maître permet de gérer l'application alors que le processeur esclave, un DSP (Digital Signal Processor) de marque TEXAS INSTRUMENT (type TMS320F240), génère les signaux de commandes MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) en logique TTL 0/5 V. Il s'agit de la partie "hardware" de dSPACE.

Cette carte (Master PPC) dispose de 8 convertisseurs analogiques numériques CAN dont la tension d'entrée est comprise entre  $-10V$  et  $+10V$  ; et 8 convertisseurs numériques analogiques CNA dont la tension délivrée est comprise entre  $-10V$  et  $+10V$ . elle dispose également de plusieurs interfaces notamment des entrées sorties numériques, des codeurs incrémentaux, etc. . . Un câble de connexion est relié à la carte DSP par le port RS232 qui envoie les signaux de commande générés par le PC au DSP.

L'algorithme de contrôle, ou la partie "software", s'articule essentiellement autour de deux logiciels Matlab/Simulink et Control Desk. Matlab/Simulink permet de programmer facilement des applications temps réel en utilisant des blocs appartenant à la boîte à outils "Real Time Interface (RTI)". Une fois validée, les programmes sont automatiquement compilés et téléchargés dans la carte en utilisant le logiciel dSPACE Control Desk Manager. Ce second logiciel est une interface graphique qui permet, depuis les blocs Simulink vers dSPACE, de piloter les signaux de commande et de visualiser en temps réel les signaux disponibles dans l'environnement Simulink.

L'échange d'informations entre les deux parties décrites plus haut s'effectue par le biais d'un boîtier de connexion externe (Connector Panel dSPACE CLP1104), Fig. (II.20-a), relié à la carte par un câble de raccordement et recevant les signaux analogiques par des connecteurs BNC, une interface pour le conditionnement des signaux de commande PWM et des signaux d'erreur éventuels renvoyés par le convertisseur Semikron et un environnement de mesure comprenant divers capteurs. Cette interface de conditionnement des signaux convertit ces derniers de la logique TTL 0/5 V à la logique CMOS 0/15 V et vice versa. Cette transformation est nécessaire car la carte de contrôle DS1104 fonctionne avec des signaux en logiques TTL 0/5 V alors que ceux-ci doivent être en logique CMOS 0/15 V pour l'onduleur de tension.

L'adaptation des signaux de commande fournis par la carte dSpace DS1104 aux caractéristiques des modules de puissance est assurée par les drivers SKHI 22B (SEMIKRON). Ces drivers ont pour fonction d'assurer une isolation galvanique entre la partie puissance et la partie commande. Ils permettent une protection contre les courts-circuits du bus continu en surveillant la tension collecteur-émetteur des IGBTs.

Pour l'environnement de mesure, un codeur incrémental pour mesurer la vitesse de rotation du moteur, il est utilisé pour une comparaison avec les observateurs dans le cas d'une commande

sans capteurs mécaniques. Des capteurs LEM sont utilisés pour la mesure des courants et des capteurs à effet Hall pour celle des tensions.

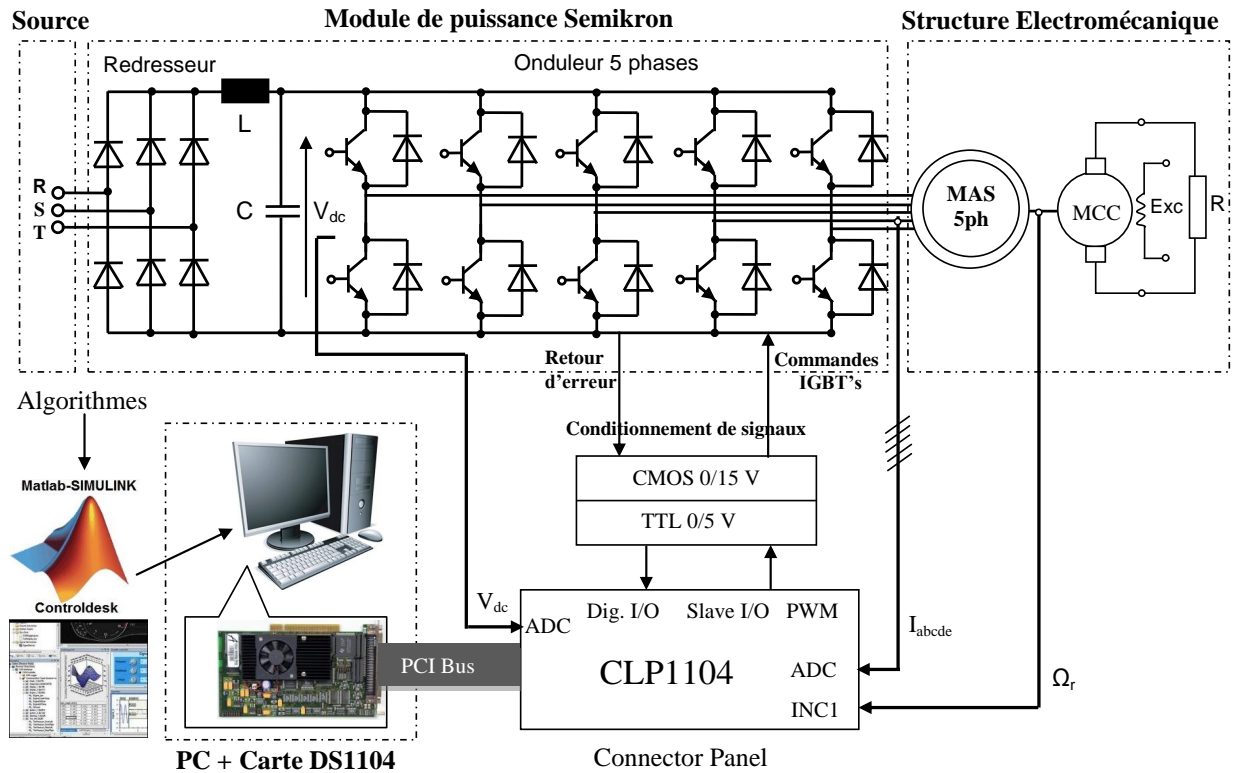


FIGURE II.17: Schéma bloc du dispositif expérimental

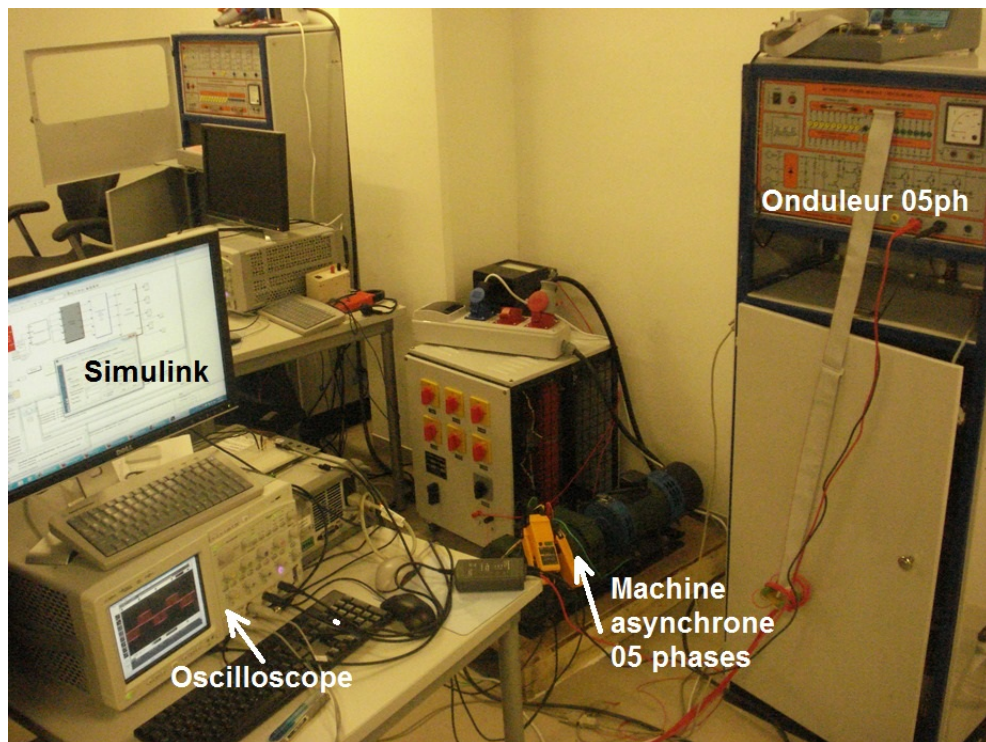


FIGURE II.18: Vue d'ensemble du banc de test expérimental

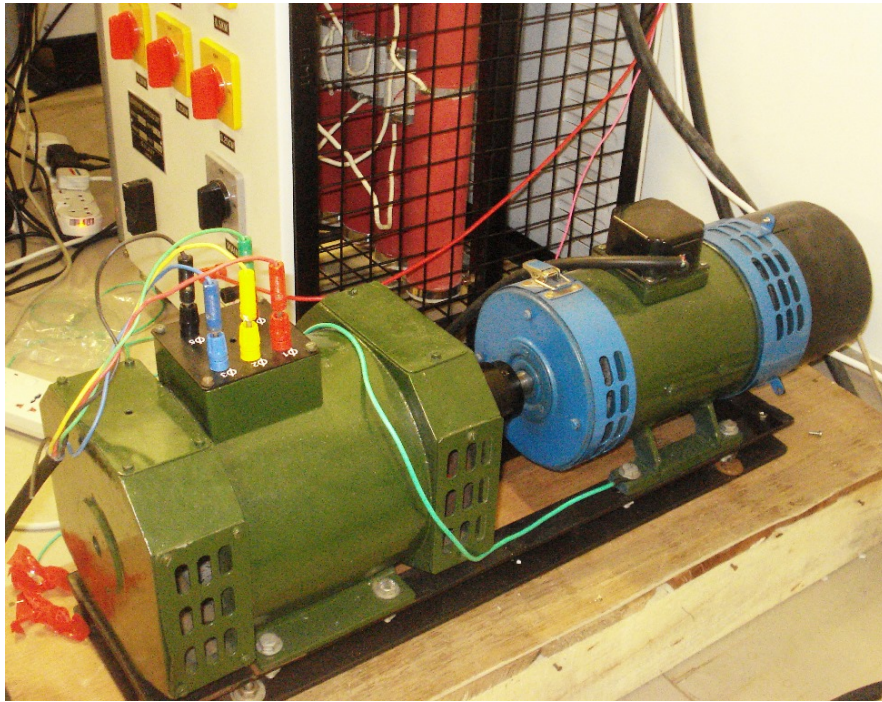


FIGURE II.19: Machine asynchrone 05 phases et la machine à courant continu

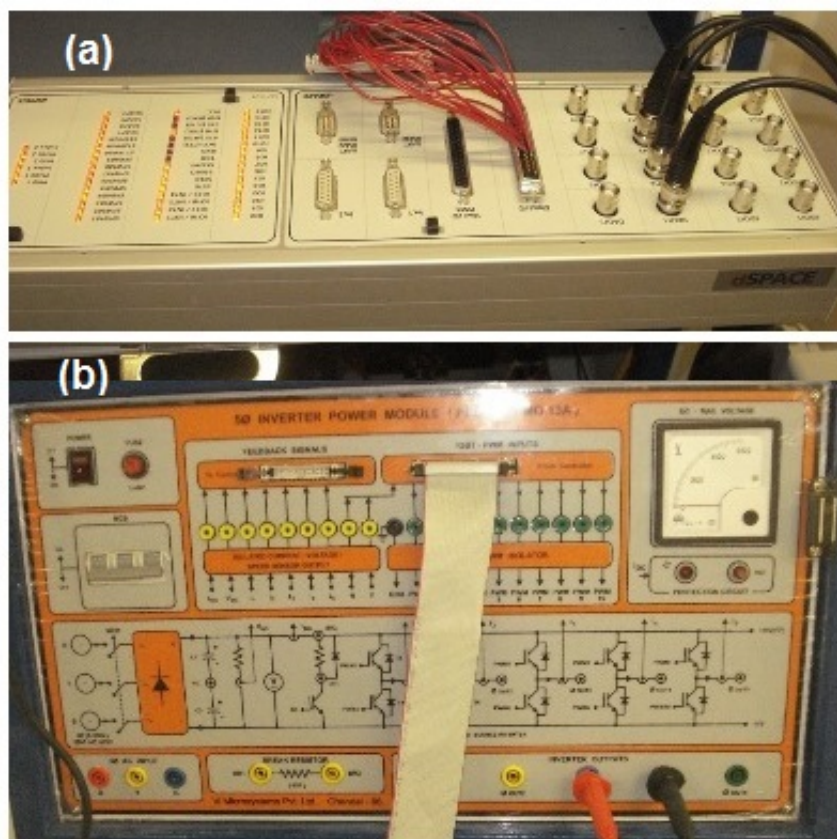


FIGURE II.20: (a) dSPACE CLP1104 (b) Module de puissance, onduleur de tension 05Ph

### II.3.7 Résultats expérimentaux

Les tests expérimentaux ont été effectués pour un moteur asynchrone pentaphasé dont les paramètres sont donnés dans le tableau (A.1) de l'annexe B. Les résultats expérimentaux sont affichés en utilisant l'oscilloscope numérique Agilent Infiniium, 4 Channels, 1 GHz, 4 Gega Samples per Second (GSa/s), Fig. II.18.



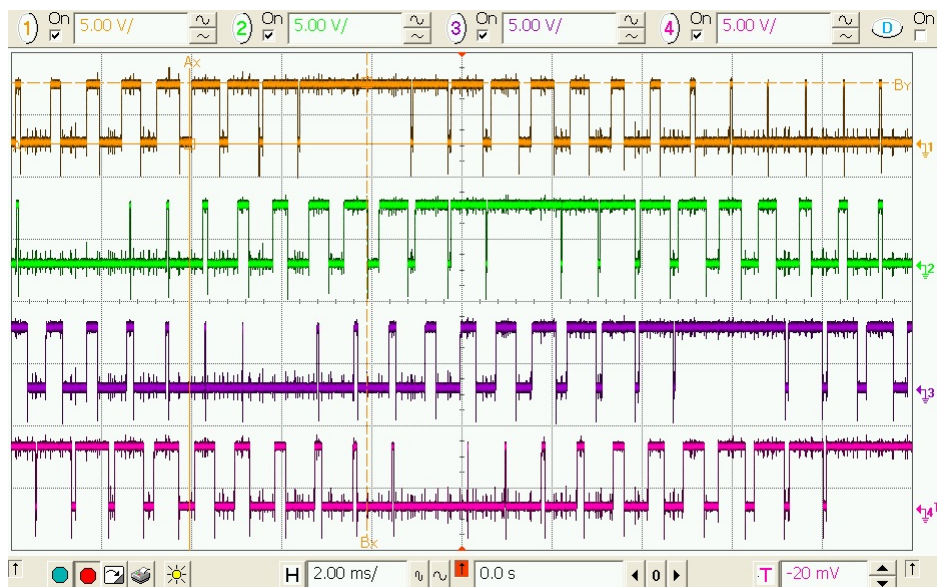


FIGURE II.21: Signaux de commande SVPWM pour 04 phases de l'onduleur



FIGURE II.22: Exemple de temps mort pour deux signaux de commande de deux interrupteurs appartenant au même bras de l'onduleur

Les résultats expérimentaux qui montrent le comportement de la vitesse, du couple, des flux et des courants statoriques de la commande DTC classique de l'association onduleur - machine asynchrone pentaphasée pendant le fonctionnement à vide, en charge et lors de l'inversion du sens de rotation, sont données aux figures II.23 à II.28.

La figure (II.23-a) présente les dix secteurs du décagone illustré à la figure II.2, tandis que la figure (II.23-b) montre la position du flux estimé qui parcourt les  $360^\circ$  auxquels correspondent les dix secteurs.

La figure II.24 présente les résultats expérimentaux de la vitesse rotorique, on remarque bien la convergence de cette vitesse vers les valeurs de référence  $\pm 100\pi \text{ rad/s}$ . Dans la même figure le couple électromagnétique développé est présenté pour la commande DTC classique. L'application de la charge nominale ( $8.33 \text{ N.m}$ ) est illustré sur la figure II.25, ou on peut voir les allures de la vitesse et du couple électromagnétique.

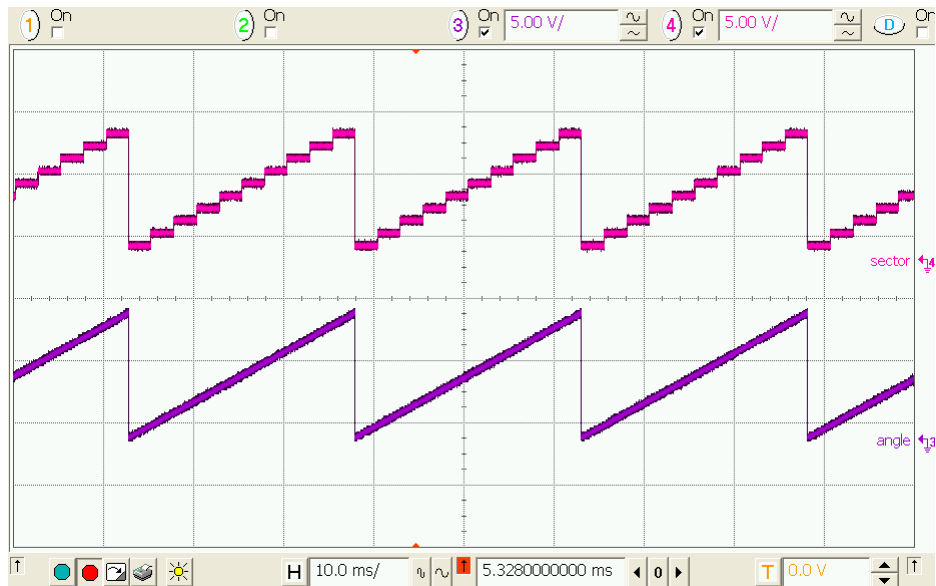


FIGURE II.23: Résultats expérimentaux (DTC classique) en régime permanent : de haut : a) Secteurs (5 sect/div), b) Position du flux estimé (180°/div)

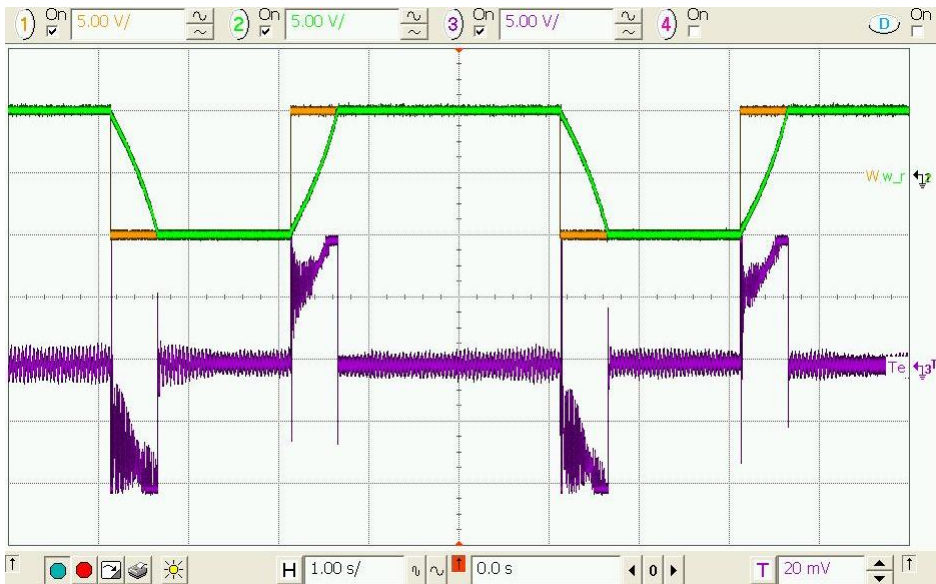


FIGURE II.24: Résultats expérimentaux DTC avec inversion de vitesse : de haut : a) Vitesses de référence et réelle ((314.15 rad/s)/div), b) Couple électromagnétique (5 N.m/div)

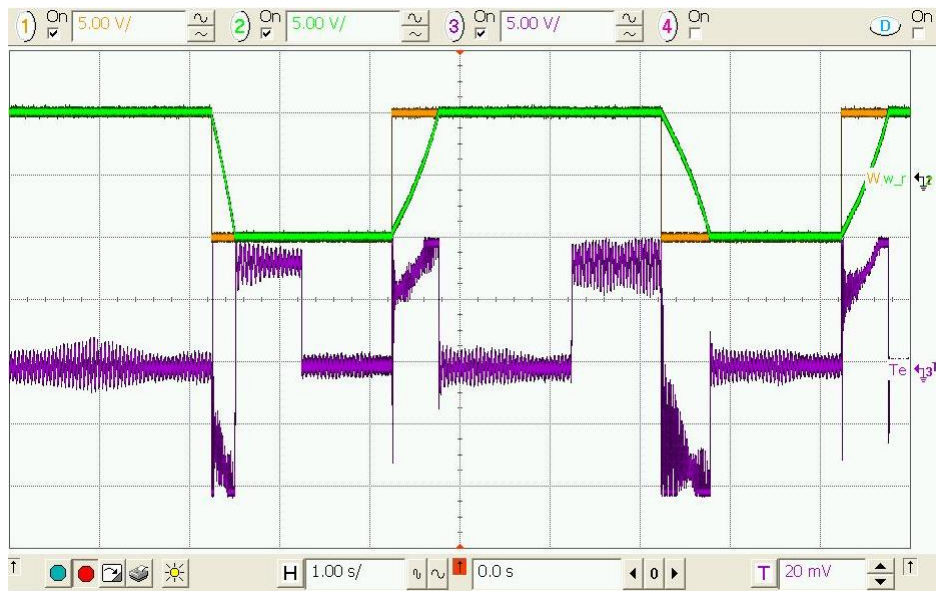


FIGURE II.25: Résultats expérimentaux DTC avec application de charge : de haut : a) Vitesses de référence et réelle ( $(314.15 \text{ rad/s})/\text{div}$ ), b) Couple électromagnétique ( $5 \text{ N.m/div}$ )

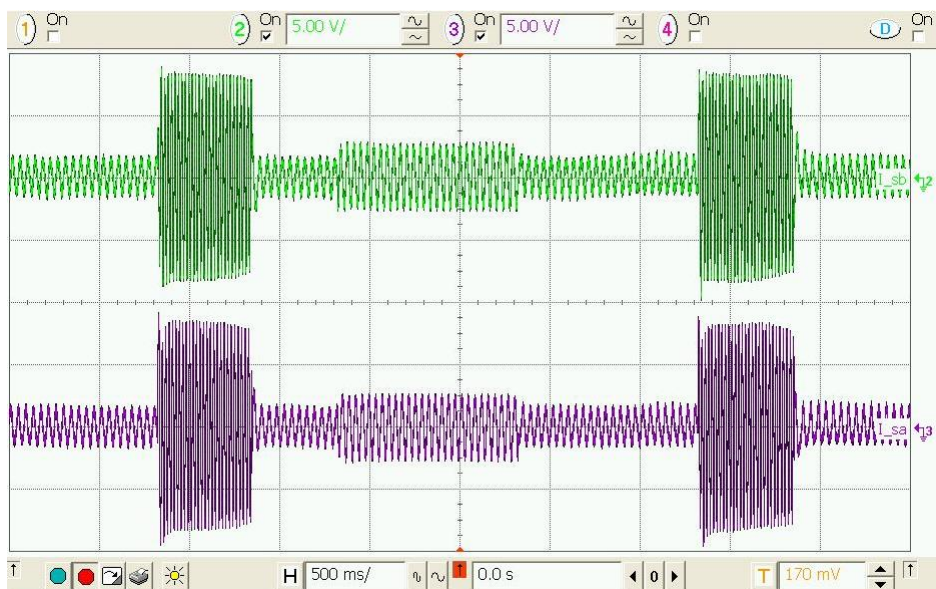


FIGURE II.26: Résultats expérimentaux DTC : Courants de phases statoriques ( $5 \text{ A/div}$ )

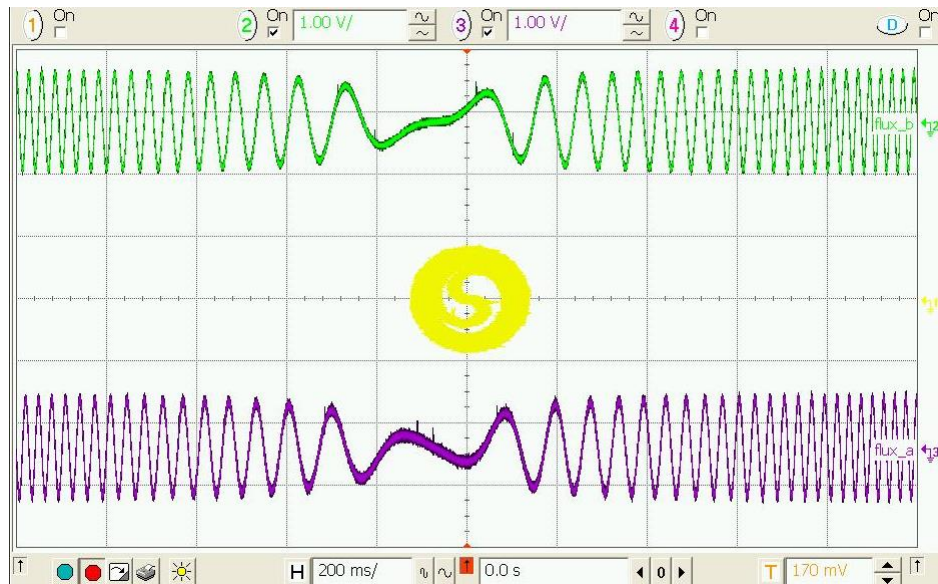


FIGURE II.28: Résultats expérimentaux (DTC classique) avec inversion de vitesse et application de charge : de haut : a) flux  $\phi_{\alpha s}$  (1.5 wb/div), b) flux  $\phi_s$  (1.5 wb/div), c) flux  $\phi_{\beta s}$  (1.5 wb/div)

Les courants statoriques de phase en temps réel sont donnés sur la figure II.26 pour une inversion de la vitesse et une application de charge nominale entre les instants 1s et 2s.

Les figures II.27 et II.28 montrent les résultats expérimentaux des flux  $\phi_{\alpha s}$ ,  $\phi_s$  et  $\phi_{\beta s}$  sans et avec inversion de vitesse respectivement. On peut voir que la trajectoire du flux au stator constitue parfaitement un cercle de grandeur nominale.

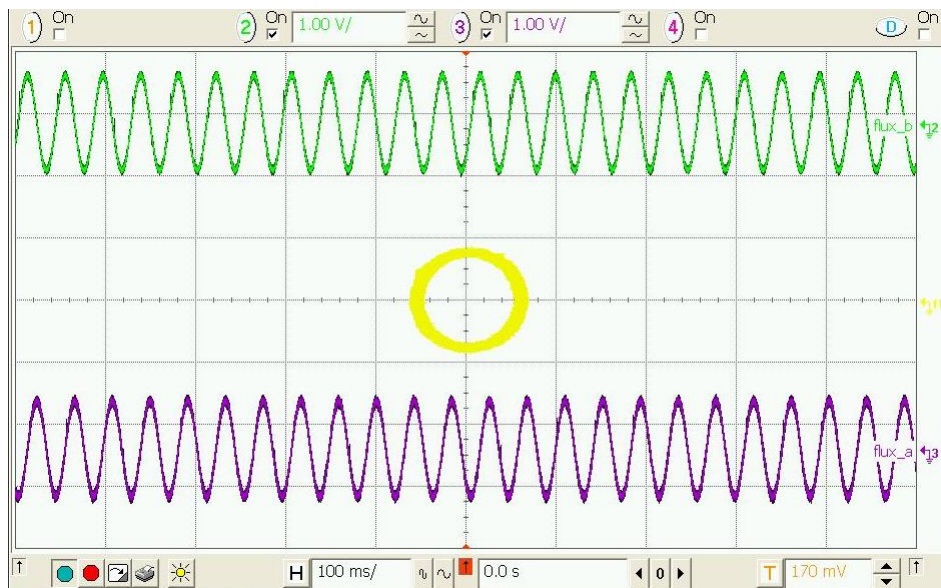


FIGURE II.27: Résultats expérimentaux (DTC classique) : de haut : a) flux  $\phi_{\alpha s}$  (1.5 wb/div), b) flux  $\phi_s$  (1.5 wb/div), c) flux  $\phi_{\beta s}$  (1.5 wb/div)

## II.4 Modulation vectorielle spatiale (SVM)

Un certain nombre de techniques de modulation de largeur d'impulsions PWM sont disponibles pour contrôler un onduleur de tension triphasé. Cependant, la modulation vectorielle SVPWM est devenue la plus répandue en raison de la facilité de mise en œuvre et de la meilleure utilisation de la tension à l'entrée de l'onduleur (DC bus) comparativement à la méthode PWM sinusoïdale, [60].

Il a été ainsi montré qu'un onduleur de tension à cinq phases peut générer des tensions de sortie sinusoïdales pratiquement pures si des schémas SVPWM appropriés sont utilisés, [60, 69]. En général, il existe une grande flexibilité dans le choix de la combinaison de vecteurs spatiaux appropriée pour une commande efficace des onduleur multiphasés en raison du grand nombre de vecteurs spatiaux.

Comme nous l'avons vu dans la section (§ II.2), un onduleur de tension à cinq phases produit 32 vecteurs spatiaux qui couvrent 360 degrés, formant un décagone avec 10 secteurs de 36 degrés chacun.

Pour les entraînements triphasés, la tension de référence est obtenue en employant deux vecteurs spatiaux actifs adjacents, [78], de sorte que l'équilibre volt-seconde :  $\sum v_i t_i = v_s^* T_e$  soit maintenu, [79]. Donc comme une extension dans un onduleur à cinq phases, deux vecteurs spatiaux actifs adjacents peuvent également être utilisés. Cependant, la section suivante révèle qu'une simple extension du SVPWM conduit à une distorsion de la tension de sortie. Ainsi, il apparaît clairement qu'au lieu de deux, quatre vecteurs voisins lorsqu'ils sont utilisés pour mettre en œuvre la SVPWM d'un onduleur pentaphasé conduiront à des tensions de sortie sinusoïdales.

En règle générale, un nombre  $n-1$  ( $n$  : nombre de phases) de vecteurs spatiaux actif est nécessaire pour générer une sortie sinusoïdale dans les onduleurs de tensions multiphasés, [80].

Les vecteurs spatiaux des tensions de phase dans les deux plans orthogonaux sont définis à l'aide d'une transformation invariante de puissance comme ci-dessous ; [81] :

$$V_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{5}} \left[ v_a + v_b e^{j\frac{2\pi}{5}} + v_c e^{j\frac{4\pi}{5}} + v_d e^{-j\frac{4\pi}{5}} + v_e e^{-j\frac{2\pi}{5}} \right] \quad (\text{II.15})$$

$$V_{xy} = \sqrt{\frac{2}{5}} \left[ v_a + v_b e^{j\frac{4\pi}{5}} + v_c e^{-j\frac{2\pi}{5}} + v_d e^{j\frac{2\pi}{5}} + v_e e^{-j\frac{4\pi}{5}} \right] \quad (\text{II.16})$$

Les vecteurs spatiaux ainsi obtenus dans le plan  $(\alpha - \beta)$  sont présentés à la figure (II.29). Comme il s'agit d'un système à cinq phases, la transformation est ensuite effectuée pour obtenir les vecteurs spatiaux dans le plan  $(x - y)$  en utilisant l'équation II.16 et les vecteurs spatiaux résultants sont présentés à la Fig. II.30.

La figure (II.29) montre que les vecteurs spatiaux du décagone extérieur du plan  $(\alpha - \beta)$  se transforment en décagone intérieur du plan  $(x - y)$ , (Fig. II.30). Le décagone le plus interne du plan  $(\alpha - \beta)$  forme le décagone extérieur du plan  $(x - y)$ , tandis que les vecteurs spatiaux du décagone intermédiaire se situent dans la même région. On observe en outre que la séquence de phase  $A, B, C, D, E$  du plan  $(\alpha - \beta)$  correspond à la séquence  $A, D, B, E, C$  du plan  $(x - y)$ . Par conséquent, on peut en déduire que la présence de composantes du vecteur spatial  $(x, y)$  introduit une distorsion des formes d'onde générant des harmoniques d'ordre 3 inutiles dans la machine alimentée par un onduleur de tension SVPWM, [69]. Ainsi, lors

du développement des techniques de modulation, il est nécessaire de réduire ou d'éliminer complètement les composantes  $(x, y)$  pour obtenir des tensions de sortie sinusoïdales.

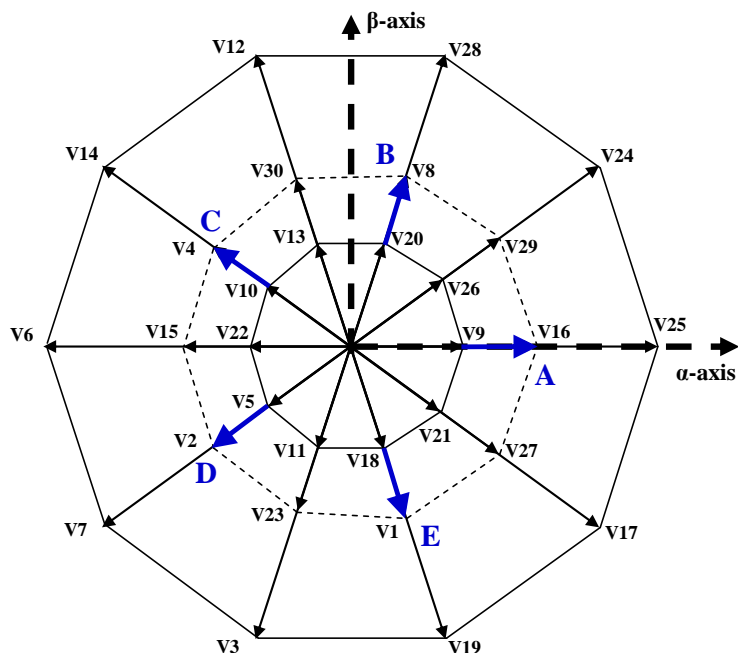


FIGURE II.29: Vecteurs spatiaux de tension de phases dans le repère  $\alpha - \beta$

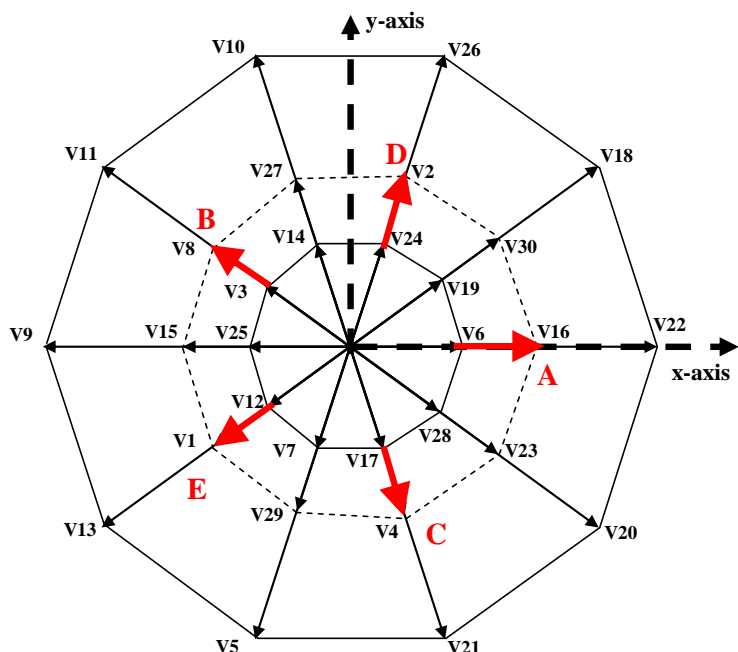


FIGURE II.30: Vecteurs spatiaux de tension de phases dans le repère  $x - y$

### II.4.1 Application de deux grands vecteurs spatiaux adjacents

Le schéma de la modulation vectorielle SVPWM discuté dans cette partie considère le décagone le plus externe des vecteurs spatiaux dans le plan  $(\alpha - \beta)$ , Fig. II.29, c'est à dire deux vecteurs spatiaux actifs adjacents et deux vecteurs spatiaux nuls sont utilisés dans une période de commutation pour produire la tension de référence d'entrée.

Un onduleur pentaphasé comporte cinq bras. chacun avec deux interrupteurs de puissance dont les opérations sont complémentaires, Fig. II.1. Chaque interrupteur de puissance change

d'état deux fois au cours d'une même période (de "fermé" à "ouvert", puis de "ouvert" à "fermé"), au total, dix commutations ont donc lieu au cours d'une période de commutation. La commutation se fait de telle sorte que dans la première demi-période de commutation, le premier vecteur zéro est appliqué, suivi de deux vecteurs d'état actif puis du second vecteur d'état zéro. Le second demi-cycle est l'image miroir du premier. C'est de cette manière que l'on obtient la modulation vectorielle symétrique.

Pour calculer le temps d'application des différents vecteurs, considérons la Fig. II.31, qui représente la position des différents vecteurs spatiaux disponibles et du vecteur de référence dans le premier secteur. Le temps d'application des vecteurs de tension spatiaux actifs est calculé à partir de la Fig. II.31 comme suit :

$$t_a = \frac{|\bar{V}_s^*| \sin(k\pi/5 - \alpha)}{|\bar{V}_l| \sin(\pi/5)} t_e \quad (\text{II.17})$$

$$t_b = \frac{|\bar{V}_s^*| \sin(\alpha - (k-1)\pi/5)}{|\bar{V}_l| \sin(\pi/5)} t_e \quad (\text{II.18})$$

Avec : k est le numéro du secteur (k= 1 à 10), le temps d'application du vecteur spatial zéro est donné par :  $t_0 = t_e - t_a - t_b$  et  $|\bar{v}_{al}| = |\bar{v}_{bl}| = |\bar{v}_l| = \sqrt{\frac{2}{5}} V_{DC} \cos(\pi/5)$  et  $|\bar{v}_{am}| = |\bar{v}_{bm}| = |\bar{v}_m| = \sqrt{\frac{2}{5}} V_{DC}$ , [81].

Le symbole  $\bar{V}_s^*$  désigne le vecteur spatial de la tension de référence. Tandis que  $|x|$  représente le module d'un nombre complexe  $\bar{x}$ . Indices "l" et "m" désignent respectivement les grands et moyens vecteurs.

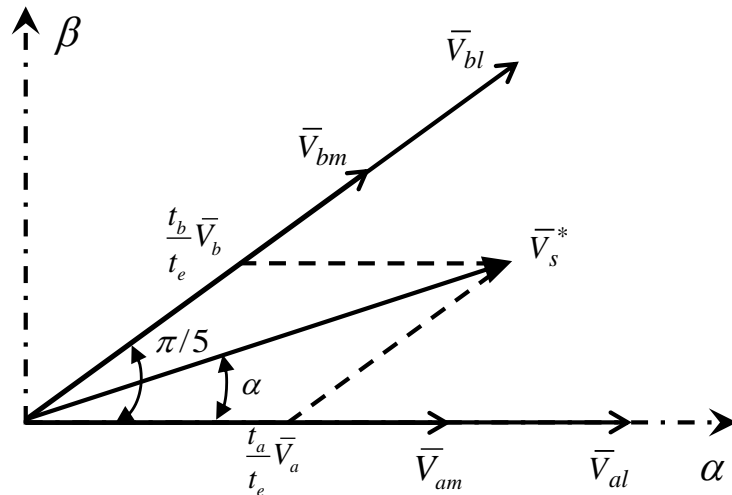
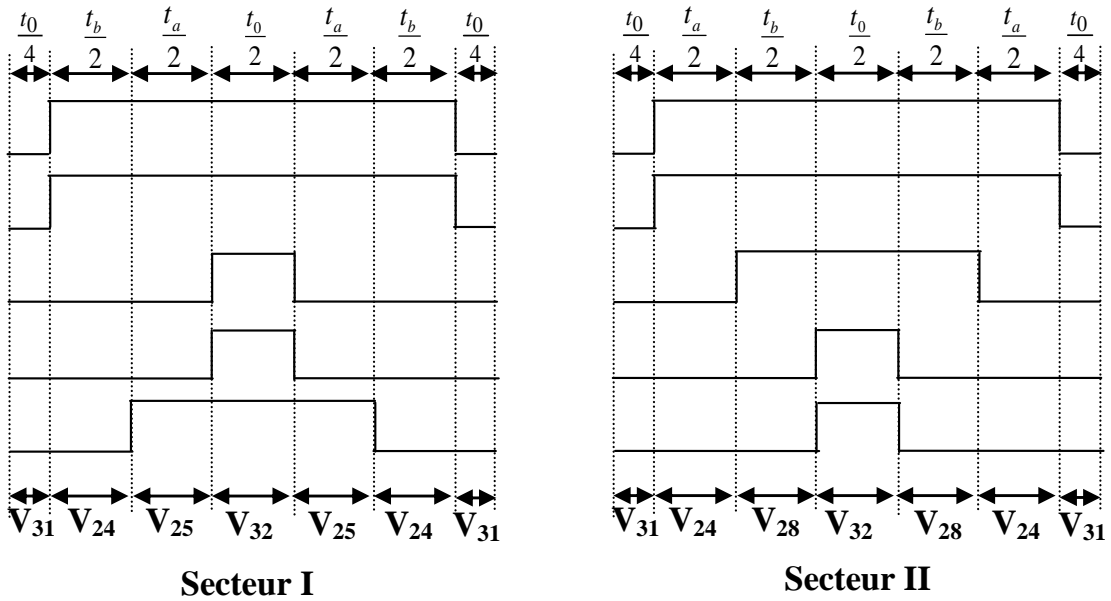


FIGURE II.31: Calcul du temps vectoriel dans le 1<sup>er</sup> secteur pour un onduleur à cinq phases

Les séquences des vecteurs appliquées dans les secteurs I et II et les schémas de commutation correspondants sont présentés dans la figure II.32. Dans les secteurs impairs, le vecteur du côté gauche par rapport à la référence, (voir Fig. II.29), est appliqué en premier, suivi du vecteur du côté droit. Alors que dans les secteurs pairs le vecteur côté droit est appliqué en premier, suivi du vecteur côté gauche.

## II.4.2 Application de quatre vecteurs spatiaux (moyens et grands)

Dans cette section, nous présenterons une méthode de PWM à vecteur spatial (SVPWM) adaptée à l'onduleur de tension à cinq phases.

FIGURE II.32: Schéma de commutation SVPWM, (1<sup>er</sup> et 2<sup>eme</sup> secteur utilisant larges vecteurs)

L'utilisation de la technique SV-PWM est de générer des tensions de phase de sortie où les harmoniques les plus importantes sont négligées. L'utilisation de deux vecteurs spatiaux moyens adjacents avec deux grands vecteurs spatiaux actifs dans chaque période de commutation permet de maintenir une valeur moyenne nulle [82, 83], et par conséquent, de fournir une sortie presque parfaitement sinusoïdale.

Comme le montre la Fig.II.31, quatre vecteurs spatiaux actifs (deux vecteurs moyens et deux grands vecteurs) dans chaque secteur, seront appliqués pour la production de la tension de référence souhaitée à chaque période d'échantillonnage  $T_e$ . Par conséquent, la tâche principale des techniques SVPWM est la détermination des temps d'application de chaque vecteur dans chaque secteur pour synthétiser le vecteur de tension de sortie tel que requis [82, 84].

Les quatre temps d'application des quatre vecteurs sont nommés  $t_{al}$ ;  $t_{bl}$ ;  $t_{am}$ ;  $t_{bm}$ . Ces temps qui sont présentés dans Fig. II.33, sont calculés sur la base des équations II.17 et II.18 comme suit, [30] :

$$t_{al} = \frac{|\bar{V}_l|}{|\bar{V}_l| + |\bar{V}_m|} t_a, \quad t_{am} = \frac{|\bar{V}_m|}{|\bar{V}_l| + |\bar{V}_m|} t_a \quad (\text{II.19})$$

$$t_{bl} = \frac{|\bar{V}_l|}{|\bar{V}_l| + |\bar{V}_m|} t_b, \quad t_{bm} = \frac{|\bar{V}_m|}{|\bar{V}_l| + |\bar{V}_m|} t_b \quad (\text{II.20})$$

Le temps d'application du vecteur espace zéro est donné par :  $t_0 = t_e - t_{al} - t_{am} - t_{bl} - t_{bm}$

On remarque que la représentation dans le repère  $(x - y)$ , en utilisant deux longs vecteurs et deux moyens vecteurs, permet l'annulation de ces vecteurs entre eux, comme indiqué dans la figure II.34 pour le secteur I, (il s'ensuit pour le reste des secteurs). Les vecteurs  $V_{16}$  et  $V_{29}$  sont opposés aux vecteurs  $V_{25}$  et  $V_{24}$  respectivement. Comme le rapport des longueurs entre les moyens et les plus petits vecteurs est de 1,618, si le temps d'application le plus petit est augmenté dans la même proportion ils auront un volt-seconde égal :  $\bar{v}_s^* T_e = \bar{v}_{al} t_{al} + \bar{v}_{bl} t_{bl} + \bar{v}_{am} t_{am} + \bar{v}_{bm} t_{bm}$  et s'annuleront l'un l'autre, éliminant ainsi les composantes  $(x, y)$ , contribuant à réduire les harmoniques et générant ainsi une sortie sinusoïdale, [84, 85].



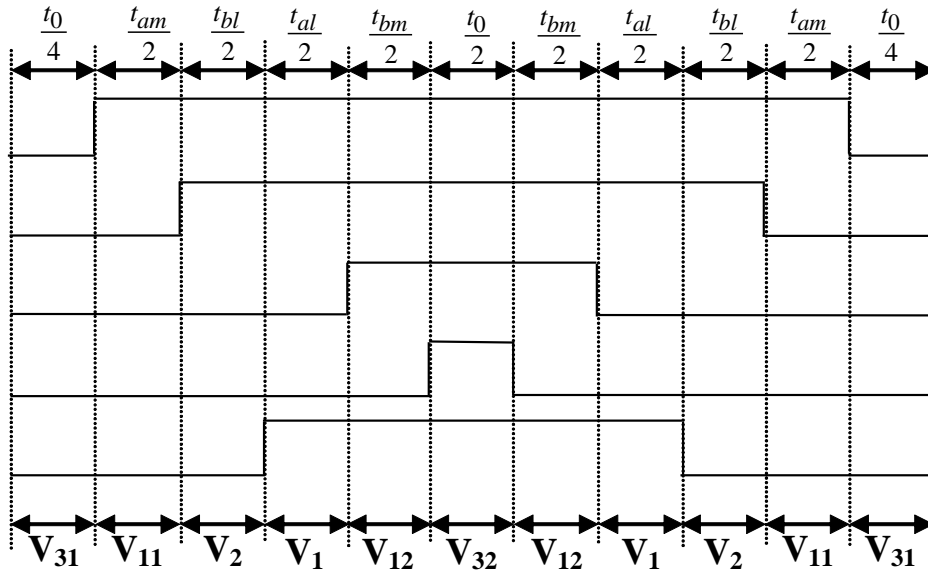


FIGURE II.33: Schéma de commutation SVPWM, (1<sup>er</sup> secteur utilisant larges et moyennes vecteurs)

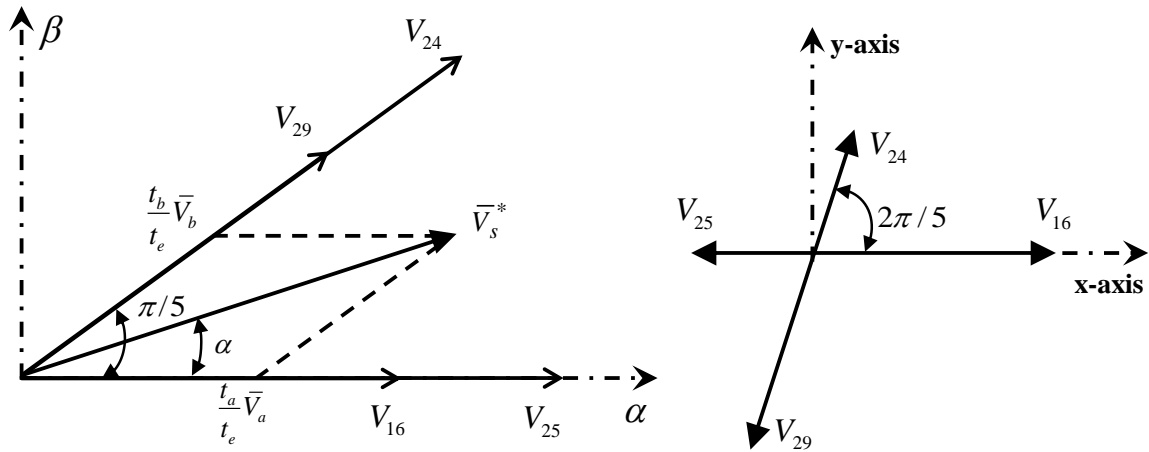


FIGURE II.34: Principe de la modulation vectorielle utilisant 04 vecteurs (plans  $(\alpha - \beta)$  et  $(x - y)$ )

### II.4.3 Résultats de simulation de la commande SVM en boucle ouverte

Les résultats de simulation de la modulation vectorielle spatiale SVM de l'association onduleur de tension machine asynchrone pentaphasée en boucle ouverte sont illustrés pour deux techniques SVPWM, en utilisant deux vecteurs actifs (figures II.35 à II.38), et en utilisant quatre vecteurs actifs (figures II.39 à II.43).

Lors des différentes simulations, la tension du bus continu  $v_{dc}$  est fixée à  $415.\sqrt{2}$  volts, la fréquence de commutation est de 5 kHz, et les tensions de phase sont filtrées par un filtre passe-bas avec une constante de temps de 0,8 ms.

On peut constater sur les figures (II.36-a) et (II.38-a) que les tensions de phases de sortie et les courants de phase sont déformées si seulement deux vecteurs actifs sont utilisés pour la technique SVPWM. On remarque aussi sur la figure (II.37-a) que les tensions de phase de sortie sont non sinusoïdales et contiennent une quantité considérable d'harmoniques de bas ordre. Cette déformation apparaît à cause de la présence des vecteurs du plan  $(x - y)$ , comme le montre les figures (II.36-b) et (II.38-b). Ceci est démontré en prenant la FFT d'une des tensions de phase, Fig. (II.37-b) où les composantes de fréquences plus élevées dans le plan

$(x - y)$  sont clairement visibles. En plus de la fondamentale, le spectre montre la présence des harmoniques ( $10k \pm 3$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$ ) caractéristiques du plan  $(x - y)$ , à savoir la troisième harmonique (environ 29%), la septième harmonique (environ 5%) et la treizième harmonique (environ 1.5%).

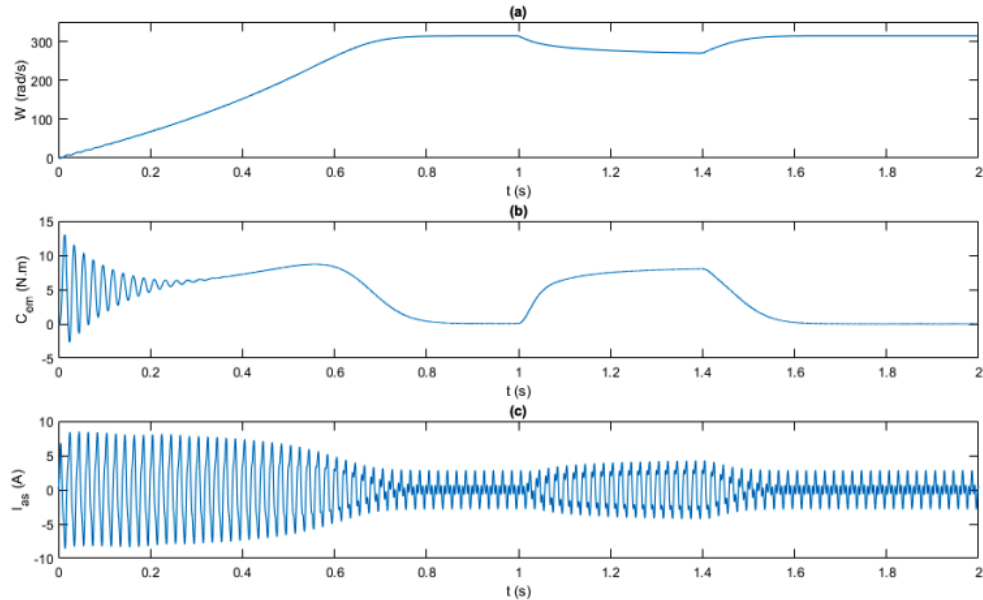


FIGURE II.35: Simulation en Boucle Ouverte avec application d'une charge (technique SVPWM - 02 grands vecteurs)

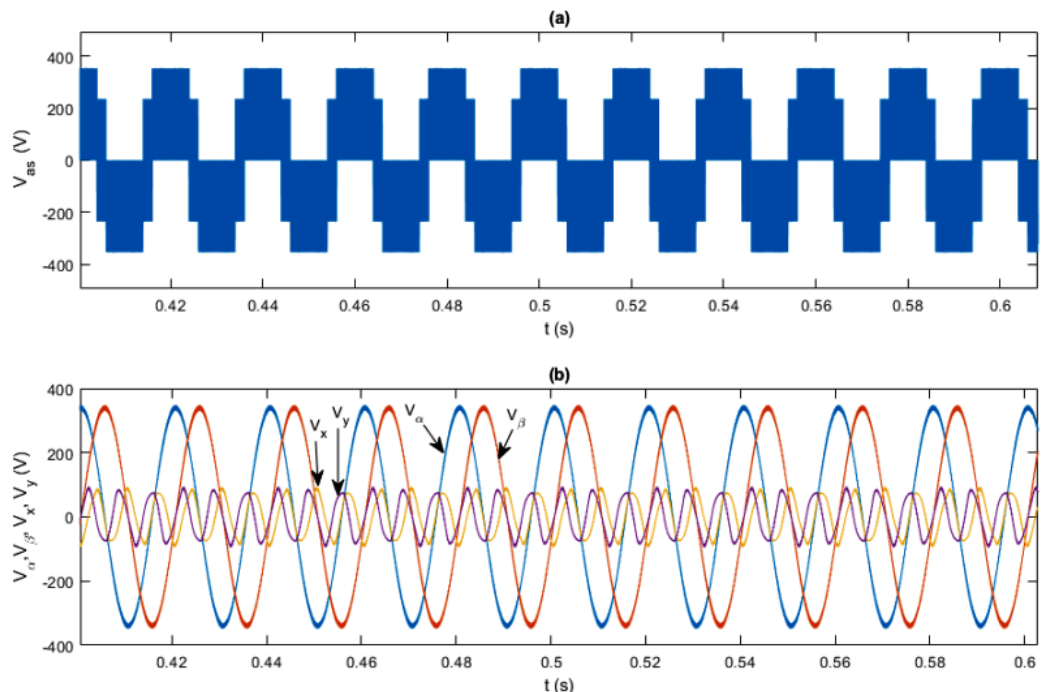


FIGURE II.36: Allures des tensions de sortie (technique SVPWM - 02 grands vecteurs)

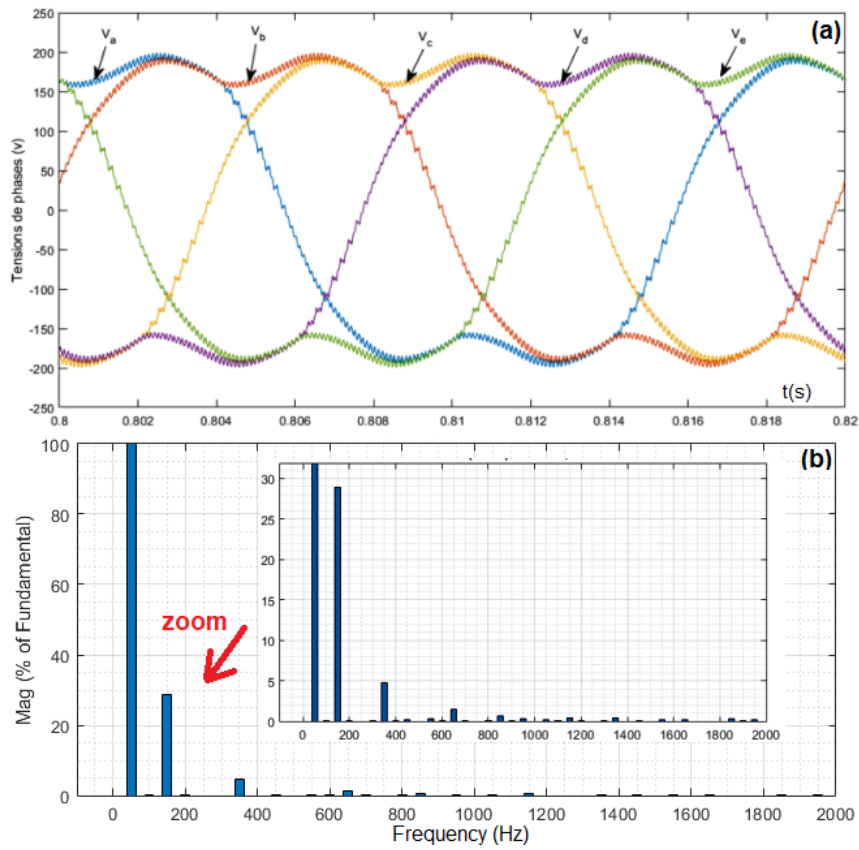


FIGURE II.37: Allures et spectre harmonique des tensions de phase (SVPWM - 02 grands vecteurs)

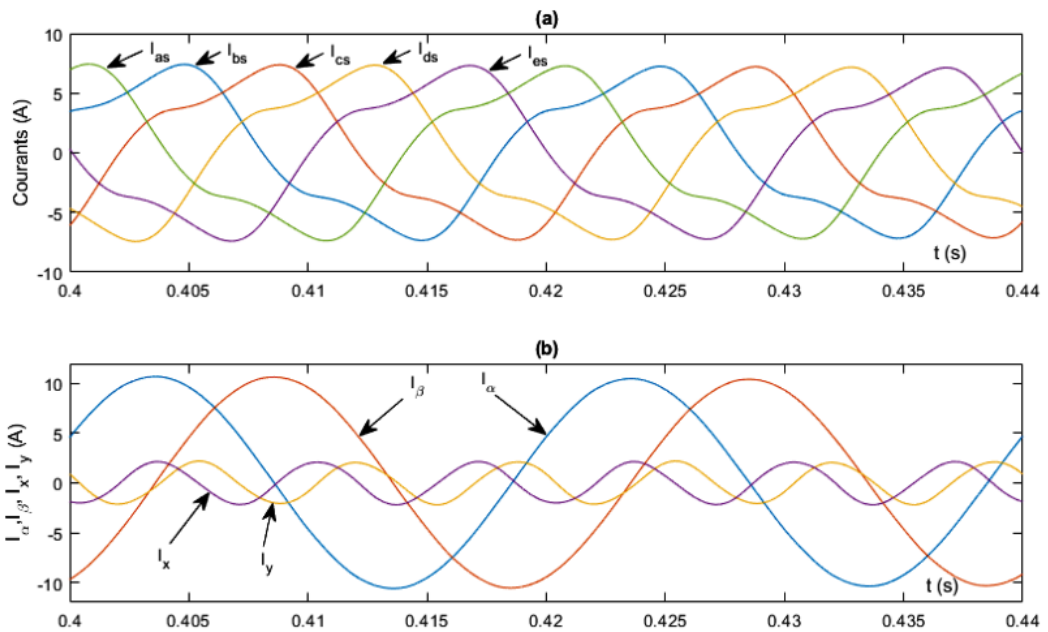


FIGURE II.38: Allures des courants de phases (technique SVPWM - 02 grands vecteurs)

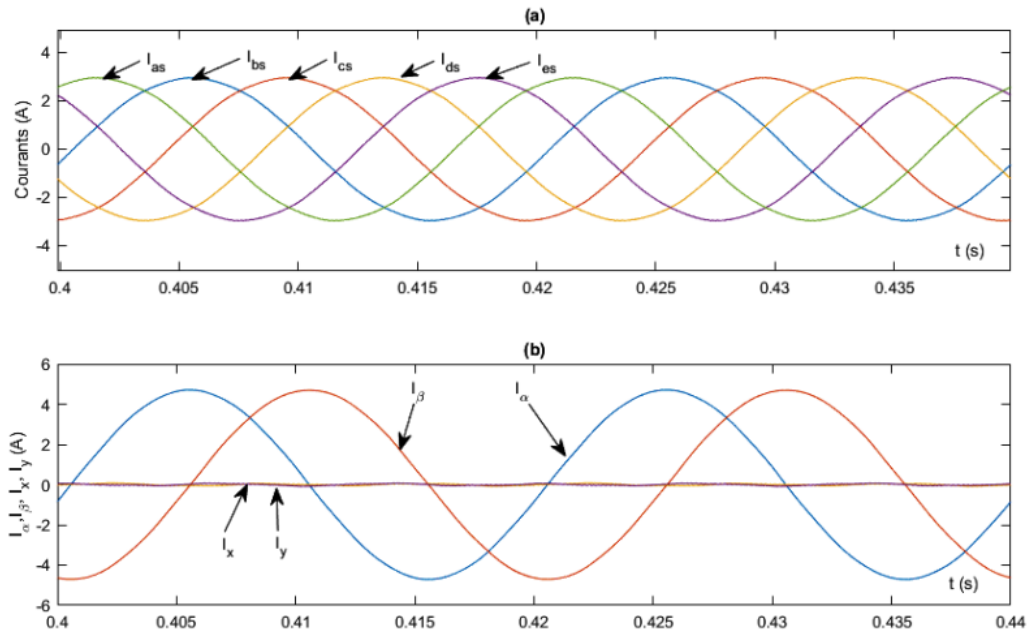


FIGURE II.39: Allures des courants de phases (technique SVPWM - 02 grands et 02 moyens vecteurs)

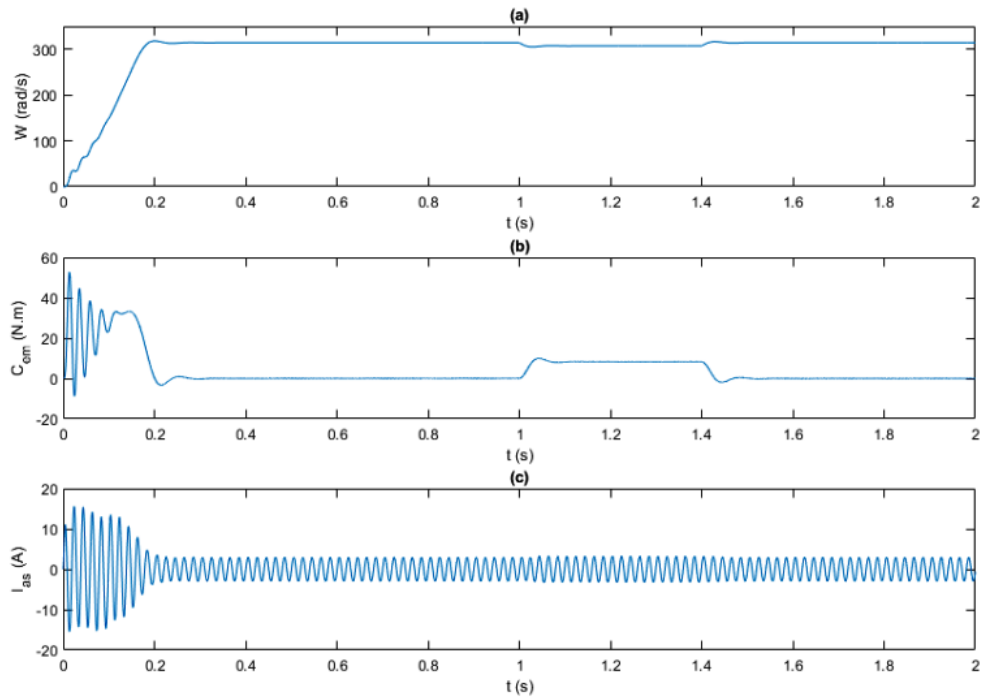


FIGURE II.40: Simulation en Boucle Ouverte avec application d'une charge (technique SVPWM - 02 grands et 02 moyens vecteurs)

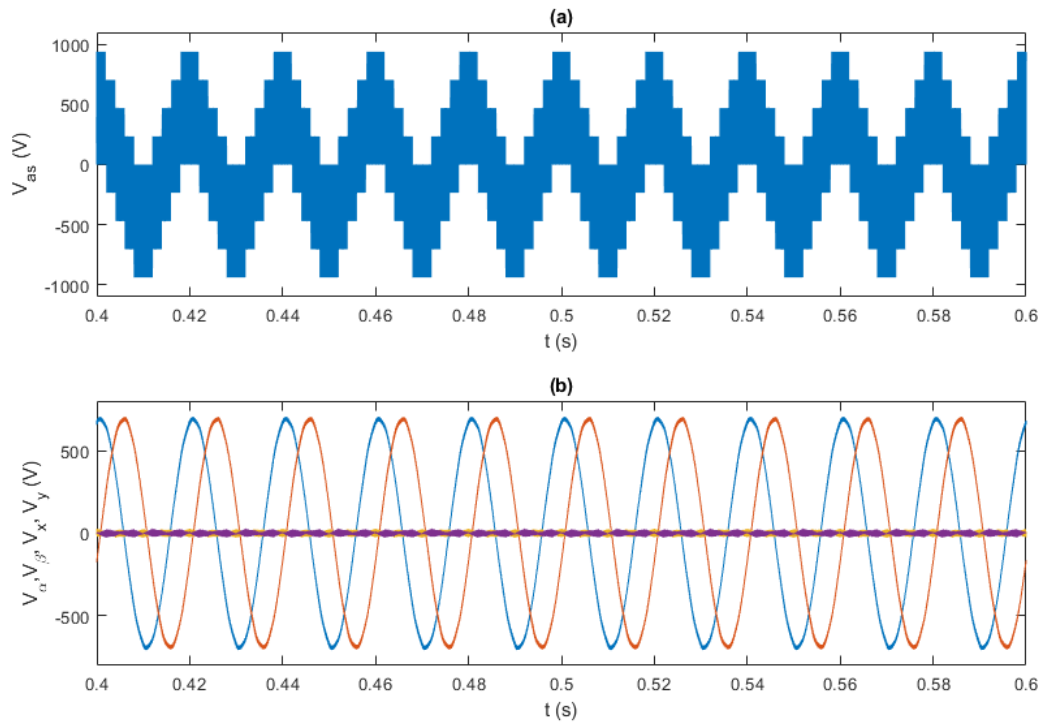


FIGURE II.41: Allures des tensions de sortie (technique SVPWM - 02 grands et 02 moyens vecteurs)

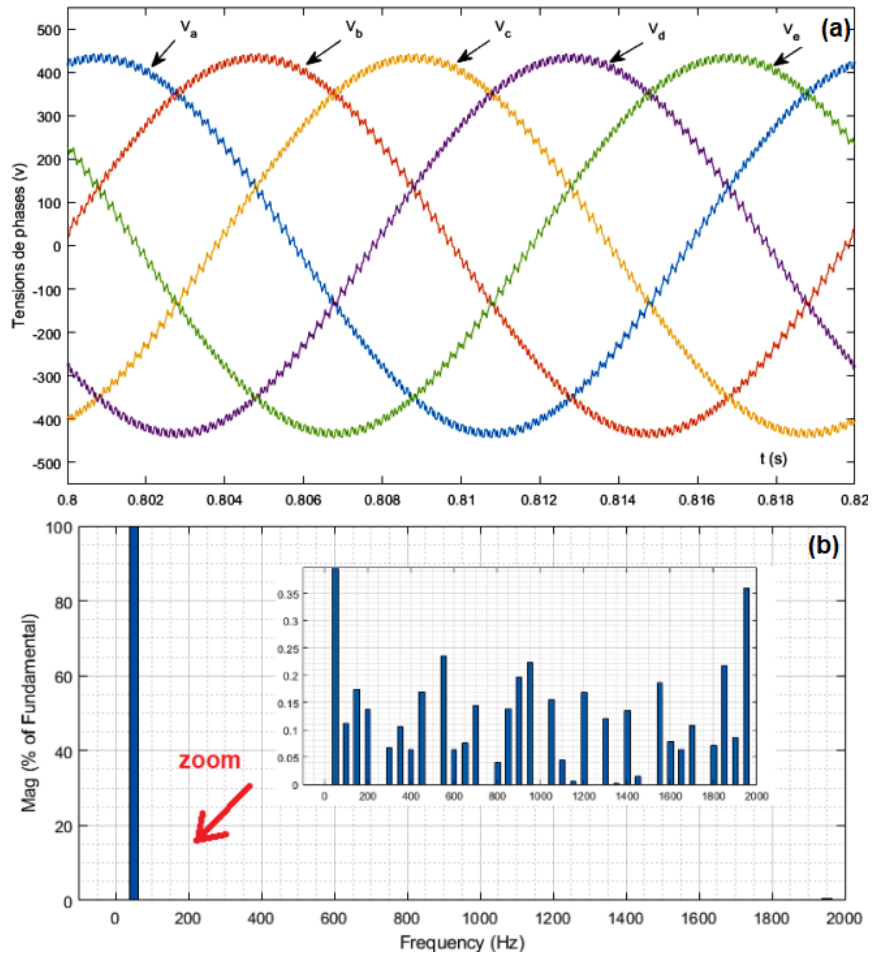


FIGURE II.42: Allures et spectre harmonique des tensions de phases (SVPWM - 2G - 2M vecteurs)

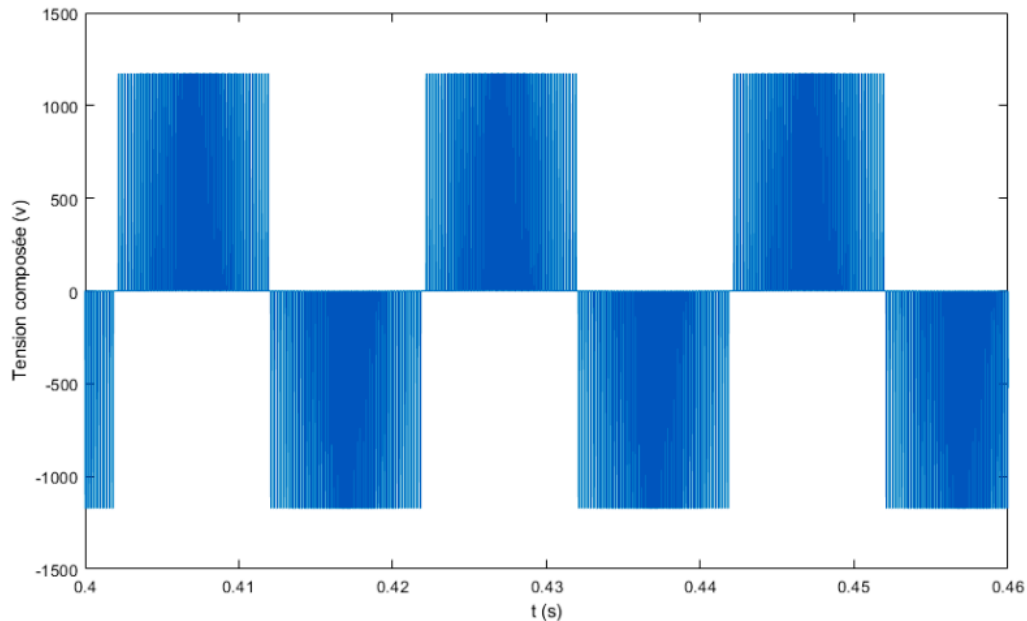


FIGURE II.43: Allure de la tension composée  $v_{ab}$  (technique SVPWM - 2G - 2M vecteurs)

En utilisant la méthode des quatre vecteurs actifs, on note que la tension composée, à la sortie du convertisseur, représentée par la figure II.43 varie entre  $\pm 2.v_{dc}$ . Les courants de phases, Fig. (II.39-a) et les tensions de phase, Fig. (II.42-a), sont parfaitement sinusoïdales car la proportion du temps d'application des vecteurs spatiaux grands et moyens est choisie de telle sorte qu'elle annule toutes les composantes  $(x, y)$  indésirables, (Figures (II.39-b) et (II.41-b)).

De plus, la figure (II.42-b) nous donne le spectre harmonique d'une tension de phase de sortie, où l'on peut constater l'inexistence d'harmoniques de bas ordre du second plan  $(x - y)$  qui ont des effets néfastes sur la forme sinusoïdale des tensions de phase.

#### II.4.4 Résultats expérimentaux

Des résultats expérimentaux ont été obtenus pour les deux techniques de modulation vectorielle (la méthode à 2 vecteurs et la méthode à 4 vecteurs) appliquée à l'onduleur à cinq phases, en vue d'une utilisation dans les chapitres qui suivent traitant les différentes stratégies de commandes sans capteur.

Les formes d'onde de la tension de phase de sortie de l'onduleur pour les deux techniques utilisées pour l'association onduleur- machine asynchrone pentaphasée en boucle ouverte sont représentés sur les figures (II.44) et (II.45). Comparé à la méthode à 2 vecteurs, Fig. II.44, on peut noter que les harmoniques dominantes sont réduites de manière significative, pour la méthode à 4 vecteurs, Fig. II.45.

De même, nous pouvons observer le couple électromagnétique dont la forme d'onde dans le résultat expérimental, Fig. (II.46), est parfaitement identique au résultat de la simulation numérique, Fig. (II.40-b).

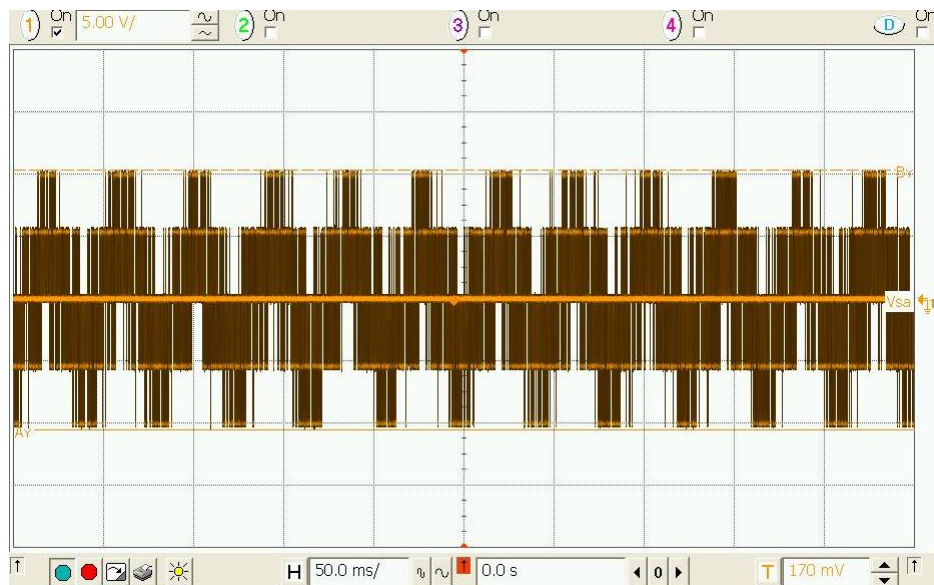


FIGURE II.44: Résultats expérimentaux : Tension de sortie phase (a) de l'onduleur ( $175 \text{ v/div}$ ) (technique SVPWM - 02 grands vecteurs)

La figure (II.46) montre le signal de vitesse obtenu en temps réel pour la méthode à 4 vecteurs. La Fig. (II.40-a) donne le signal correspondant obtenu par simulation numérique. Ces résultats montrent une bonne concordance entre ces signaux de vitesse.

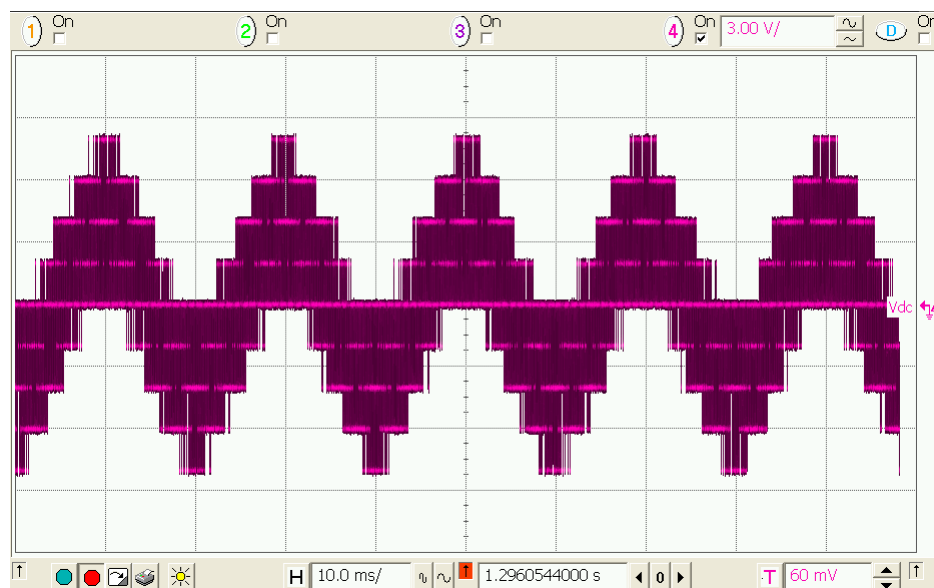


FIGURE II.45: Résultats expérimentaux : Tension de sortie phase (a) de l'onduleur ( $350 \text{ v/div}$ ) (technique SVPWM - 02 grands et 02 moyens vecteurs)

La figure II.47 illustre les courants de phase statorique pour la technique qui utilise 02 vecteurs moyens et 02 grands vecteurs qui présentent une forme d'onde sinusoïdale équilibrée.

La tension composée de sortie de l'onduleur  $v_{ab}$  est donnée expérimentalement par la figure (II.48). A partir de la courbe de tension de sortie, nous constatons que l'amplitude est de  $2.v_{dc}$ , on peut voir que la forme d'onde de cette tension est conforme au résultat obtenu par la simulation de la figure (II.43).

Ces résultats expérimentaux confirment l'efficacité de la technique de modulation vectorielle à 4 vecteurs (utilisant 02 longs vecteurs et 02 vecteur moyens) appliquée à l'onduleur pentaphasé

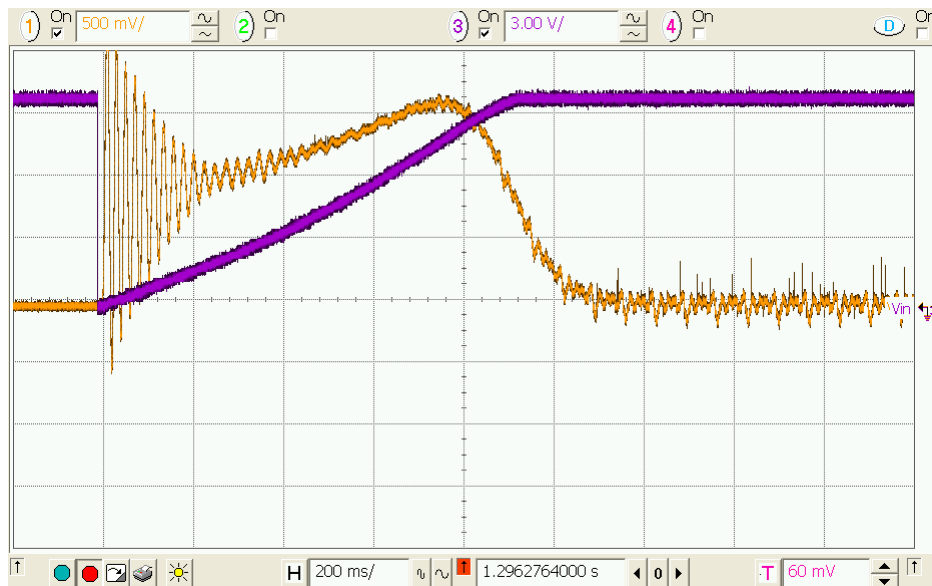


FIGURE II.46: Résultats expérimentaux : Vitesse ( $(100 \text{ rad/s})/\text{div}$ ) et couple électromagnétique ( $10 \text{ N.m/div}$ ) (technique SVPWM - 02 grands et 02 moyens vecteurs)

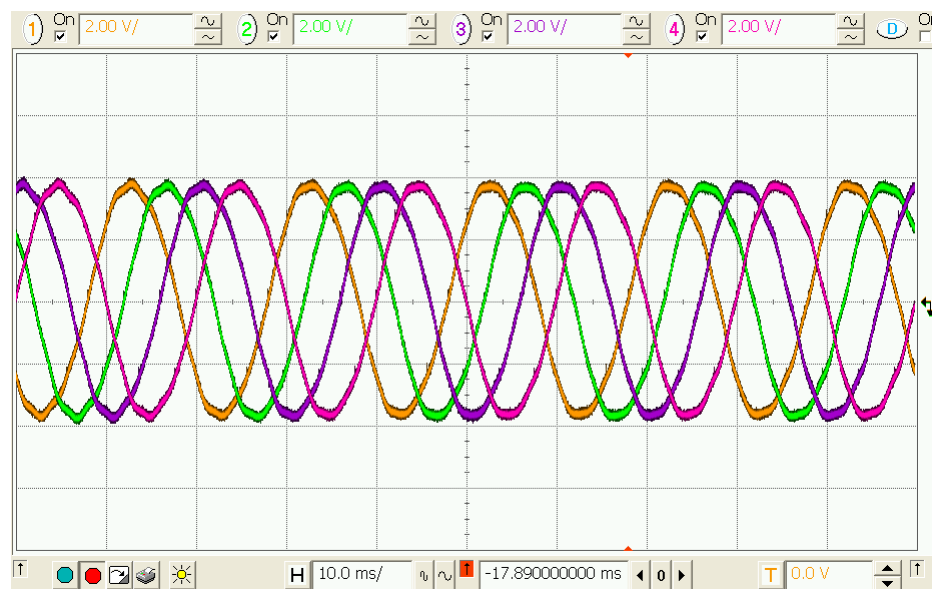


FIGURE II.47: Résultats expérimentaux : Courants statoriques  $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i_{ds}$  ( $1.5 \text{ A/div}$ ) (technique SVPWM - 02 grands et 02 moyens vecteurs)

et montrent le bon comportement de sa réponse dynamique. Nous retenons donc cette technique pour la suite de ce chapitre qui concerne la modulation vectorielle associée à la commande directe du couple.

On présente ci-après différentes structures des méthodes DTC-SVM ainsi que leurs simulations numériques, à savoir la commande en boucle fermée du flux, la commande en boucle fermée du couple et la commande en boucle fermée du flux et du couple, [86].



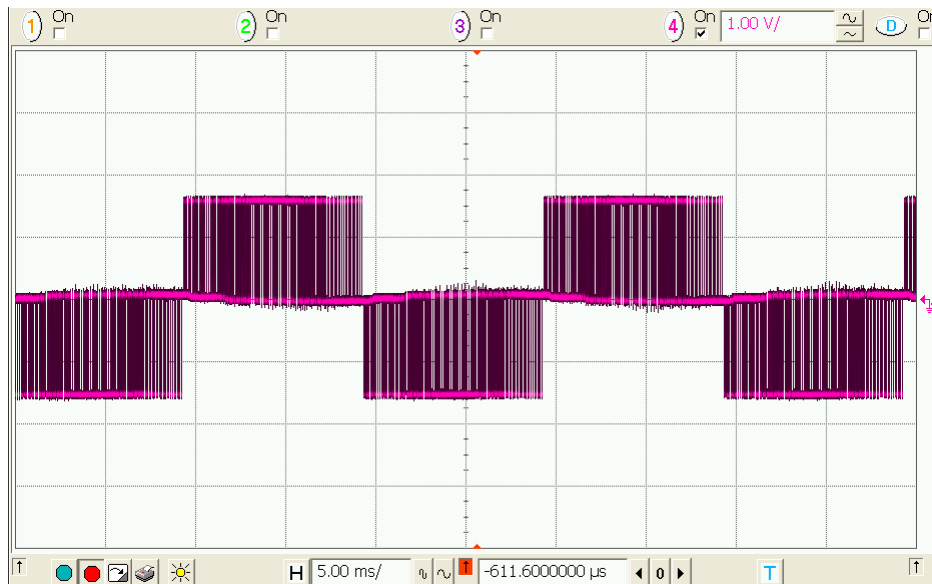


FIGURE II.48: Résultats expérimentaux : Tension composée aux bornes des phases du moteur (700  $v/div$ ) (technique SVPWM - 02 grands et 02 moyens vecteurs)

### II.4.5 Structure de la commande DTC-SVM avec le flux en boucle fermée

Dans cette structure de commande, le flux du rotor est considéré comme une référence. Les composantes du flux de référence du stator  $\phi_{ds}^*$ ,  $\phi_{qs}^*$  peuvent être calculées à partir des équations suivantes [87] :

$$\phi_{ds}^* = \frac{L_s}{L_m} \left( \phi_r^* + \frac{L_r}{R_r} \sigma \frac{d\phi_r^*}{dt} \right) \quad (\text{II.21})$$

$$\phi_{qs}^* = \frac{L_r}{L_m} \sigma L_s \frac{C_{em}^*}{\phi_r^*} \quad (\text{II.22})$$

Afin d'appliquer la technique SVM, les valeurs de référence du flux statorique  $\phi_{ds}^*$ ,  $\phi_{qs}^*$  après transformation en système de coordonnées stationnaire ( $\alpha - \beta$ ), dont l'angle de transformation des coordonnées  $\theta_r^s$  est l'angle de phase du flux rotorique dans le référentiel du stator, sont comparées aux valeurs estimées  $\hat{\phi}_{\alpha s}$ ,  $\hat{\phi}_{\beta s}$ . L'erreur du vecteur de flux est ainsi obtenue, Fig. II.49.

D'après l'équation I.51, le vecteur de tension de référence dépend de la variation du flux statorique  $\Delta\phi_s$  et de la chute de tension au niveau de la résistance  $R_s$  :

$$U_s^* = \frac{\Delta\phi_s}{T_e} + R_s i_s \quad (\text{II.23})$$

Les résultats de simulation de la commande du flux en boucle fermée appliquée à la commande SVM onduleur machine asynchrone pentaphasée (Fig. II.50 et Fig. II.51) montrent que la rapidité de réponse et les performances de la méthode DTC classique sont entièrement préservées. L'inconvénient dans l'algorithme de cette structure DTC-SVM, est qu'il nécessite tous les paramètres du moteur et qu'il est par ailleurs très sensible à leur variation.

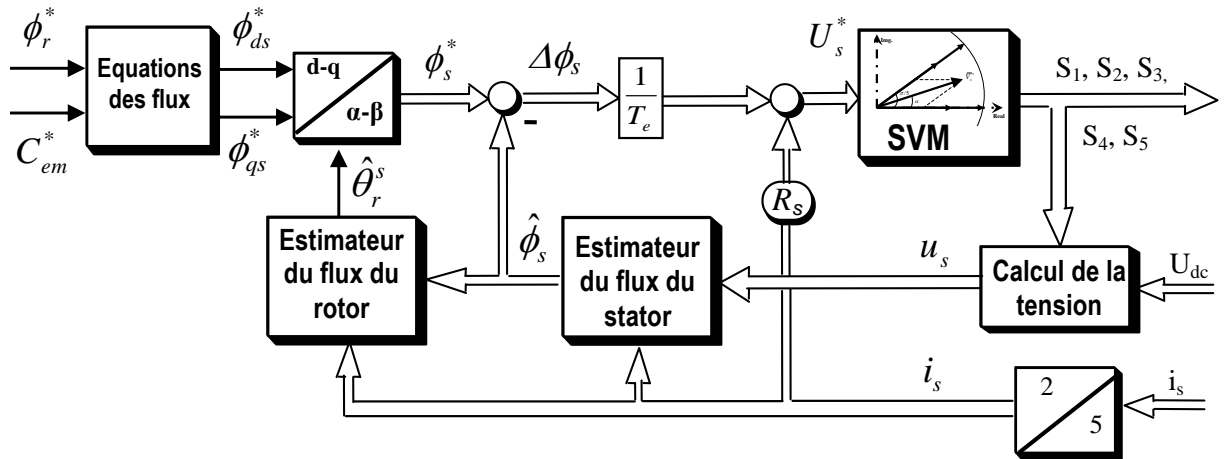


FIGURE II.49: Schéma bloc de la commande du flux en boucle fermée

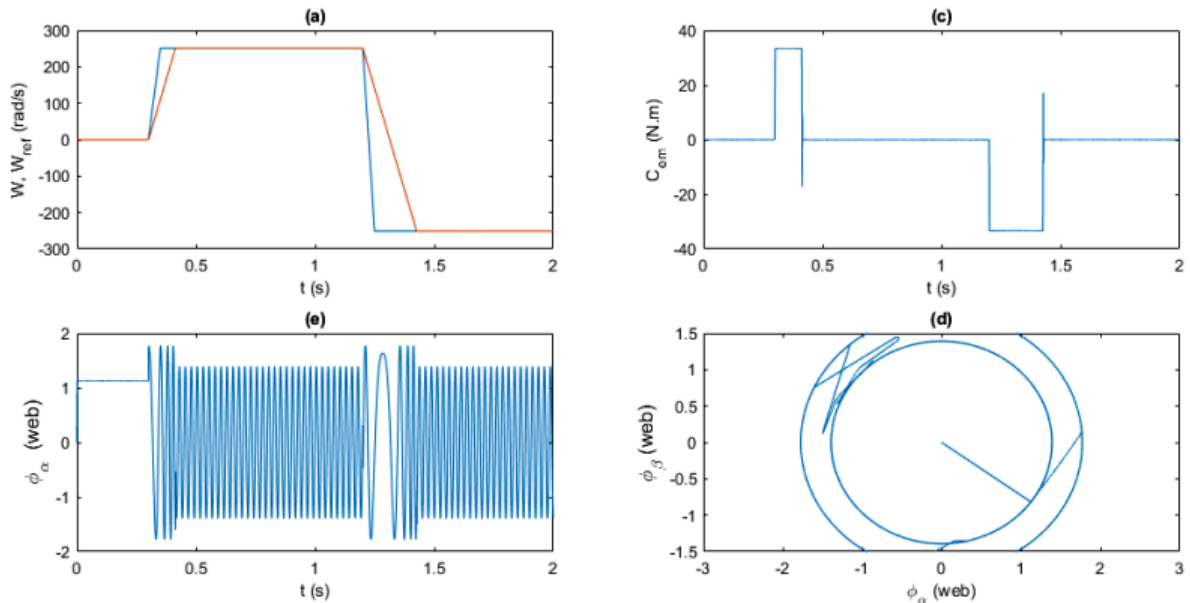


FIGURE II.50: Simulation de la commande du flux en boucle fermée en inversion de vitesse

## II.4.6 Structure de la commande DTC-SVM avec le couple en boucle fermée

La méthode avec le contrôle du couple en boucle fermée a été proposée à ses débuts pour le moteur synchrone à aimants permanents [88]. Cependant, les bases de la technique DTC pour le moteur asynchrone et le moteur synchrone à aimants permanents sont identiques et la méthode peut donc également être utilisée pour la machine asynchrone [89].

Le schéma fonctionnel de la structure de contrôle DTC-SVM avec la commande du couple en boucle fermée est présenté à la figure (II.52) :

La stratégie présentée utilise un seul régulateur PI de couple. Un simple bloc de calcul du flux et aucune transformation rotative des coordonnées. Le régulateur PI agit sur la variation de l'angle de charge  $\Delta\delta$ , Fig. II.55, afin d'assurer la poursuite du couple de référence.

L'équation du flux statorique sous forme algébrique et trigonométrique dans le plan complexe est donnée par :

$$\phi_s^* = |\phi_s|^* e^{j(\Delta\delta + \hat{\theta}_s^s)} = |\phi_s|^* \cos(\Delta\delta + \hat{\theta}_s^s) + j|\phi_s|^* \sin(\Delta\delta + \hat{\theta}_s^s) \quad (II.24)$$

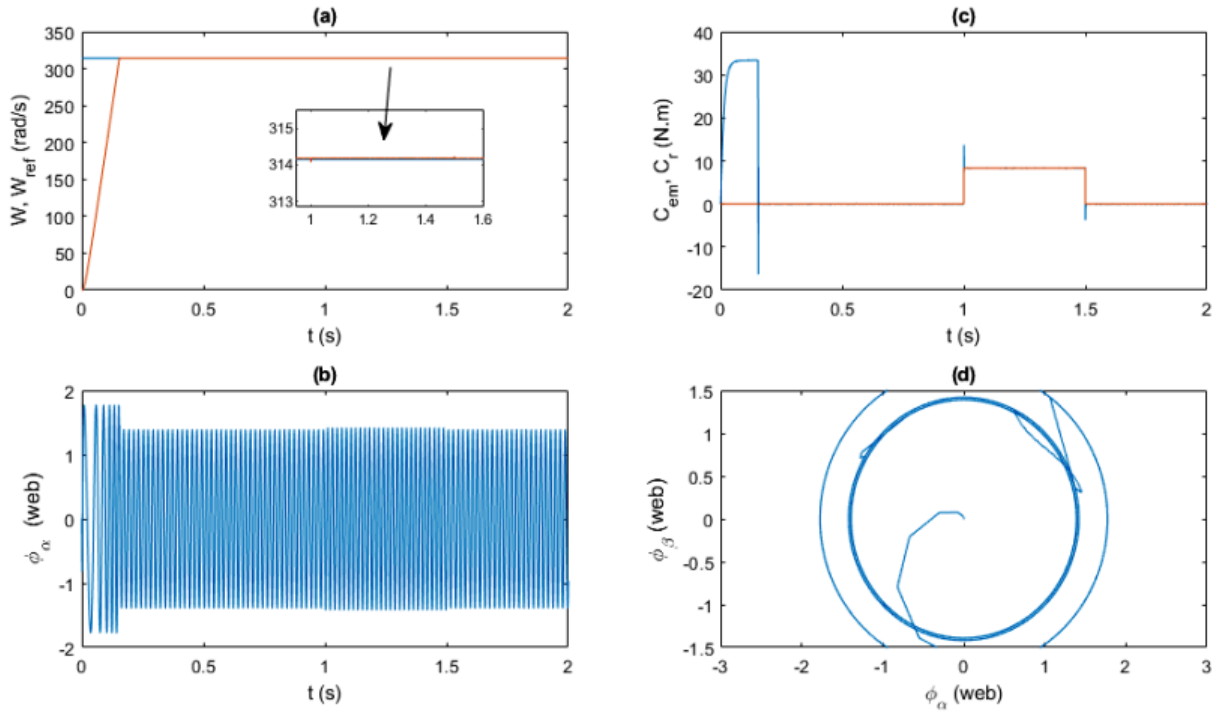


FIGURE II.51: Simulation de la commande du flux en boucle fermée en charge

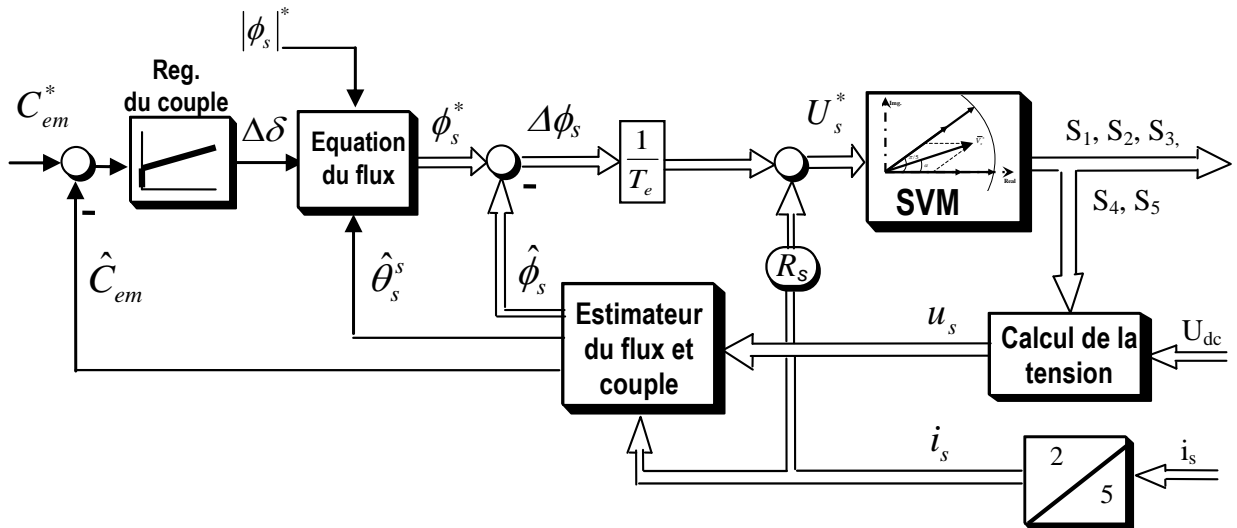


FIGURE II.52: Schéma bloc de la commande du couple en boucle fermée

Le signal de référence du flux du stator est comparé au signal de référence du flux estimé, ce qui permet d'obtenir  $\Delta\phi_s$  nécessaire pour suivre la référence du couple, comme le montre la figure (II.52). Cette valeur est ensuite divisée par la période d'échantillonnage  $T_e$  pour calculer  $U_s^*$  comme dans II.23.

Les figures (II.53-a) et (II.54-a) montrent que la méthode proposée permet un bon suivi de la référence de vitesse. Ainsi il est clair, selon les figures (II.53) avec inversion de vitesse et (II.54) avec application de charge nominale, que la technique DTC-SVM améliore le suivi de la référence de couple du DTC classique, en réduisant l'ondulation du couple, en obtenant une erreur nulle en régime permanent, et en assurant une réponse au couple presque aussi rapide que celle du DTC classique.

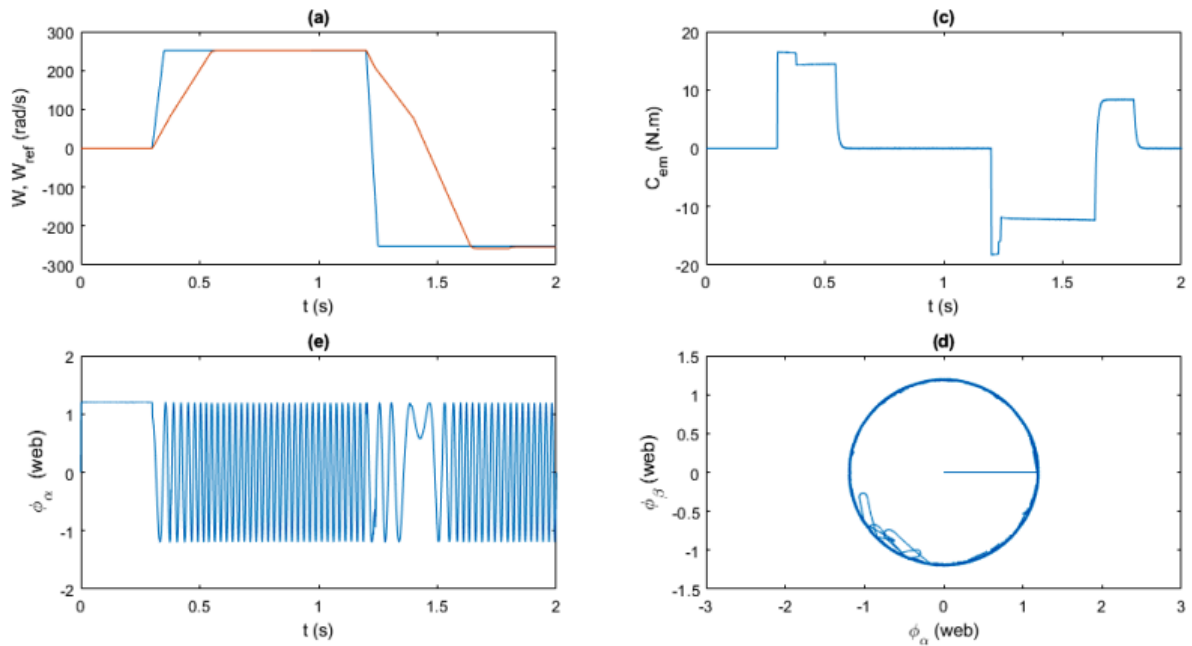


FIGURE II.53: Simulation de la commande du couple en boucle fermée en inversion de vitesse

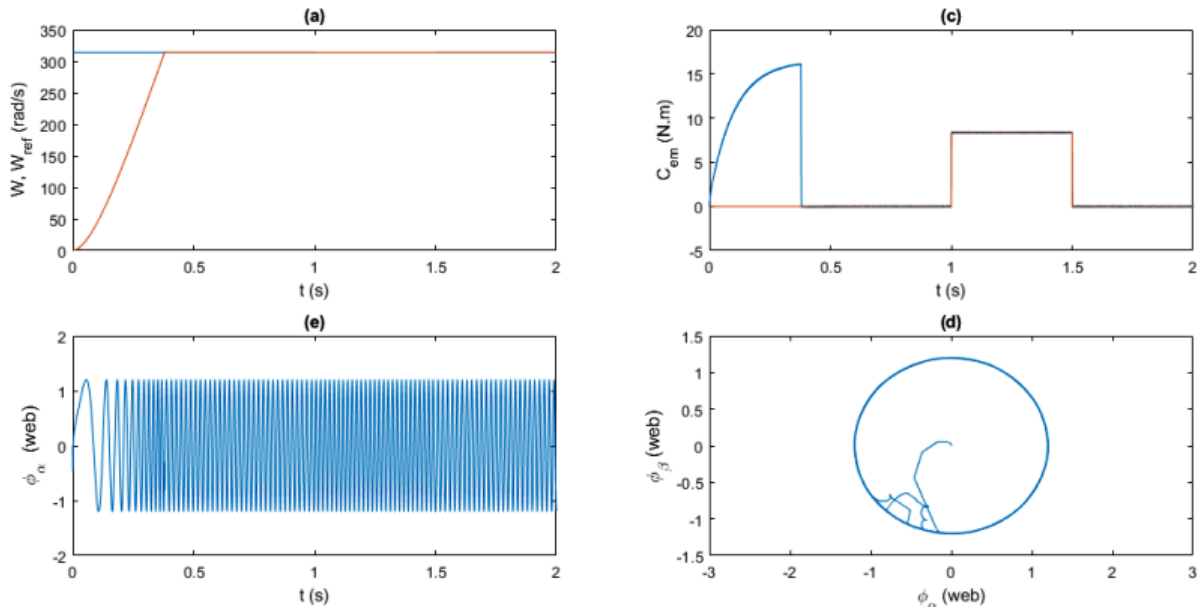


FIGURE II.54: Simulation de la commande du couple en boucle fermée en charge

### II.4.7 Structure de la commande DTC-SVM avec le flux et le couple en boucle fermée

Cette structure de contrôle DTC-SVM est principalement basée sur la commande orientée du flux statorique (SFOC) et bénéficie de l'utilisation de deux contrôleurs PI, le premier étant utilisé pour le contrôle du couple et le second pour le contrôle du flux.

Un schéma fonctionnel de la méthode avec contrôle du couple et du flux en boucle fermée dans le référentiel de flux statorique, [90], est présenté sur la figure II.56. La sortie des régulateurs PI peut être interprétée comme les composantes de la tension statorique de référence  $V_{ds}^*$ ,  $V_{qs}^*$ . Ces tensions sont ensuite transformées au référentiel stationnaire  $(\alpha - \beta)$ . Les grandeurs de commande  $V_{\alpha s}^*$ ,  $V_{\beta s}^*$  sont transmises au SVM.

Avec une inversion de consigne de vitesse, la figure (II.57-a) montre la bonne poursuite de la

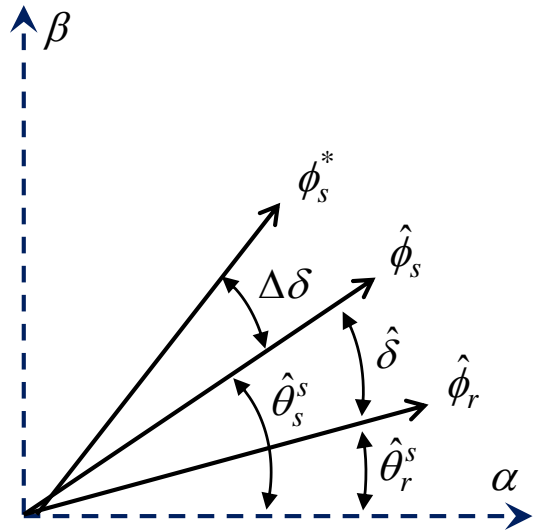


FIGURE II.55: Diagramme vectoriel

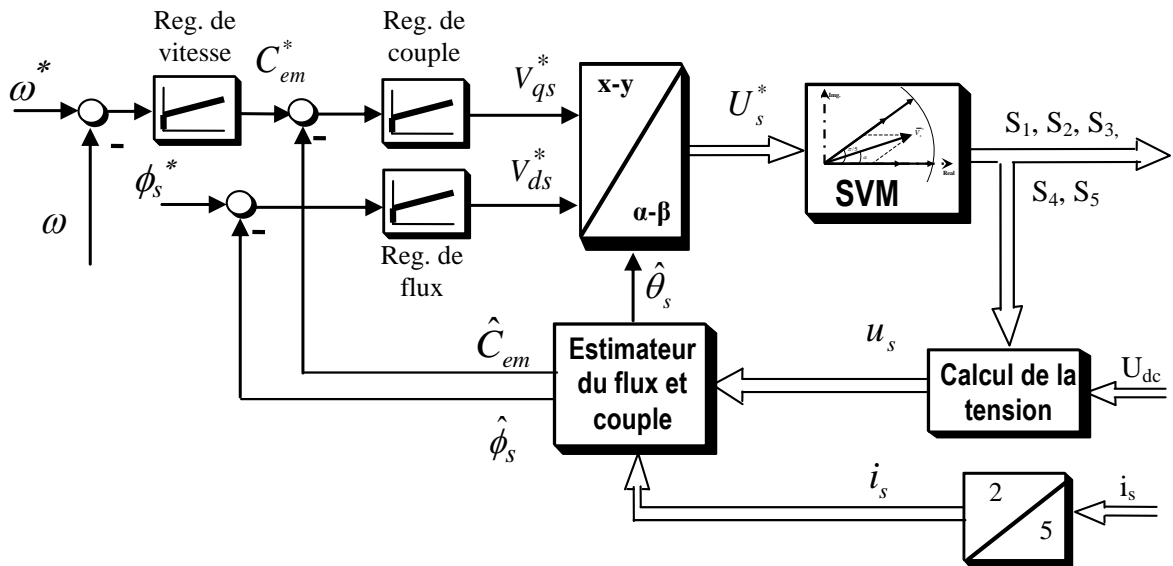


FIGURE II.56: Schéma bloc de la commande du flux et du couple en boucle fermée

vitesse de référence. On observe, à partir des figures (II.57-a) et (II.57-c), de faibles oscillations du couple et de la vitesse à cause de l'utilisation de la modulation vectorielle.

La figure (II.58) affiche les résultats de la simulation lorsqu'un couple de charge est introduit après un démarrage à vide. Au temps  $t = 1s$ , un couple nominal de  $8,33 N.m$  est appliqué, puis il est annulé à l'instant  $t = 1,5 s$ . Le flux statorique forme un cercle et son module est établi à la valeur de référence de  $1,27 Wb$ , Fig. (II.58-d). On remarque que la vitesse atteint sa vitesse de référence nominale sans dépassement, puis la perturbation due à l'application de la charge est correctement rejetée, Fig. (II.58-a).

## II.4.8 Interprétations des résultats

Dans les deux premières structures présentées sur les figures (II.49) et (II.52), le calcul du vecteur tension de référence  $U_s^*$  est basé sur la valeur souhaitée de  $\Delta\phi_s$  selon l'équation (II.23). Cet algorithme de différenciation est très sensible aux perturbations. En cas d'erreurs dans la boucle de retour, l'algorithme de différenciation risque de ne pas être stable. Cela constitue un inconvénient majeur de ces deux méthodes [78].

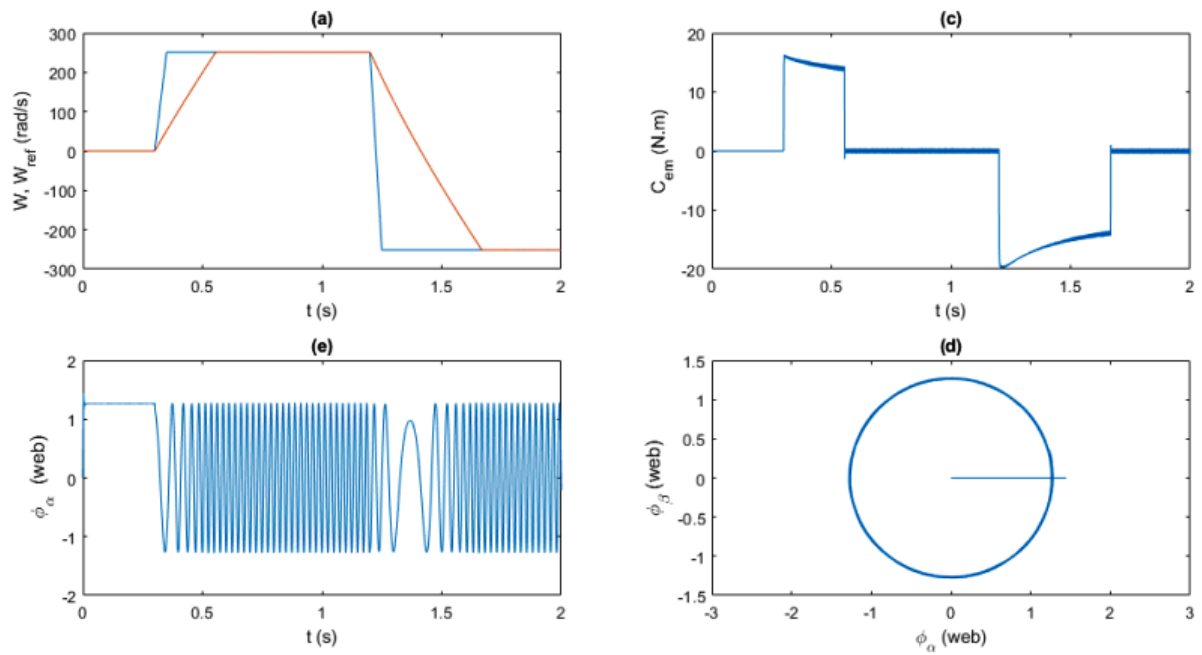


FIGURE II.57: Simulation de la commande du couple et de flux en boucle fermée en inversion de vitesse

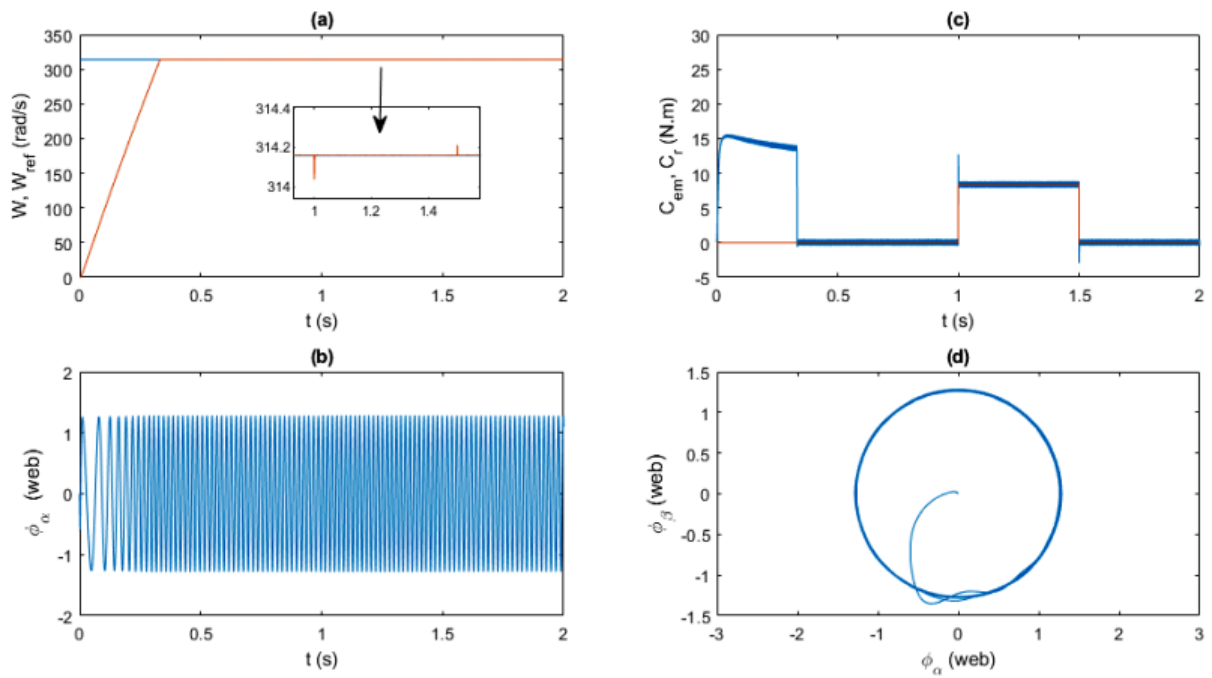


FIGURE II.58: Simulation de la commande du couple et de flux en boucle fermée en charge

La dernière méthode exposée, Fig. II.56, élimine les problèmes liés à l'algorithme de différenciation. En outre, cette méthode permet de contrôler le couple et le flux en boucle fermée. Ce schéma sera donc choisi pour la suite de notre travail.

## II.5 Conclusion

Dans le présent chapitre, nous avons exposé le fonctionnement en dix étapes de l'onduleur pentaphasé qui nous a mené à des résultats peu performants, cette méthode peut être conçue pour les applications à vocation générale.

Ensuite, le principe de base de la commande directe du couple a été introduit en utilisant des régulateurs hystérésis de flux et de couple avec la table de sélection de Takahashi. La commande d'une machine asynchrone basée sur la technique de commande DTC nous a permis d'obtenir des performances dynamiques élevées avec des structures simples. Cette commande apporte une solution pratique aux difficultés de robustesse et de dynamique rencontrées dans la structure de commande vectorielle.

Deux schémas de la modulation vectorielle SVPWM pour un onduleur de tension à cinq phases ont été présentés dans ce chapitre. Une simple extension des principes SVPWM bien connus pour un onduleur triphasé ne permet pas d'obtenir une tension de sortie sinusoïdale, puisque la fondamentale est accompagnée par les harmoniques de bas ordre du second plan ( $x - y$ ). Il est donc démontré que quatre vecteurs d'espace actif doivent être utilisés par période de commutation avec prise en compte simultanée des deux plans ( $\alpha - \beta$ ) et ( $x - y$ ) du système à cinq phases. Les considérations théoriques sont d'abord examinées par des simulations et sont ensuite vérifiées au moyen des tests expérimentaux.

Dans la dernière partie, trois structures de la commande DTC-SVM ont été examinées, où l'on peut conclure que la configuration avec le flux et le couple en boucle fermée associée à la technique MLI vectorielle utilisant 04 vecteurs actifs fait preuve d'une bonne performance de la commande directe du couple de la machine asynchrone pentaphasée. Cette configuration sera en fait utilisée pour la commande sans capteur dans les chapitres suivants.

---

---

## CHAPITRE III

---

# COMMANDE ADAPTATIVE SANS CAPTEUR DE VITESSE



## III.1 Introduction

Pour un système d'entraînement en fonctionnement en boucle fermée, l'information de toutes les variables commandées est obligatoires. Les variables du moteur asynchrone utilisées pour un réglage précis comprennent la vitesse du rotor, le flux du rotor, le courant du stator, la tension du stator, la force électromotrice et le couple. La connaissance de ces grandeurs peut découler du retour des informations collectées par des capteurs électriques (courants, tensions, flux) ou mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire), qui sont des éléments coûteux et fragiles nécessitant parfois un traitement spécifique. L'élimination des capteurs de vitesse et de position réduit la complexité et le coût du matériel, augmente la robustesse mécanique et la fiabilité de l'entraînement, et permet une meilleure protection contre le bruit [91]. Toutefois, la commande sans capteur de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles du capteur physique.

Dans ce chapitre, nous présentons une vue d'ensemble des différentes commandes sans capteur existantes, puis nous proposons un observateur pour estimer le flux et la vitesse (ObsFV). Ensuite la technique du système adaptatif à modèle de référence (MRAS) est utilisée, avec la commande vectorielle et les commandes DTC et DTC-SVM, pour élaborer la commande sans capteur de la machine asynchrone pentaphasée à partir des mesures disponibles des courants et des tensions du stator. Cette technique est simple à mettre en œuvre, et à l'avantage d'utiliser deux modèles découplés de la machine pour assurer l'estimation des états requis [21, 22].

## III.2 Commande sans capteur mécanique

Une grande variété de schémas différents ont été proposés pour les entraînements à courant alternatif à haute performance sans capteur de vitesse. En général, il existe deux familles de stratégies différentes [92, 93] :

- L'une est basée sur le modèle dynamique fondamental du moteur. Elle utilise uniquement des grandeurs électriques facilement mesurables comme les courants et les tensions du stator. L'observateur dans cette méthode est donc considéré comme un miroir du modèle de la machine.
- L'autre méthode exploite les propriétés anisotropiques du moteur, dans laquelle des asymétries sont délibérément introduites dans le moteur, et/ou des signaux supplémentaires sont injectés dans le stator. De cette façon, l'information sur la position de l'arbre peut être extraite des harmoniques dans les encoches du rotor et/ou de l'anisotropie magnétique. Cependant, ces techniques produisent certains effets secondaires indésirables et peuvent détériorer le fonctionnement normal. Elles nécessitent également des circuits de mesure spéciaux et des algorithmes complexes de traitement du signal.

Le calcul de certaines des variables mentionnées ci-dessus basé sur des modèles mathématiques est envisageable, mais chaque modèle mathématique pratique est basé sur des simplifications qui introduisent des erreurs dans les calculs. Pour cette raison, les observateurs sont utilisés pour des variables qui sont difficiles à obtenir, tandis que le modèle mathématique est utilisé en même temps que le retour d'information (feedback) de la variable mesurée pour réduire au minimum l'erreur entre le modèle et la réalité. Une structure de contrôle très répandue est basée

sur les mesures des courants statoriques, et de la tension à l'entrée de l'onduleur (dc-link), ainsi que sur la vitesse du rotor qui est utilisée comme grandeur de référence et fournit un retour direct sur les conditions d'entraînement [94].

### III.2.1 Les observateurs

Ces dernières années, de nombreuses recherches ont été menées sur l'observateur de flux et de vitesse du système d'entraînement sans capteur de la machine asynchrone triphasé, et différentes structures d'observateurs d'état ont été avancées [93]. Elles sont très performantes et donnent de bons résultats dans une large gamme de vitesse. Les techniques d'estimation sont classées en conventionnelles, le modèle mathématique du moteur électrique, ou assisté par l'intelligence artificielle [95].

#### III.2.1.1 Observateurs déterministes

L'observateur déterministe se présente sous deux formes différentes, l'observateur d'ordre réduit où seules les variables d'état non mesurables du système sont restituées [96], et l'observateur d'ordre complet où toutes les variables d'état du système sont reconstituées [97]. Les performances de cette structure dépendent manifestement du choix de la matrice de gain. Il existe par ailleurs d'autres types d'observateurs qui sont les observateurs adaptatifs pour lesquels le calcul de la matrice des gains de correction se fait par la méthode de Lyapunov [98,99].

#### III.2.1.2 Observateurs stochastiques

De tels observateurs donnent une estimation optimale des états sur la base de critères qui dépendent des variables aléatoires. Leurs observations sont basées sur la présence de bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman est un bon exemple de cette application [34,100].

#### III.2.1.3 Observateur à structure variable (Mode glissant)

Les observateurs à mode glissant sont développés à partir de la théorie des systèmes à structure variable. Cette méthode est bien adaptée aux systèmes dynamiques non linéaires incertains. Ils présentent également les mêmes dispositions de robustesse que les contrôleurs à modes glissants. Au cours des deux dernières décennies, de nombreux chercheurs ont proposé différents algorithmes basés sur les modes glissants, ils se distinguent par un contrôle discontinu agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable glissante, dont l'annulation définit la surface de glissement [29,32,101–104].

#### III.2.1.4 Intelligence artificielle

La logique floue, les réseaux neuronaux, les algorithmes génétiques et leurs combinaisons sont considérés dans le domaine de l'intelligence artificielle. L'estimateur de vitesse basé sur l'intelligence artificielle ne nécessite pas la connaissance d'un modèle mathématique. Ces approches offrent une bonne robustesse aux variations paramétriques et au bruit de mesure. Leurs conditions de calcul, le temps de développement et la nécessité d'une connaissance approfondie du système, réduisent les applications actuelles à une plage limitée et parfois très particulière. [105–107].

### III.2.2 Principe de l'estimation d'état

Un observateur ou reconstituteur d'état est un capteur logiciel assurant la reconstruction des variables d'état internes d'un système à travers les entrées et sorties du système réel. Ainsi,

l'observateur ou estimateur d'état a comme entrées les entrées et sorties du système réel et comme sorties le vecteur d'état estimé.

Soit le schéma-bloc d'un système en boucle fermée suivant :

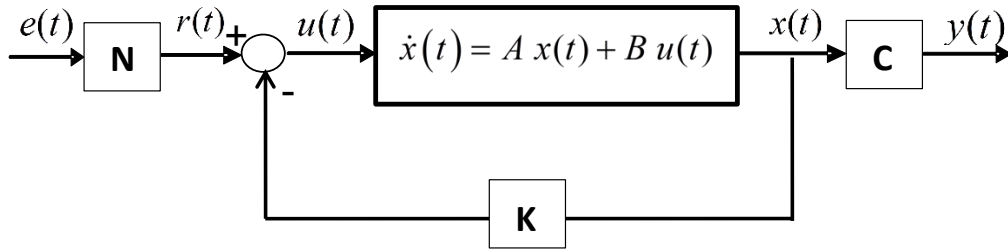


FIGURE III.1: Schéma-bloc d'un système en boucle fermée

Avec  $K$  est la matrice de retour d'état.

La réalisation de la commande par retour d'état nécessite des capteurs capables de fournir à chaque instant la valeur de l'état, fig. III.1. Il arrive souvent que toutes les variables d'état d'un système ne soient pas facilement mesurables. En ce cas, la mise en œuvre directe de la commande  $u(t) = r(t) - Kx(t)$  est impossible. La démarche consiste à reconstruire l'état  $x(t)$  à partir des informations accessibles, à savoir la sortie  $y(t)$  et la commande  $u(t)$ . A cette fin, un système dynamique est utilisé pour approximer  $x(t)$ . Ce système est une sorte de capteur logiciel qui délivre à chaque instant une estimation en ligne des variables d'état non mesurées du système.

L'estimation de l'état se fait en recopiant virtuellement la dynamique du système en tenant compte non seulement de la commande  $u(t)$ , mais également de la sortie du système (les mesures)  $y(t)$ , afin de corriger les écarts possibles.

Le modèle d'état de la boucle fermée est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

La dynamique désirée en boucle fermée par cet observateur, fig. (III.2), est obtenue par l'introduction d'un vecteur (ou matrice dans le cas multivariable) des gains  $L$  calculé dans la procédure de conception de l'observateur.

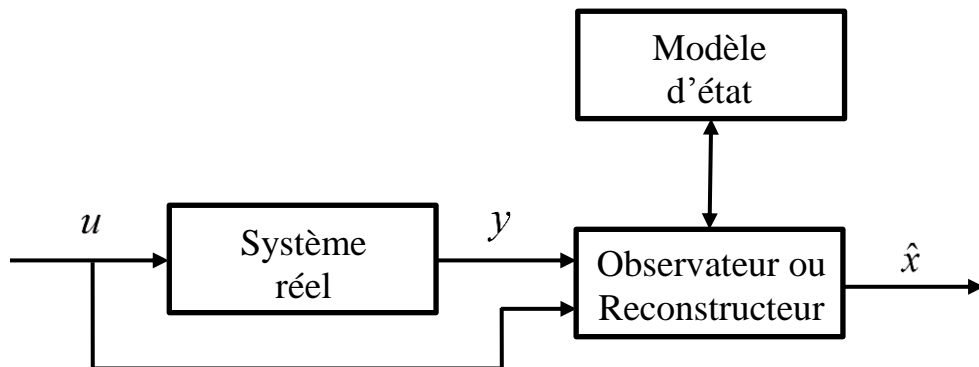


FIGURE III.2: Architecture générale d'un observateur

Pour un système non linéaire défini par l'équation (III.1), l'observateur d'état s'écrit sous la forme suivante, fig. III.3 :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A \hat{x} + B u + L (y - C \hat{x}) \\ \hat{y} = C \hat{x} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

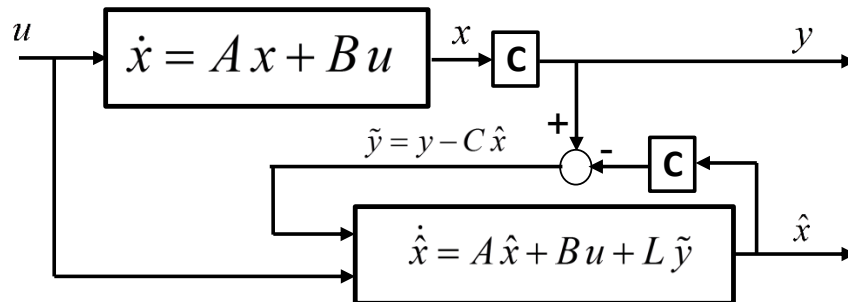


FIGURE III.3: Principe d'estimation d'un observateur d'état

L'objectif de l'observateur est de trouver l'estimation  $\hat{x}(t)$  de telle sorte que :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{x}(t) = x(t) \quad (\text{III.3})$$

En d'autres termes, si nous définissons l'erreur d'estimation  $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ , la conception de l'observateur est de trouver la matrice de gain  $L$  qui vérifie :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (\text{III.4})$$

L'équation de la dynamique de l'erreur d'observation est donnée par :

$$\dot{e} = (A - LC)(x - \hat{x}) \Rightarrow \dot{e} = (A - LC)e \quad (\text{III.5})$$

Nous garantissons la condition de convergence de l'erreur d'estimation  $e(t)$  vers 0, si :

$$\det[\lambda I - (A - LC)] = 0$$

possède des pôles à partie réelle négative. Il s'agit d'obtenir la stabilité de l'observateur.

Avant de mettre en œuvre la procédure de conception d'un tel observateur, qui consiste à trouver la matrice de gain  $L$  pour satisfaire la stabilité, il est important et nécessaire de s'assurer que l'état peut être estimé à partir des informations d'entrée et de sortie. Cela signifie que le système doit être observable.

Le système est complètement observable si et seulement si les vecteurs lignes :

$$(C), (C)[A], (C)[A]^2, \dots, (C)[A]^{n-1}$$

sont linéairement indépendants. En d'autres termes la matrice d'observabilité définie ci-dessous doit être régulière, c'est à dire son déterminant n'est pas nul. On dit alors que la paire  $((C), [A])$  est observable.

$$[O]_{([A](C))} = \begin{bmatrix} (C) & (C)[A] & (C)[A]^2 & \dots & (C)[A]^{n-1} \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.6})$$

Les observateurs de flux adaptatifs font l'objet d'une attention considérable et de multiples nouvelles solutions en raison de leur haute précision et de leur relative robustesse face à la variation des paramètres de la machine [108]. Nous aborderons dans ce qui suit deux applications pour les entraînements adaptatifs sans capteur des moteurs asynchrones pentaphasés.

### III.3 Observateur de flux et de vitesse

Cet observateur est basé sur un modèle de tension du moteur asynchrone avec une combinaison des flux rotoriques et statoriques et des relations du courant statorique, l'observateur de flux et de vitesse est utilisé pour le calcul de la force contre-électromotrice et la commande en boucle fermée [20].

A partir des équations des systèmes I.51 et I.53 on a :

$$\begin{cases} v_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \\ \phi_s = L_s i_s + L_m i_r \\ \phi_r = L_r i_r + L_m i_s \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

avec :

$$\begin{aligned} i_s &= [i_{\alpha s}, i_{\beta s}]^T & \phi_s &= [\phi_{\alpha s}, \phi_{\beta s}]^T & u_s &= [u_{\alpha s}, u_{\beta s}]^T \\ i_r &= [i_{\alpha r}, i_{\beta r}]^T & \phi_r &= [\phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}]^T \end{aligned} \quad (\text{III.8})$$

En éliminant les courants  $i_s$  et  $i_r$  des équations du système III.7, on obtient l'équation suivante :

$$\tau_s \frac{d\phi_s}{dt} + \phi_s = k_r \phi_r + \tau_s v_s \quad (\text{III.9})$$

avec  $\tau_s = \sigma \frac{L_s}{R_s}$  et  $k_r = \frac{L_m}{L_r}$

Pour éviter les problèmes de distorsion de tension et de compensation des erreurs, on utilise des filtres passe-bas au lieu d'intégrateurs purs. Et pour améliorer les propriétés de l'observateur, ce dernier contient un terme qui corrige l'état du courant statorique. [20].

Les flux rotorique et statorique peuvent être calculés en utilisant le système d'observation suivant :

$$\frac{d\hat{\phi}_s}{dt} = \frac{-\hat{\phi}_s + k_r \hat{\phi}_r}{\tau_s} + v_s - k_{obs} (i_s - \hat{i}_s) \quad (\text{III.10})$$

$$\hat{\phi}_r = \frac{1}{k_r} (\hat{\phi}_s - \sigma L_s i_s) \quad (\text{III.11})$$

où  $k_{obs}$  est le gain de l'observateur.

Basé sur les composantes estimées du flux rotorique, le module du flux et la position angulaire sont donnés par :

$$|\hat{\phi}_r| = \sqrt{\hat{\phi}_{\alpha r}^2 + \hat{\phi}_{\beta r}^2} \quad (\text{III.12})$$

$$\hat{\rho}_{\phi r} = \arctg \frac{\hat{\phi}_{\beta r}}{\hat{\phi}_{\alpha r}} \quad (\text{III.13})$$

La valeur estimée du courant  $i_s$  apparaissant dans l'équation III.11 est la suivante :

$$\hat{i}_s = \frac{\hat{\phi}_s - k_r \hat{\phi}_r}{\sigma L_s} \quad (\text{III.14})$$

Dans la méthode d'estimation proposée, l'expression de la vitesse mécanique du moteur est obtenu en soustrayant le glissement de la vitesse du flux du rotor :

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_{\phi r} - \hat{\omega}_{gl} \quad (\text{III.15})$$

où la pulsation du flux rotorique est :

$$\hat{\omega}_{\phi_r} = \frac{d\hat{\rho}_{\phi_r}}{dt} \quad (\text{III.16})$$

La pulsation du glissement du rotor est obtenu à partir de l'expression suivante [26] :

$$\hat{\omega}_{gl} = \frac{(\hat{\phi}_{\alpha r} \hat{i}_{\beta s} - \hat{\phi}_{\beta r} \hat{i}_{\alpha s})}{|\hat{\phi}_r|^2} \quad (\text{III.17})$$

L'expression du couple électromagnétique estimé peut être écrite à partir de l'équation I.63 dans le référentiel  $(\alpha - \beta)$  comme suit :

$$\hat{C}_{em} = p (\hat{\phi}_{\alpha s} \hat{i}_{\beta s} - \hat{\phi}_{\beta s} \hat{i}_{\alpha s}) \quad (\text{III.18})$$

Cet observateur de flux et de vitesse, Fig. III.4, est bien adapté à la fois à la commande vectorielle et à la commande DTC de la machine asynchrone pentaphasée puisqu'il est possible d'estimer les grandeurs de la vitesse et du flux rotorique pour la commande à flux orientée, et les grandeurs de la vitesse, du flux statorique et du couple pour la commande DTC. Le système d'observation du flux ne contient pas d'informations sur la vitesse du rotor, il ne nécessite donc pas de calcul de la vitesse ou de la connaissance de la position de l'arbre. Cela élimine toute erreur supplémentaire associée au calcul ou même à la mesure de tels signaux.

L'observateur susmentionné est appliqué au système DTC classique à cinq phases. La figure III.5 montre le schéma de principe de ce système composé de trois fonctions de base, à savoir : Le modèle du moteur asynchrone qui estime le couple réel, le flux statorique et la vitesse de rotation de l'arbre. Les régulateurs à hystérésis à deux niveaux dans lesquels les références de couple et de flux sont comparées aux quantités réelles calculées dans le modèle du moteur, et la commande de commutation optimale qui transforme les sorties du régulateur en commandes appropriées pour les interrupteurs du convertisseur de puissance [109].

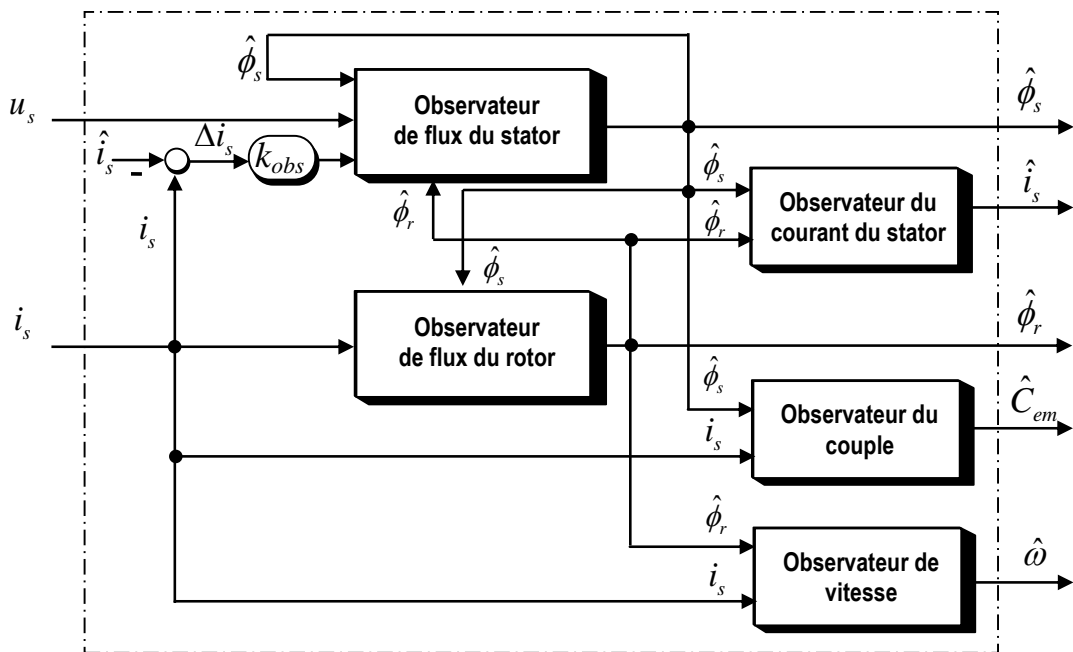


FIGURE III.4: Schéma de principe de l'observateur de flux et de vitesse



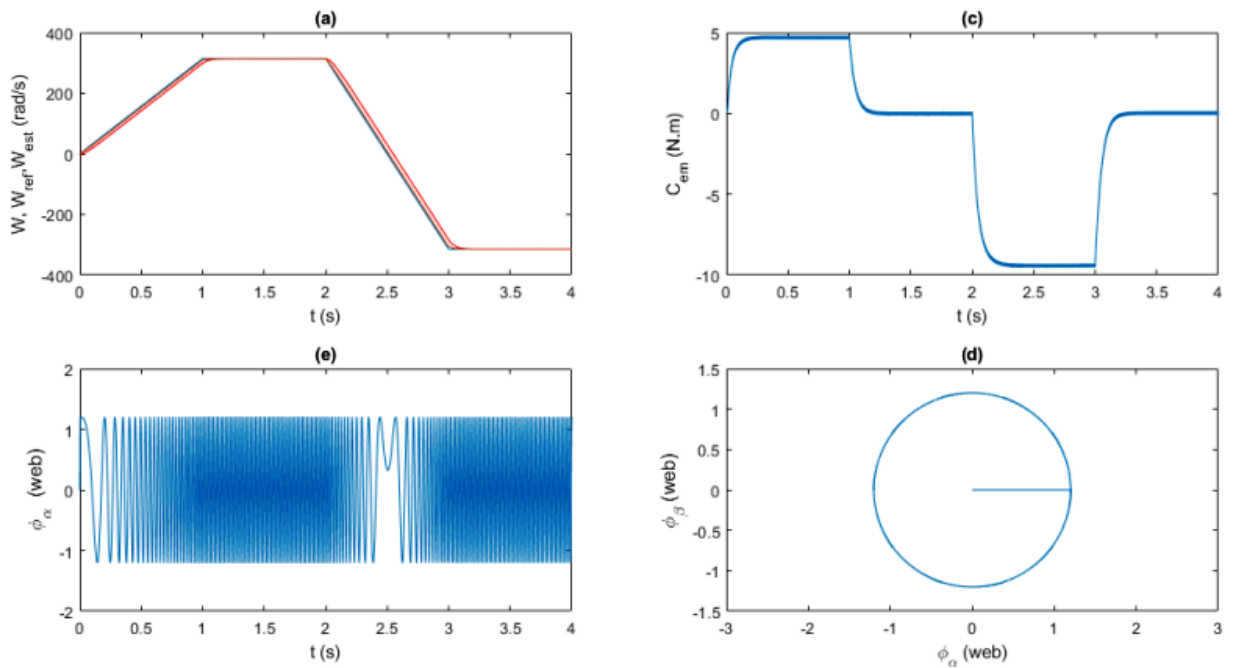


FIGURE III.6: Simulation de l'observateur ObsFV - DTC classique avec inversion de la vitesse

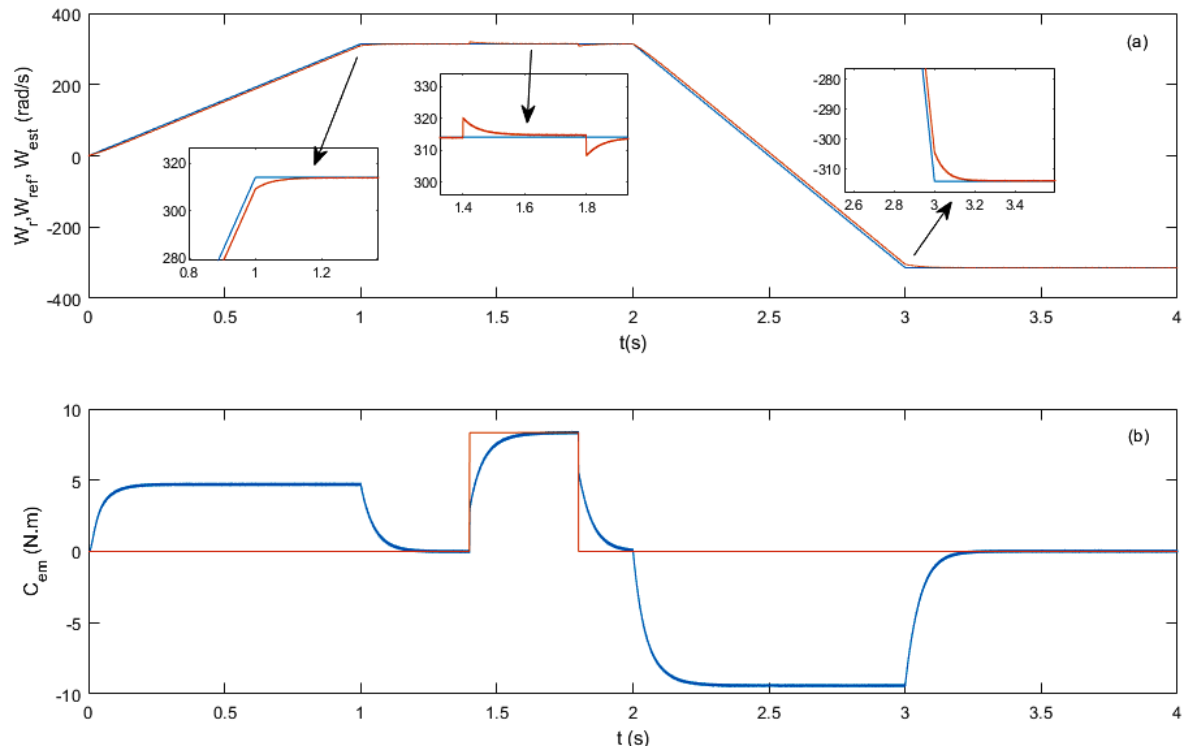


FIGURE III.7: Simulation de l'observateur ObsFV - DTC classique, fonctionnement à vitesse nominale (application de charge et inversion de vitesse)



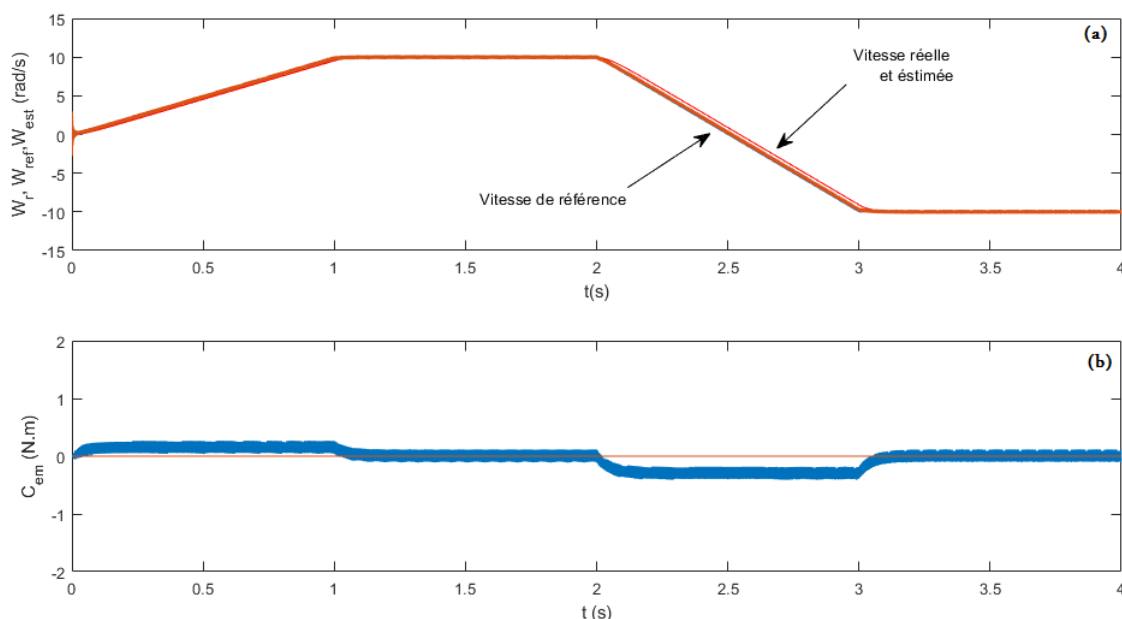


FIGURE III.8: Simulation de l'observateur ObsFV - DTC classique, fonctionnement à basse vitesse (inversion de vitesse)

### III.4 Commande Adaptative par Modèle de Référence

L'approche par le système adaptatif avec modèle de référence MRAS a été introduite par Landau en 1972 [110], Comme son nom l'indique, elle est basée sur l'identification adaptative avec modèle de référence pour estimer la vitesse. Sous sa forme simple, la structure MRAS comme présentée par la Fig. III.9 se compose de deux estimateurs qui calculent les mêmes variables du moteur, le premier est un modèle de référence que constitue le moteur asynchrone et le deuxième est un estimateur constituant le système adaptatif possédant comme entrée la vitesse estimée. La différence entre les sorties des deux estimateurs est utilisée pour corriger l'estimation de vitesse.

Plusieurs approches basées sur la commande adaptative MRAS ont été proposées dans la littérature, notamment celle associée à la logique floue, [111], combinée à des réseaux de neurones, [112], utilisé avec la commande backstepping, [22], ou encore appliqué avec la technique des algorithmes génétiques, [113].

Les structures MRAS sont multiples selon le choix de l'erreur de la variable  $x$ , telles que celles basées sur l'erreur de flux du rotor, l'erreur de la force contre-électromotrice, l'erreur de courant statorique, l'erreur de puissance réactive et l'erreur de puissance active, [28, 101, 114, 115].

Les estimateurs de vitesse en boucle ouverte présentent des problèmes de précision, principalement à basse vitesse et qu'ils dépendent des données des paramètres du moteur [116]. Néanmoins, comparée à d'autres approches, la technique MRAS, permet d'améliorer les performances de l'estimation de vitesse qui peuvent s'étendre à très basse vitesse [117].

L'approche utilisée est celle basée sur la comparaison des sorties de deux estimateurs de flux rotorique, Fig. III.10. Le modèle de référence, qui ne nécessite pas le calcul de la vitesse du rotor, sert à estimer le flux du rotor sur la base de deux entrées, à savoir le courant statorique mesuré et la tension statorique contrôlée (mesurée ou calculée sur la base du SVPWM) à la sortie de l'onduleur. Le modèle de réglage ou modèle adaptatif (ajustable), nécessite comme

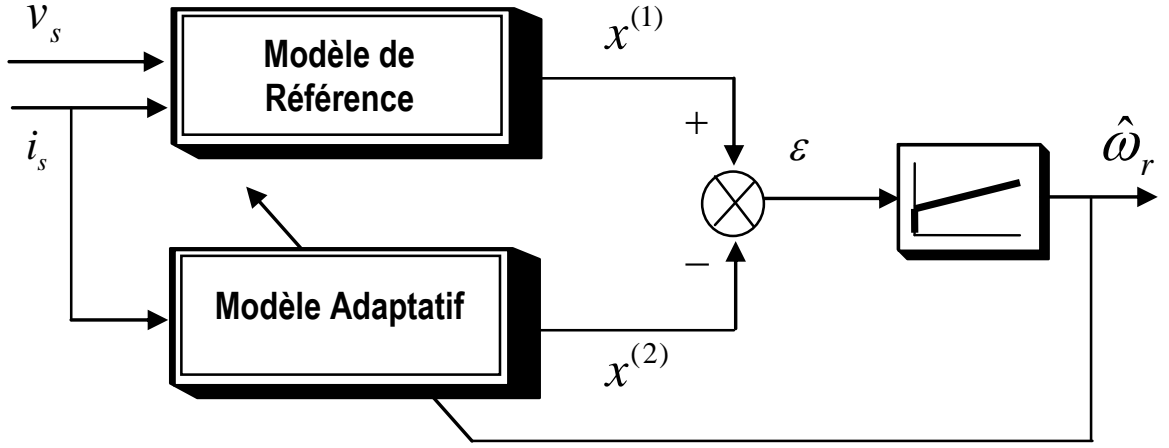


FIGURE III.9: Schéma de principe de l'estimateur de vitesse MRAS

entrée le seul courant mesuré du stator et utilise la vitesse estimée du rotor pour ajuster la sortie qui est le flux. Il est utile de préciser ici que le processus MRAS est basé sur les composantes du référentiel stationnaire ( $\alpha - \beta$ ).

Sur la base des équations du flux du rotor dans I.53 et de l'équation des tensions du stator dans I.51, la dérivée des composantes du flux du rotor peut être écrite comme suit :

$$\begin{cases} d\phi_{\alpha r}/dt = \frac{L_r}{L_m} \left( v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s} - \sigma L_s \frac{di_{\alpha s}}{dt} \right) \\ d\phi_{\beta r}/dt = \frac{L_r}{L_m} \left( v_{\beta s} - R_s i_{\beta s} - \sigma L_s \frac{di_{\beta s}}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

$$\text{Avec : } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

Ce système d'équations présente le premier modèle, où il est clair qu'à partir des courants statoriques mesurés ( $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ ) et des composantes de tension statorique ( $v_{\alpha s}, v_{\beta s}$ ) obtenues à partir de la sortie de l'onduleur, les deux composantes du flux rotorique ( $\phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}$ ) peuvent être calculées (estimées) comme le montre la Fig.III.10.

À partir des équations du flux rotorique dans I.53 et de l'équation des tensions rotoriques dans I.52, on peut établir la dérivée des composantes du flux du rotor de la manière suivante :

$$\begin{cases} d\hat{\phi}_{\alpha r}/dt = -\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{\alpha r} - \hat{\omega}_r \hat{\phi}_{\beta r} + \frac{L_m}{T_r} i_{\alpha s} \\ d\hat{\phi}_{\beta r}/dt = -\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{\beta r} + \hat{\omega}_r \hat{\phi}_{\alpha r} + \frac{L_m}{T_r} i_{\beta s} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

$$\text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Ce système d'équations définit le second modèle, où il apparaît clairement qu'à partir des seuls courants statoriques mesurés ( $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ ), de la vitesse rotorique estimée ( $\omega_r$ ) à la sortie du MRAS et des deux composantes estimées du flux rotorique ajustable ( $\phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}$ ), on peut obtenir les deux composantes réelles du flux estimé comme illustré sur la figure (III.10).

L'algorithme d'adaptation est choisi pour que le modèle ajustable converge vers le modèle de référence en minimisant l'erreur. Pour cela, les paramètres de l'algorithme sont définis selon le critère d'hyperstabilité de Popov, [26].

L'erreur entre les variables d'états des deux modèles peut être donnée sous forme matricielle par :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{\alpha} \\ \varepsilon_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} - \hat{\phi}_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} - \hat{\phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

En soustrayant III.20 du modèle ajustable des équations correspondantes du modèle de référence, puis en ajoutant et en soustrayant les termes  $\omega_r \hat{\phi}_{\beta r}$  dans la première équation, et  $\omega_r \hat{\phi}_{\alpha r}$  dans la deuxième équation, on aura :

$$\dot{\varepsilon} = A\varepsilon - W \quad (\text{III.22})$$

$$\text{Avec : } \dot{\varepsilon} = \begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad \varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix}, \quad W = (\omega_r - \hat{\omega}_r) \cdot \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{\beta r} \\ -\hat{\phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

Schauder [118] propose une loi d'adaptation répondant au critère de Popov et donnée par l'équation :

$$\hat{\omega}_r = \chi_2(\varepsilon) + \int_0^t \chi_1(\varepsilon) d\tau \quad (\text{III.24})$$

Le critère de Popov exige la condition de l'inégalité suivante, [118] :

$$\int_0^t \varepsilon^T W dt \geq -\mu^2 \quad (\text{III.25})$$

Avec  $\mu$  est une constante positive.

En remplaçant  $\varepsilon$  et  $W$  par leurs valeurs, l'équation (III.25) devient :

$$\int_0^t \left\{ [\varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\phi}_{\alpha r}] \left[ \omega_r - \chi_2(\varepsilon) - \int_0^t \chi_1(\varepsilon) d\tau \right] \right\} dt \geq -\mu^2 \quad (\text{III.26})$$

Une solution à l'inégalité (III.26) peut être obtenue à travers la relation suivante, [118] :

$$\int_0^t k \left( \frac{d}{dt} f(t) \right) f(t) dt \geq -\frac{1}{2} k f(0)^2, \quad k > 0 \quad (\text{III.27})$$

En utilisant l'expression précédente, on peut voir que l'inégalité de Popov est satisfaite par les fonctions suivantes :

$$\chi_1 = K_i (\varepsilon_\beta \hat{\phi}_{\alpha r} - \varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{\beta r}) = K_i (\phi_{\beta r} \hat{\phi}_{\alpha r} - \phi_{\alpha r} \hat{\phi}_{\beta r}) \quad (\text{III.28})$$

$$\chi_2 = K_p (\varepsilon_\beta \hat{\phi}_{\alpha r} - \varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{\beta r}) = K_p (\phi_{\beta r} \hat{\phi}_{\alpha r} - \phi_{\alpha r} \hat{\phi}_{\beta r}) \quad (\text{III.29})$$

En remplaçant les équations (III.28) et (III.29) dans l'équation (III.24), on obtient :

$$\hat{\omega}_r = K_p (\phi_{\beta r} \hat{\phi}_{\alpha r} - \phi_{\alpha r} \hat{\phi}_{\beta r}) + K_i \int (\phi_{\beta r} \hat{\phi}_{\alpha r} - \phi_{\alpha r} \hat{\phi}_{\beta r}) dt \quad (\text{III.30})$$

En posant  $e_\phi = (\phi_{\beta r} \hat{\phi}_{\alpha r} - \phi_{\alpha r} \hat{\phi}_{\beta r})$ , l'expression de la vitesse réelle estimée s'écrira donc :

$$\hat{\omega}_r = K_p e_\phi + K_i \int e_\phi dt \quad (\text{III.31})$$

Avec  $K_p$  et  $K_i$  sont les gains du régulateur PI du mécanisme d'adaptation.

### III.4.1 Application de l'estimateur MRAS à la commande vectorielle

Le fonctionnement sans capteur d'un entraînement triphasé à commande vectorielle est largement abordé dans la littérature. Cependant, ce n'est pas le cas pour les machines multiphasées, où un nombre limité de publications sont apparues dans la littérature [28, 32, 91, 104, 119]. Comme il a été montré au premier chapitre, le modèle de la machine pentaphasée peut être transformé en un référentiel orthogonal d'équations découplées. Le référentiel  $(d - q)$  contribue à la production du couple et du flux. Par conséquent, dans la commande à flux orientée (FOC), le flux du rotor est maintenu dans l'axe  $d$  de sorte que la composante  $q$  du flux rotorique soit

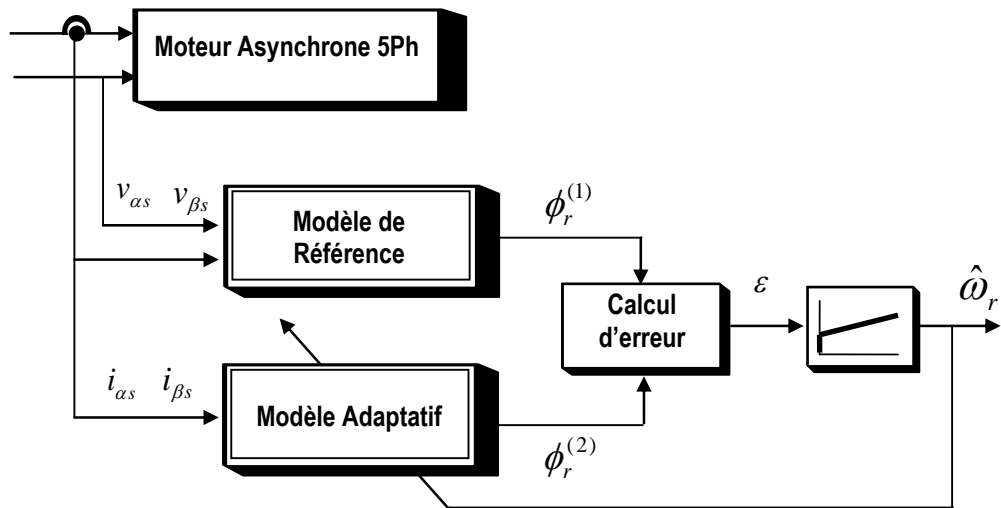


FIGURE III.10: Schéma de principe de l'estimateur de vitesse MRAS - machine asynchrone

nulle. Ainsi, le couple produit et le flux du rotor peuvent être contrôlés indépendamment par les composantes  $d$  et  $q$  du courant statorique.

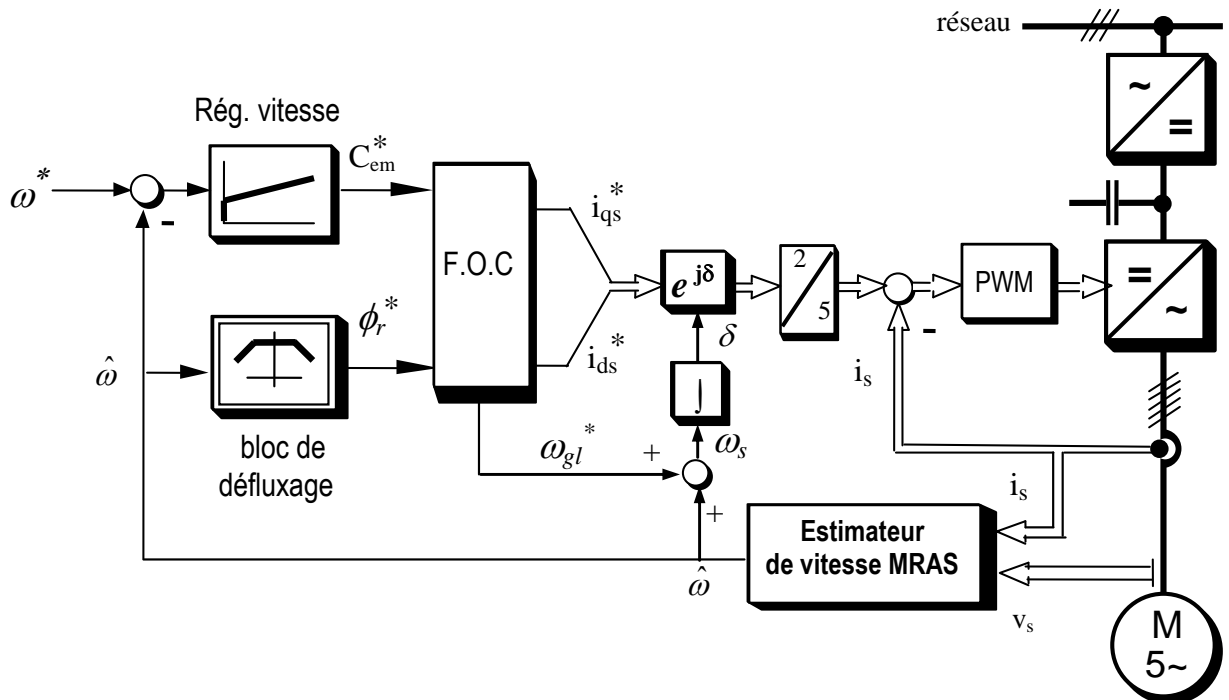


FIGURE III.11: Schéma bloc de l'estimateur MRAS appliqué à la commande vectorielle onduleur de courant - machine asynchrone pentaphasée

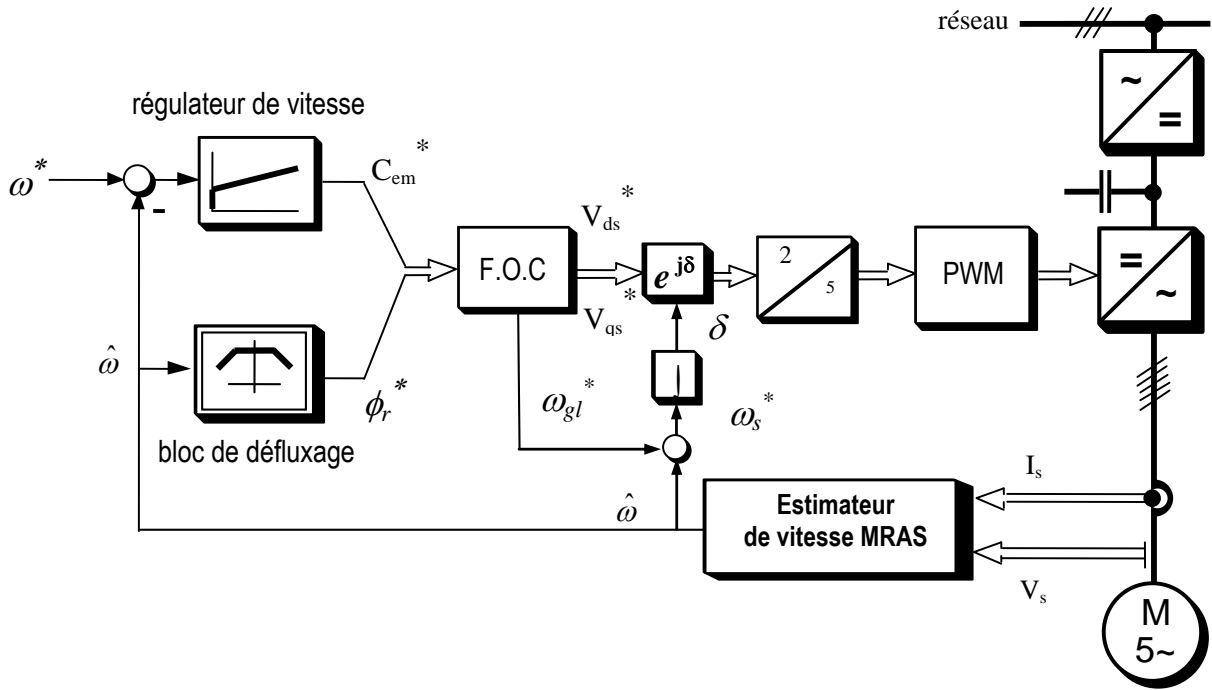


FIGURE III.12: Schéma bloc de l'estimateur MRAS appliqué à la commande vectorielle onduleur de tension - machine asynchrone pentaphasée

### III.4.1.1 Résultats de simulation

L'entraînement de la commande vectorielle avec l'estimateur MRAS illustré sur les figures (III.11) pour l'alimentation en courant et (III.12) pour l'alimentation en tension, est simulé pour l'accélération, le rejet des perturbations et les régimes transitoires d'inversion de vitesse.

Pour le premier profil de simulation de l'estimateur MRAS appliqué au trois stratégies de commande, (commande vectorielle à hystérésis, commande vectorielle avec onduleur MLI commandé en courant et onduleur MLI commandé en tension), figures (III.13, III.15 et III.17), le profil de vitesse de référence se compose de quatre étapes principales, deux étapes transitoires et deux étapes en régime permanent. La première étape s'étend de  $0.3s$  à  $0.35s$ . Il s'agit de l'étape d'accélération, où la vitesse passe de  $0 \text{ tr/min}$  à la vitesse de référence de  $1200 \text{ tr/min}$  ( $251.32 \text{ rad/s}$  électrique), soit  $80\%$  de la vitesse nominale. La deuxième étape se déroule de  $0.35s$  à  $1.2s$ . Il s'agit d'une étape ordinaire où la vitesse est maintenue constante à sa valeur de référence dans la direction positive. La troisième étape est la deuxième étape de transition où la vitesse passe de  $1200 \text{ tr/min}$  à la même valeur mais dans la direction opposée dans l'intervalle de temps de  $1.2s$  à  $1.25s$ . La dernière étape est la deuxième étape régulière, au cours de laquelle la vitesse reste constante à la vitesse de référence en sens inverse de  $1.25s$  à  $2s$ .

Concernant le deuxième profil de simulation de l'estimateur MRAS associé au trois stratégies de commande avec application d'une charge nominale, figures (III.14, III.16 et III.18), la vitesse de référence est maintenue à la vitesse nominale  $1500 \text{ tr/min}$  ( $100\pi \text{ rad/s}$  électrique), puis insertion d'un couple de charge entre les deux instants  $1s$  et  $1.5s$ . Dans tous les cas de simulations le couple est limité, dans le régulateur de vitesse, à deux fois la valeur nominale ( $16.67 \text{ N.m}$ ).

La vitesse de rotation réelle et estimé, figures (III.13-a, III.15-a et III.17-a) suivent la vitesse de référence sans présence de dépassement, avec des temps de réponses acceptables.

Pour les allures du courant statorique des deux profils de simulation pour les différentes stratégies étudiées, Fig. (III.13-b, III.14-b, III.15-b, III.16-b, III.17-b et III.18-b), on peut remarquer un fort appel du courant au régime transitoire (soit lors d'une inversion de vitesse ou l'application de la charge) puis il se stabilise en régime permanent.

Le couple électromagnétique, Fig. (III.13-c, III.14-c, III.15-c, III.16-c, III.17-c et III.18-c) augmente lors de la mise sous tension en atteignant une valeur maximale de 50 N.m et disparaît une fois le régime permanent est atteint.

Les figures (III.14-a, III.16-a et III.18-a) présentent l'évolution des vitesses réelle et estimée qui suivent fidèlement la vitesse de référence avec de meilleurs temps de réponse pour la vectorielle MLI que pour la vectorielle hystérésis. Alors que pour l'application d'un profil de couple de charge, on peut remarquer les bonnes performances des vitesses réelle et estimée pour les différentes stratégies.

Sur les figures (III.14-d, III.16-d et III.18-d) on peut voir que le flux  $\phi_{dr}$  augmente pendant la phase de démarrage, puis diminue pour atteindre sa valeur de référence. Par ailleurs, le flux  $\phi_{qr}$  est maintenu égal à zéro et il suit la consigne pendant tout le cycle de fonctionnement même avec l'application de la charge. Par contre, on observe de faibles perturbations sur ces mêmes flux  $\phi_{dr}$  et  $\phi_{qr}$  pendant l'inversion de la vitesse, figures (III.13-d et III.17-d), avec notamment un meilleur suivi de la consigne pour la stratégie vectorielle avec l'onduleur en courant.

D'après ces résultats, on peut constater que les composantes du flux sont plutôt bien régulées, de sorte que la commande adaptative sans capteur de vitesse MRAS est robuste face aux variations brusques de la charge ou l'inversion de vitesse, et que le découplage est maintenu entre le flux et le couple électromagnétique.

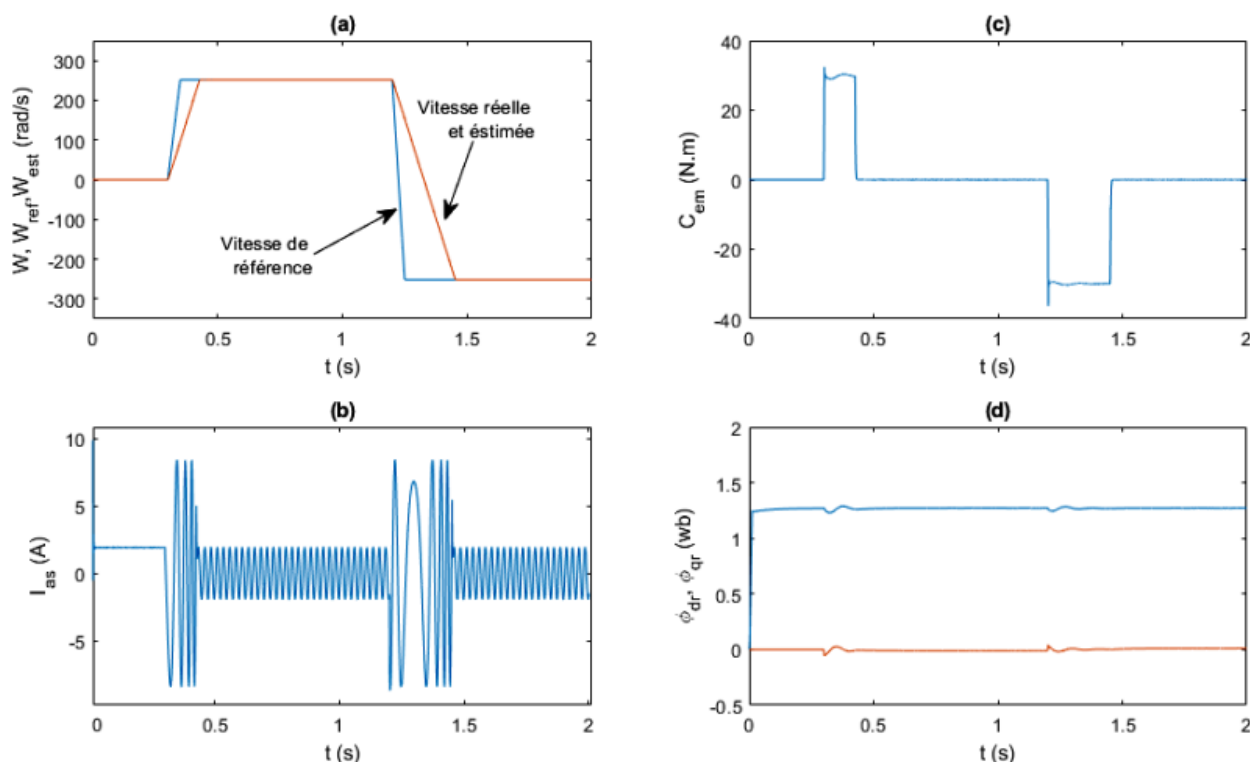


FIGURE III.13: Simulation de l'estimateur MRAS – Commande vectorielle à hystérésis (inversion de la vitesse)

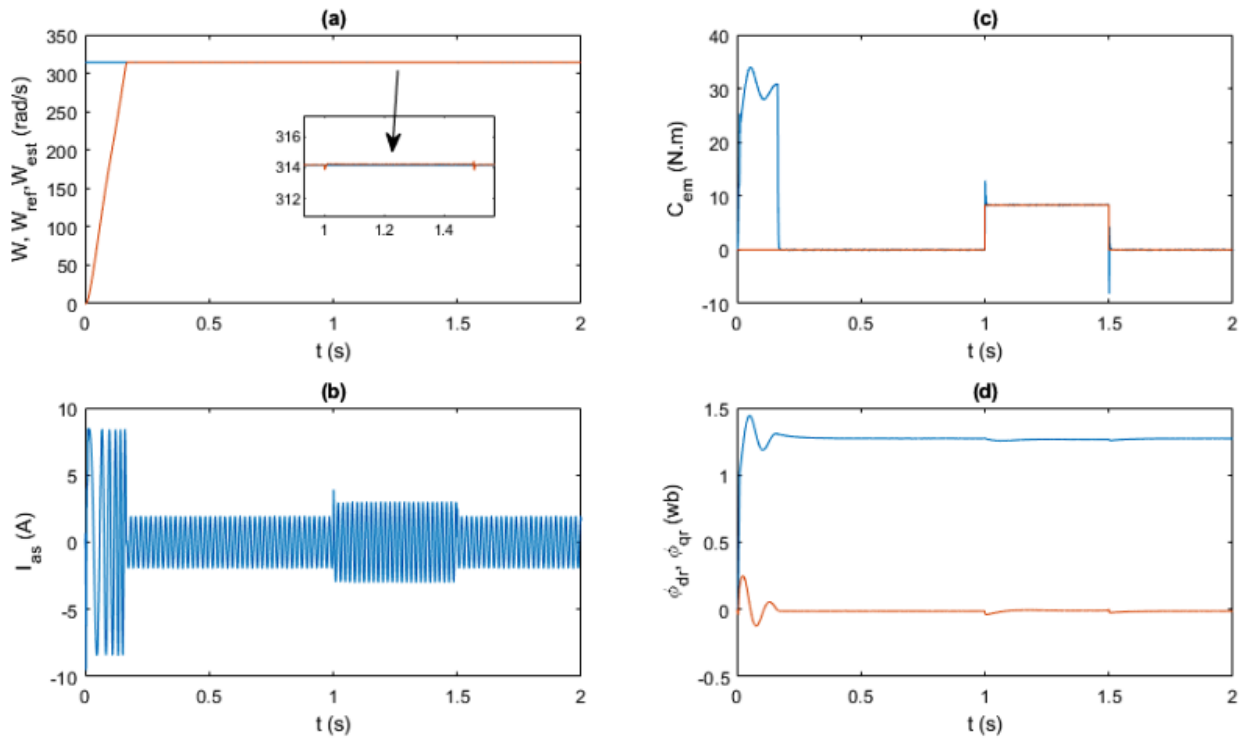


FIGURE III.14: Simulation de l'estimateur MRAS – Commande vectorielle à hystérésis (application de charge)

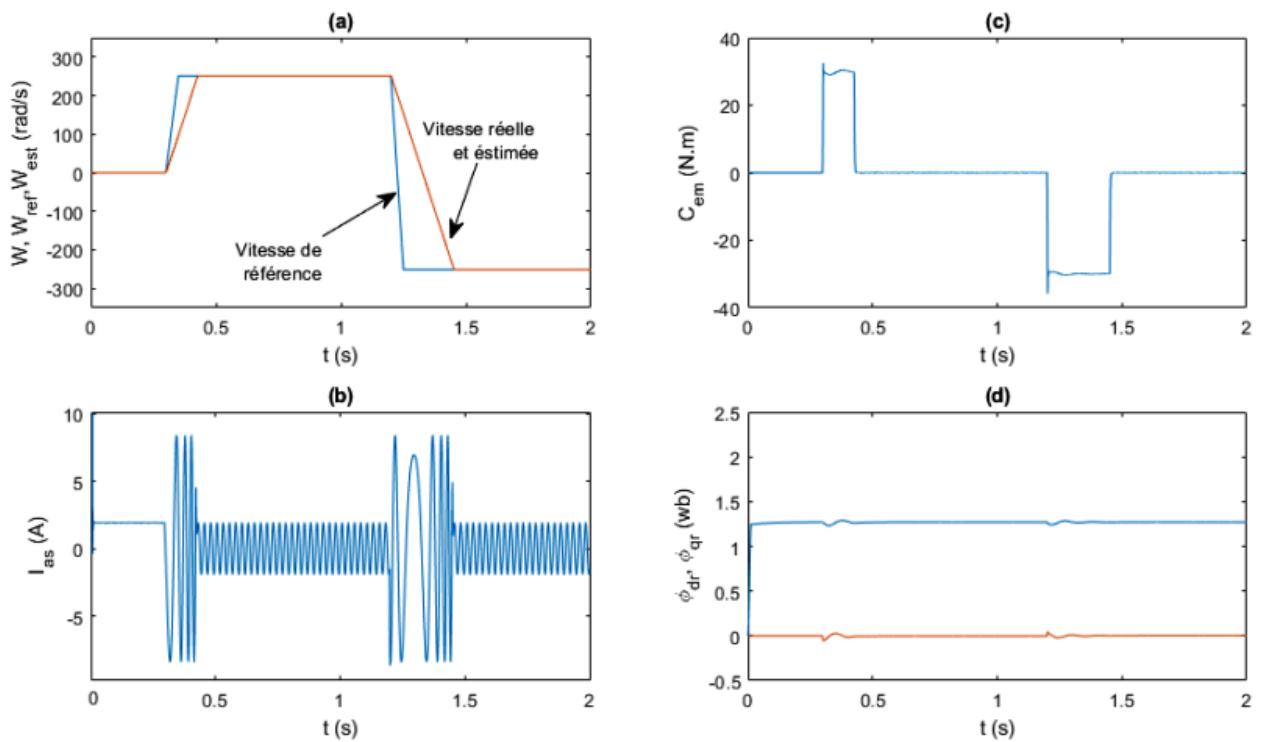


FIGURE III.15: Simulation de l'estimateur MRAS – Commande vectorielle onduleur en courant (inversion de la vitesse)

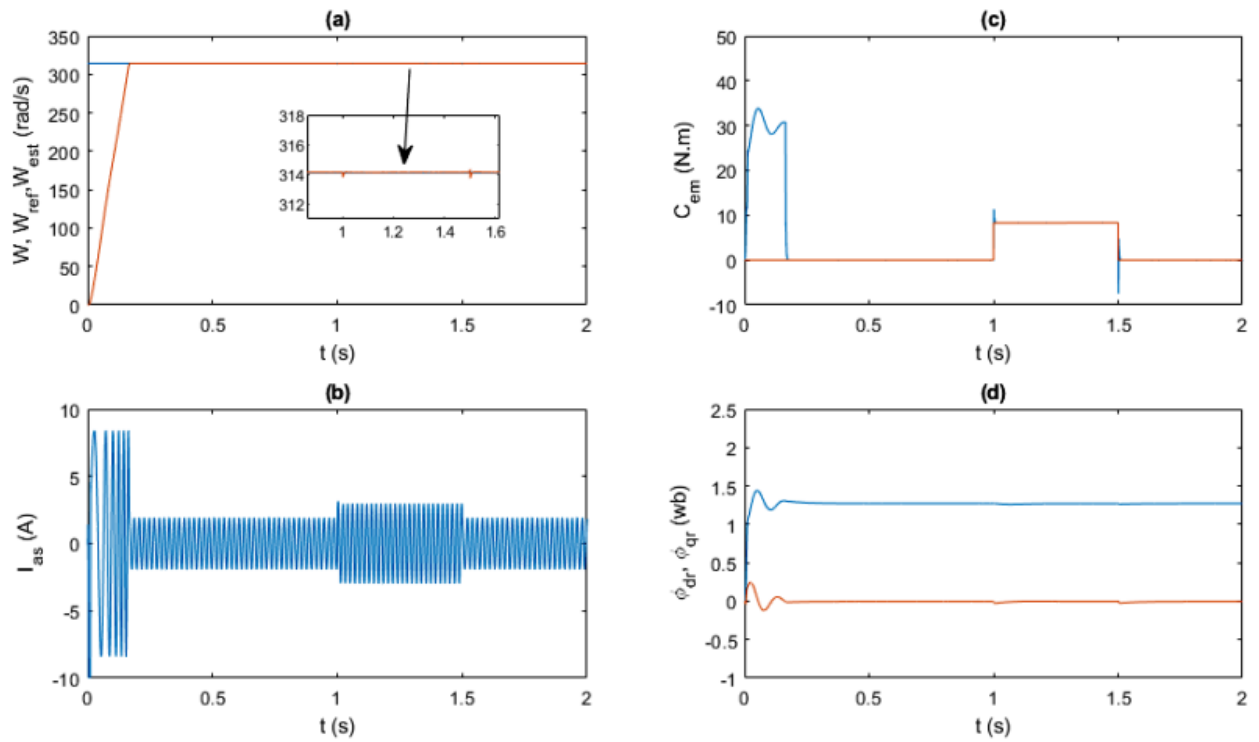


FIGURE III.16: Simulation de l'estimateur MRAS – Commande vectorielle onduleur de courant (application de charge)

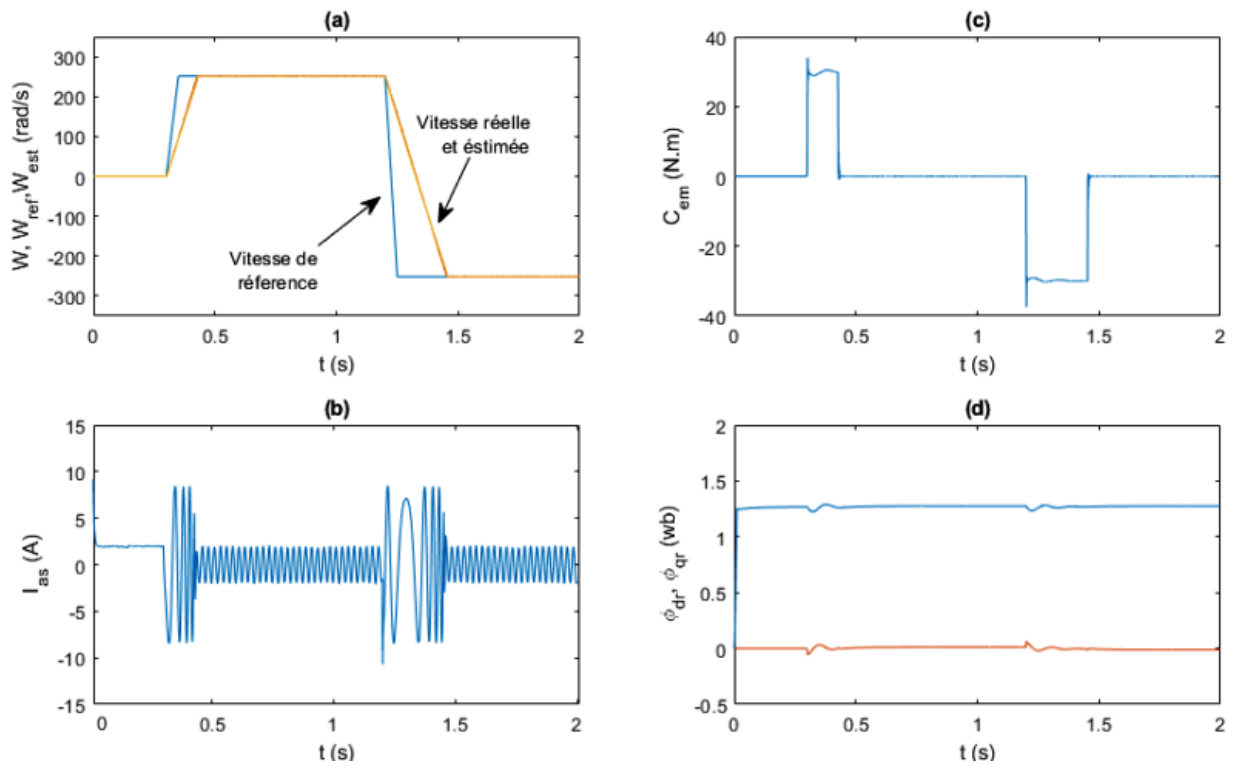


FIGURE III.17: Simulation de l'estimateur MRAS – Commande vectorielle onduleur de tension (inversion de la vitesse)



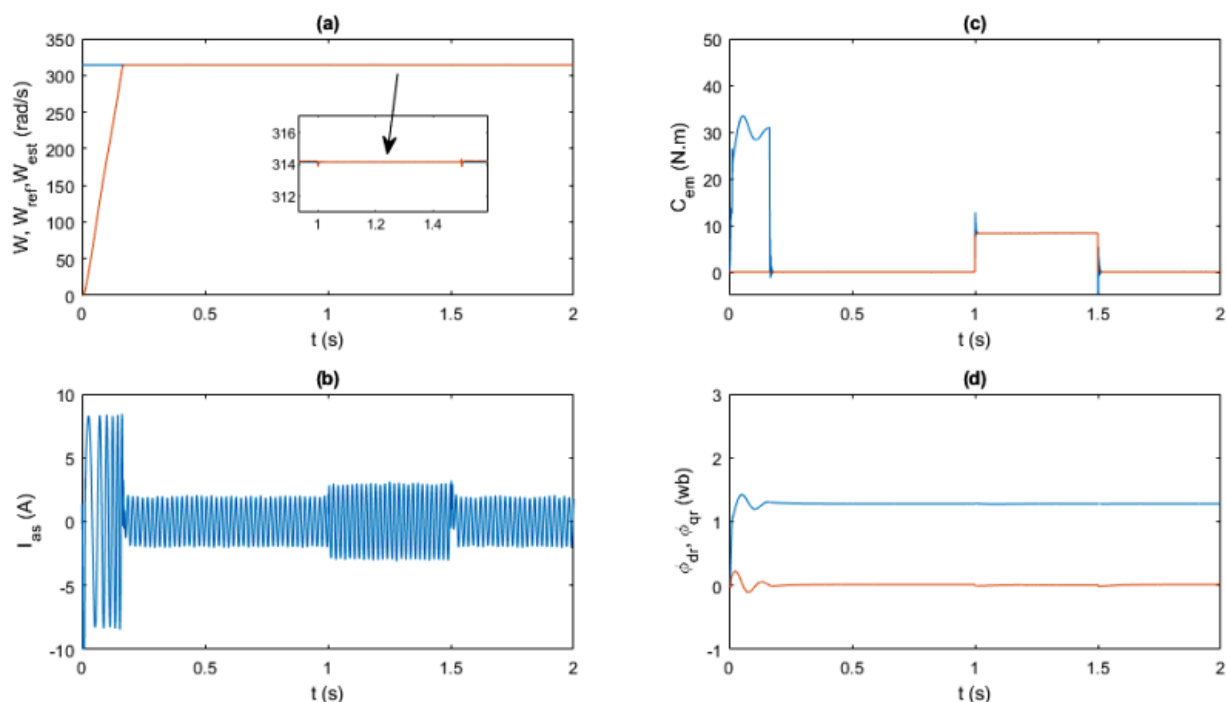


FIGURE III.18: Simulation de l'estimateur MRAS – Commande vectorielle onduleur de tension (application de charge)

### III.4.2 Application de l'estimateur MRAS à la commande directe du couple

Nous avons appliqué l'observateur MRAS sur la commande DTC classique de l'association onduleur machine asynchrone pentaphasée, Fig. III.19.

Dans cette simulation, où une charge nominale (8.33  $N.m$ ) est appliquée entre les instants 1.4 s et 1.8 s, le profil de la vitesse de référence comprend quatre étapes principales, deux étapes en régime transitoire et deux étapes en régime permanent. La première étape se déroule de 0s à 1s. Il s'agit de l'étape de démarrage, où la vitesse passe de 0  $rad/s$  à la vitesse nominale de 1500  $tr/min$  (314, 15  $rad/s$  électrique). La deuxième étape se déroule de 1s à 2s. Il s'agit d'une étape régulière où la vitesse est maintenue constante à sa valeur nominale dans le sens positif. La troisième étape est la deuxième étape transitoire au cours de laquelle la vitesse passe de sa vitesse nominale à sa même valeur mais dans le sens inverse dans l'intervalle de temps de 2s à 3s. La dernière étape est la deuxième étape régulière, au cours de laquelle la vitesse reste constante à la vitesse nominale en sens inverse de 3s à 4s.

La figure (III.20) montre les résultats de simulation, on constate que la commande sans capteur MRAS associé à la commande DTC machine asynchrone pentaphasée offre des résultats tout à fait satisfaisants avec une bonne dynamique de poursuite ainsi qu'un rejet adéquat de la perturbation de la charge. Par ailleurs, on remarque que les deux vitesses réelle et estimée, Fig. (III.20-a), suivent avec précision le profil de vitesse de référence avec des erreurs négligeables dans les deux étapes en régime permanent, tandis que de très petites erreurs sont remarquées pendant les étapes du régime transitoire. Nous remarquons également que les flux dans le plan ( $\alpha - \beta$ ) forment comme attendu un cercle parfait, Fig. (III.20-d).

Le rapidité de réaction du couple électromagnétique lors d'une application de charge est clairement visible sur la figure (III.20-c), et l'on peut dire que la méthode MRAS est bien plus

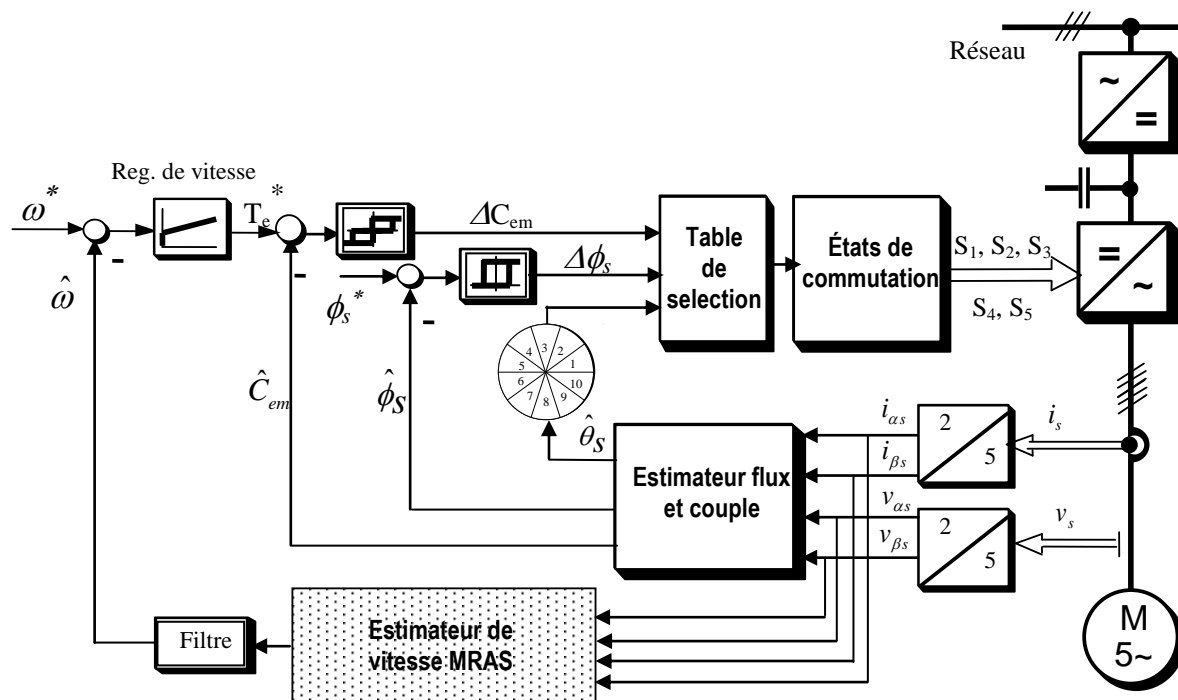


FIGURE III.19: Schéma bloc de l'estimateur MRAS appliqué à la commande DTC classique onduleur machine asynchrone pentaphasée

performante du point de vue du temps de réponse par rapport à l'observateur de flux et de vitesse, Fig. (III.7-b).

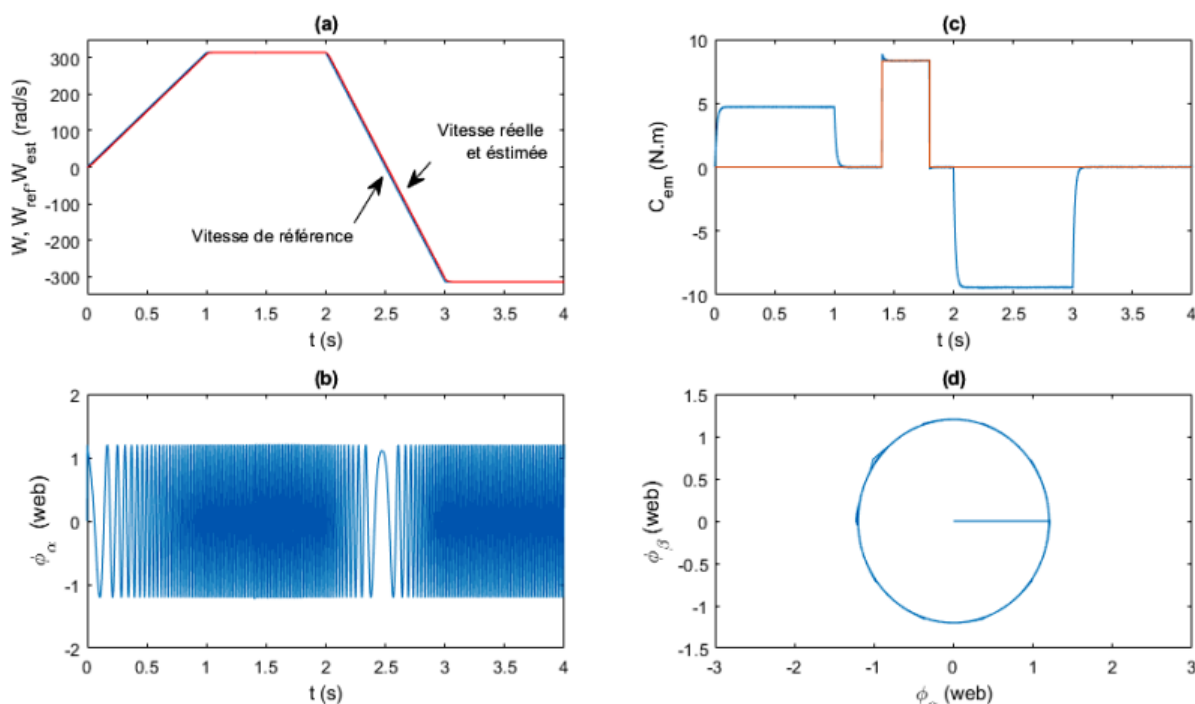


FIGURE III.20: Simulation de l'estimateur MRAS – DTC classique avec charge et inversion de vitesse

### III.4.3 Application de l'estimateur MRAS à la commande DTC-SVM

Le schéma bloc de l'estimateur MRAS appliqué à la commande DTC-SVM onduleur machine asynchrone pentaphasée, selon la structure du flux et du couple en boucle fermée, (§ II.4.7), est représenté sur la figure III.21 :

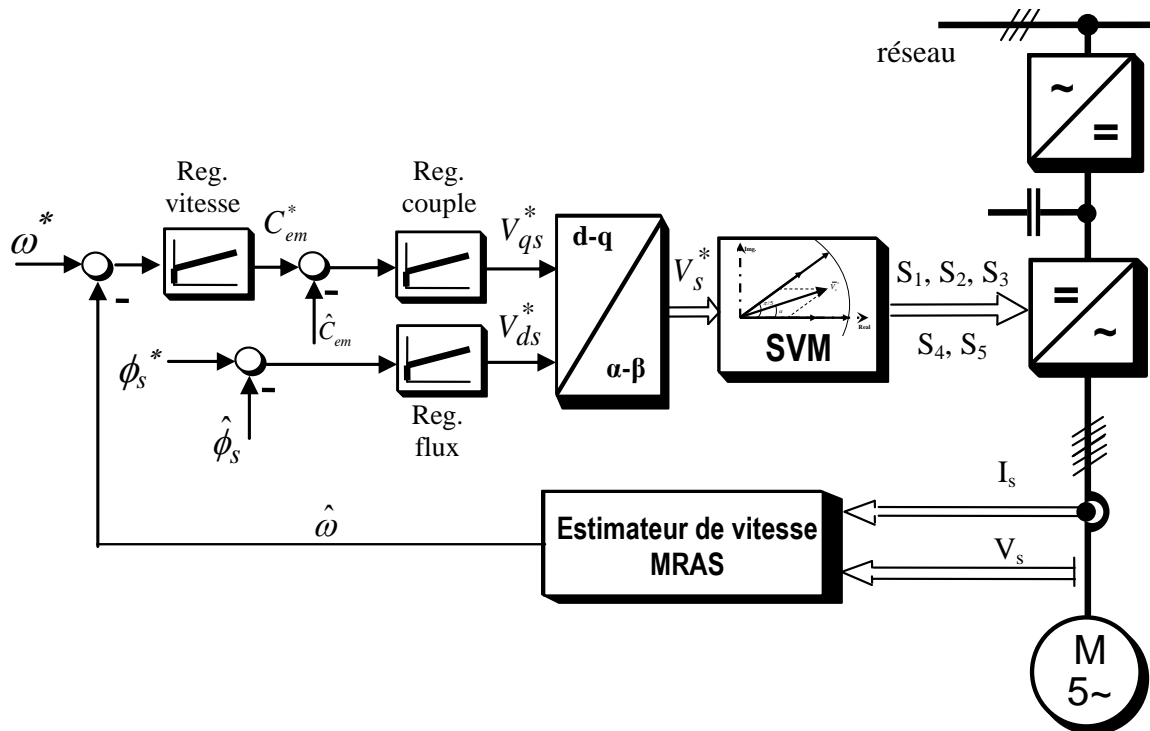


FIGURE III.21: Schéma bloc de l'estimateur MRAS appliqué à la commande DTC-SVM onduleur machine asynchrone pentaphasée

Afin de tester les performances de la commande DTC-SVM sans capteur de vitesse par la méthode MRAS, des simulations numériques ont été effectuées : Application d'une référence de vitesse de 1200 tr/mn ( $251.32 \text{ rad/s}$ ), avec une inversion de sens de rotation à l'instant  $t = 1.2s$ , Fig. III.22. Et application et annulation d'un couple de charge nominale aux instants  $t = 1s$  et  $t = 1.5s$ , Fig. III.23.

On remarque que les valeurs estimées présentent un régime transitoire sans dépassement. Dans la figure (III.22-a), on constate que la réponse de la vitesse estimée est similaire à celle mesurée en suivant la vitesse de référence.

La figure (III.22-b) montre la forme d'onde du courant statorique de la phase (a), ce courant suit la dynamique du profil de la vitesse, où l'on remarque une augmentation de courant pendant le démarrage et l'inversion de la vitesse en raison du couple électromagnétique nécessaire développé par la machine. La figure (III.22-c) montre le couple électromagnétique développé. Il est évident que dans l'étape de démarrage, le couple développé atteint le couple requis sans dépassement remarquable ni oscillations. La figure (III.22-d) présente les flux statoriques des axes ( $\alpha - \beta$ ) avec une forme d'onde circulaire.

Pour le profil avec application de charge nominale, les formes d'ondes de la vitesse de référence, de la vitesse estimée et de la vitesse électrique mesurée du moteur à induction à cinq phases ont été présentées dans la Figure III.23. On peut affirmer que les vitesses estimées et mesurées du moteur suivent la vitesse de référence avec une grande précision pour la méthode

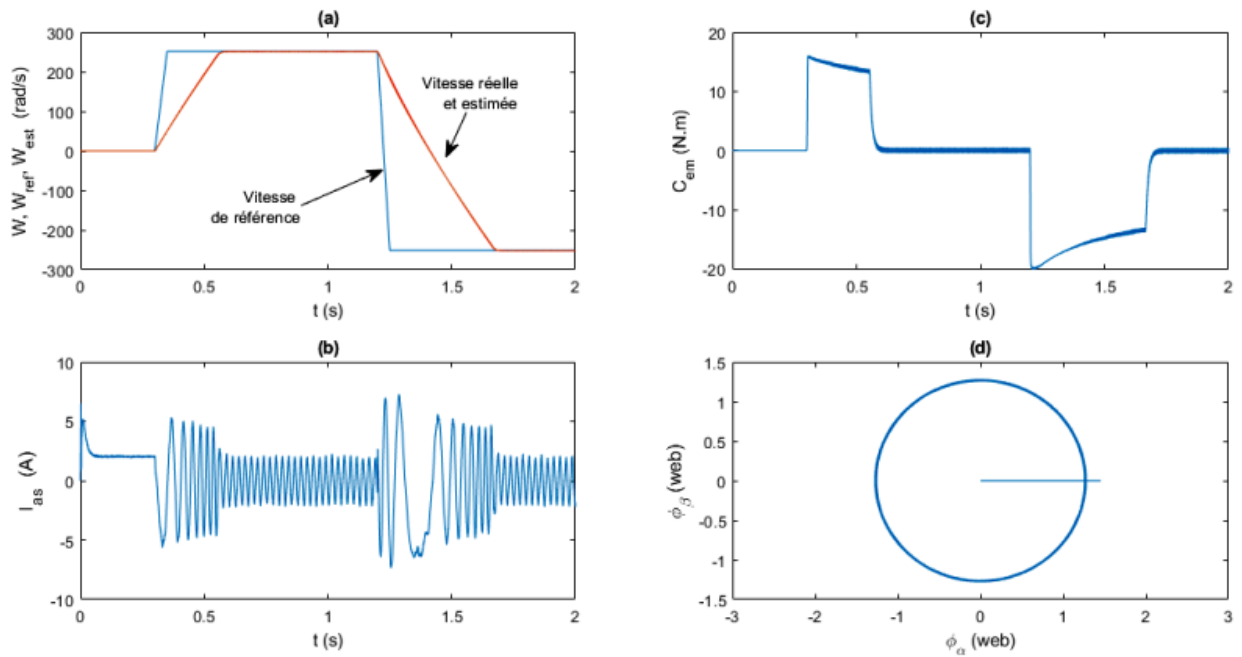


FIGURE III.22: Simulation de l'estimateur MRAS – DTC SVM avec inversion de la vitesse.

considérée de contrôle direct du couple, Fig. (III.23-a).

Les formes d'ondes du couple de charge et du couple électromagnétique sont présentées à la figure (III.23-c). Les valeurs du couple électromagnétique dépendent de l'état de fonctionnement du système. La méthode considérée fournit une réponse rapide du couple électromagnétique pendant les changements du couple de charge.

La forme d'onde du courant de phase du stator est représentée à la Figure (III.23-b). Les amplitudes du courant de phase dépendent de l'état du système d'entraînement, ils ont de grandes valeurs dans les états dynamiques et des petites valeurs dans le fonctionnement en régime permanent.

La trajectoire de l'amplitude estimée du vecteur de flux du stator est présentée sur la figure (III.23-d). On peut remarquer que l'amplitude de ce vecteur est régulée à la valeur nominale.

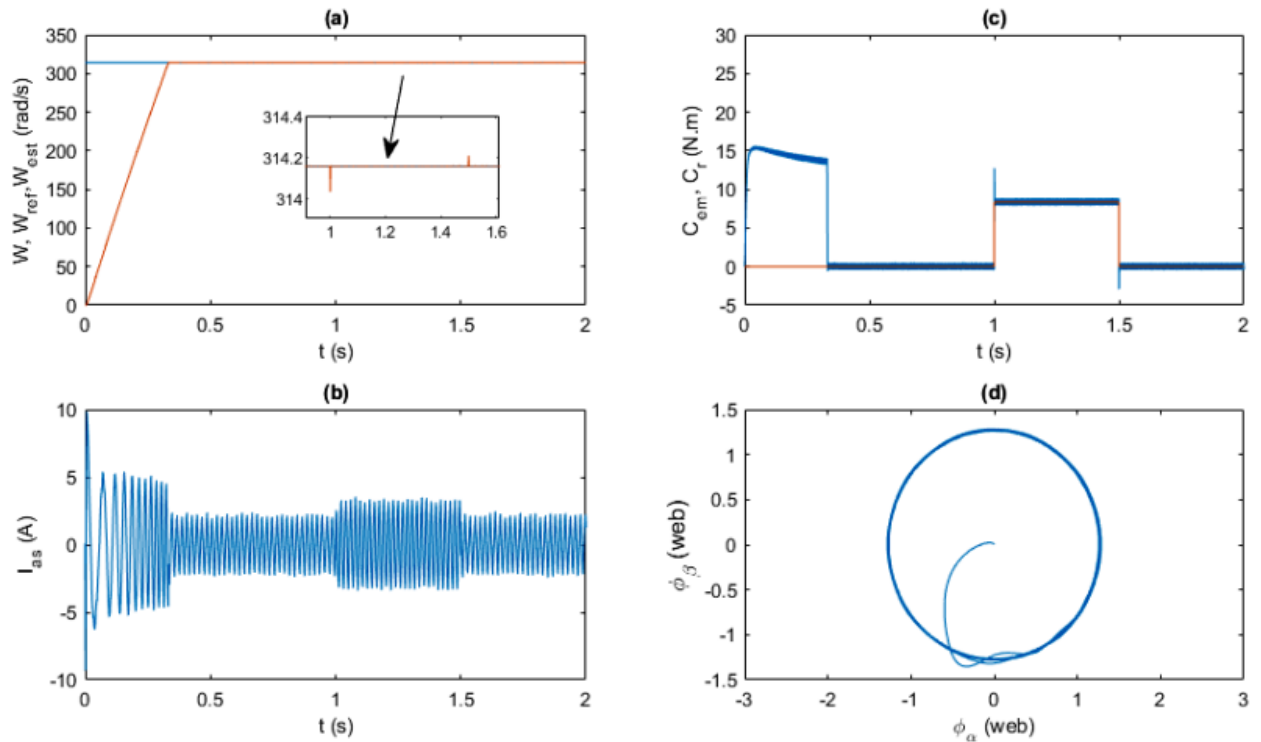


FIGURE III.23: Simulation de l'estimateur MRAS – DTC SVM avec charge

### III.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre, et après avoir donné une description des différentes commandes sans capteur existantes, on a présenté deux techniques adaptatives permettant d'estimer les grandeurs physiques de la machine asynchrone pentaphasée, à savoir la vitesse, le flux et le couple électromagnétique.

Dans la structure de l'observateur (ObsFV) et contrairement à l'observateur MRAS, le flux estimé est indépendant de la vitesse du rotor, et ne nécessite donc pas de calcul ou de connaissance de la position de son arbre, ce qui n'affecte pas la précision de l'observateur proposé. En outre, et comme le démontre la simulation, l'observateur en question offre une solution pour un fonctionnement à très faible vitesse.

À son tour, on constate que la méthode MRAS est sensiblement plus efficace en termes de temps de réponse par rapport à l'observateur de flux et de vitesse.

En mettant en œuvre ces observateurs, il est possible d'obtenir une commande sans capteur performante et fiable par rapport aux variations de la charge et de la vitesse pour une machine asynchrone à cinq phases.

---

---

## CHAPITRE IV

---

# COMMANDE SANS CAPTEUR DTC-SVM D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASÉE

## IV.1 Introduction

Ce dernier chapitre traite l'application en temps réel de deux types d'observateurs à l'association onduleur machine asynchrone pentaphasée, en se basant sur la structure de la technique DTC-SVM avec le flux et le couple en boucle fermée énoncée dans la section (§ II.4.7).

Ces observateurs sont utilisés pour assurer l'estimation du flux statorique et de la vitesse du rotor. Le premier est l'observateur adaptatif d'ordre complet, le second est un estimateur de vitesse basé sur la mesure de la puissance.

Une analyse comparative est également présentée entre les quatre méthodes sans capteur en termes de leur spectre harmonique et de leur réponse dynamique à la vitesse pour le fonctionnement nominal et à faible vitesse.

## IV.2 Schéma de commande orienté du flux statorique

La stratégie de commande s'appuie sur une description simplifiée des composantes de la tension du stator, pour laquelle les équations du moteur asynchrone à cinq phases peuvent être écrites dans le système de coordonnées du flux statorique ( $\phi_{ds} = \phi_s$ ,  $\phi_{qs} = 0$ ) à partir des équations du système I.61 et de l'expression du couple I.63 comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_s}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \phi_s \\ C_{em} = p \phi_s i_{qs} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

A partir de (IV.1), nous aurons :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_s}{dt} = v_{ds} - R_s i_{ds} \\ C_{em} = \frac{p\phi_s}{R_s} (v_{qs} - \omega_s \phi_s) \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Les équations du système (IV.1) ci-dessus montrent, si on néglige la chute de tension au niveau de la résistance  $R_s$ , que la composante  $v_{ds}$  n'a d'influence que sur la variation de l'amplitude du flux statorique, et que la composante  $v_{qs}$  (si le terme  $\omega_s \phi_s$  est découplé) peut être utilisée pour le réglage du couple. Les sorties des deux régulateurs PI de flux et de couple peuvent être interprétées comme les composantes ( $d, q$ ) des tension statorique  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$ , selon les coordonnées du flux statorique orientées donnant le schéma-bloc de la figure (IV.1).

Par conséquent, après transformation des coordonnées  $dq/\alpha\beta$  dans le référentiel stationnaire, les valeurs de commande  $V_{\alpha s}^*$  et  $V_{\beta s}^*$ , sont délivrées au SVM, Fig. IV.2.

Notons que le calcul du vecteur de tension statorique commandé donné par (IV.1) nécessite la dérivée de l'amplitude du flux statorique, qui est une grandeur continue. Le schéma de la figure IV.2 est donc moins sensible au bruit que les schémas présentés précédemment dans les parties (§ II.4.5) et (§ II.4.6), [86].

### IV.2.1 Résultats expérimentaux

Dans cette partie expérimentale, nous mettrons en œuvre la méthode du flux et du couple en boucle fermée (CFBF) de la commande DTC-SVM choisie et validée par des simulations dans la section (§ II.4.7).

Lors du premier essai, nous avons démarré le moteur à vide, puis on a appliqué une charge nominale. Les figures (IV.3) et (IV.4) présentent, respectivement en temps réel, les deux allures





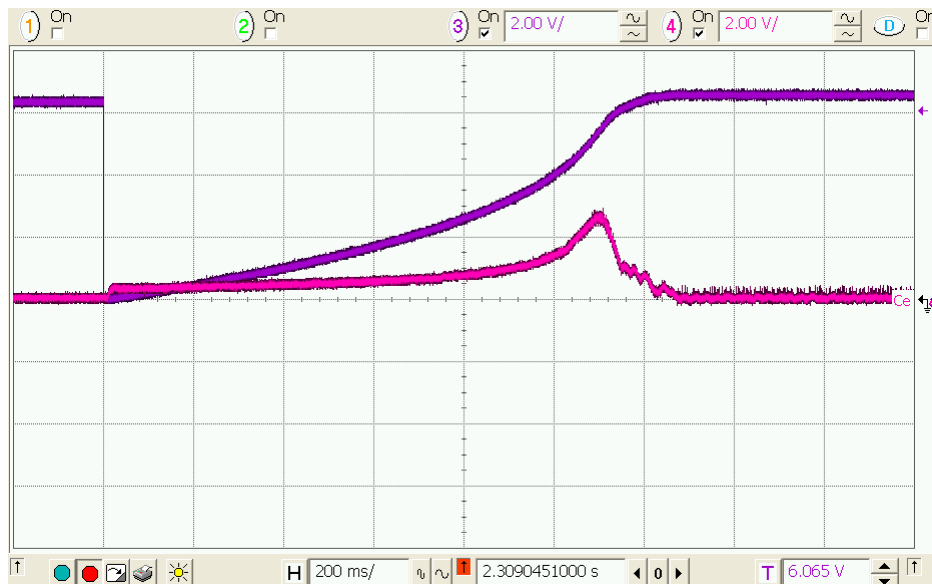


FIGURE IV.3: Résultats expérimentaux (Commande CFBF - DTC-SVM) : Au démarrage : a) Vitesse réelle ((100  $rad/s$ )/div), b) Couple électromagnétique (10  $N.m/div$ )

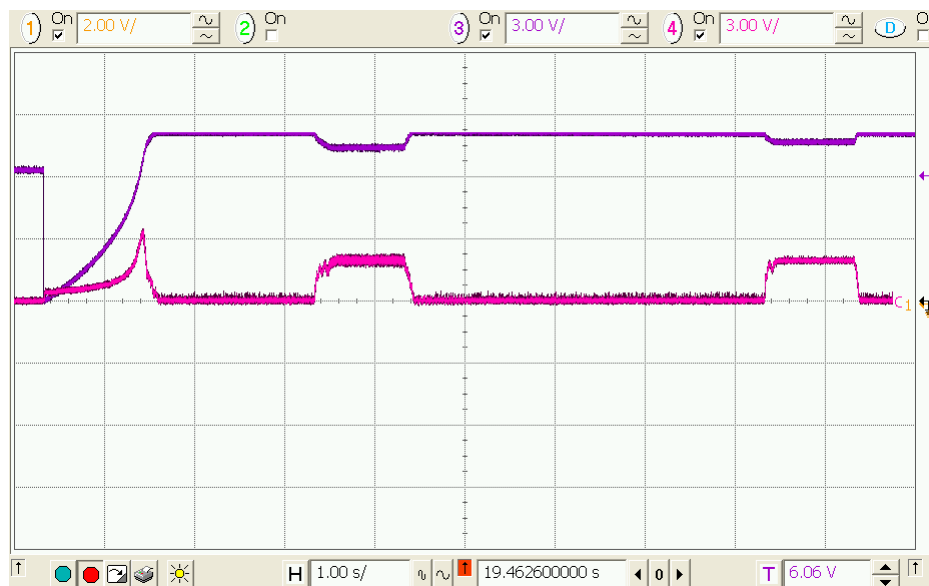


FIGURE IV.4: Résultats expérimentaux (Commande CFBF - DTC-SVM) : Application de charge : a) Vitesse réelle ((115  $rad/s$ )/div), b) Couple électromagnétique (10  $N.m/div$ )

forme d'onde de tension sont visiblement négligeables.

Les résultats du deuxième test appliqué à la commande DTC-SVM sont représentés sur la figure (IV.7). Dans cet essai expérimental une inversion de sens de rotation a été appliquée. On peut vérifier que le moteur change bien de sens de rotation et que la vitesse réelle suit exactement le profil de la vitesse de référence. Alors que le couple électromagnétique présente un bon régime transitoire pendant les phases d'inversion de vitesse.

Sur la base de ces résultats expérimentaux jugés satisfaisants, nous sommes en mesure de valider cette technique DTC-SVM en vue de son utilisation avec des méthodes sans capteur dans ce qui suit.

Dans la suite, nous présentons les deux estimateurs de vitesse avec une étude comparative dont l'objectif principal est d'assurer la commande précise de la vitesse du rotor avec des

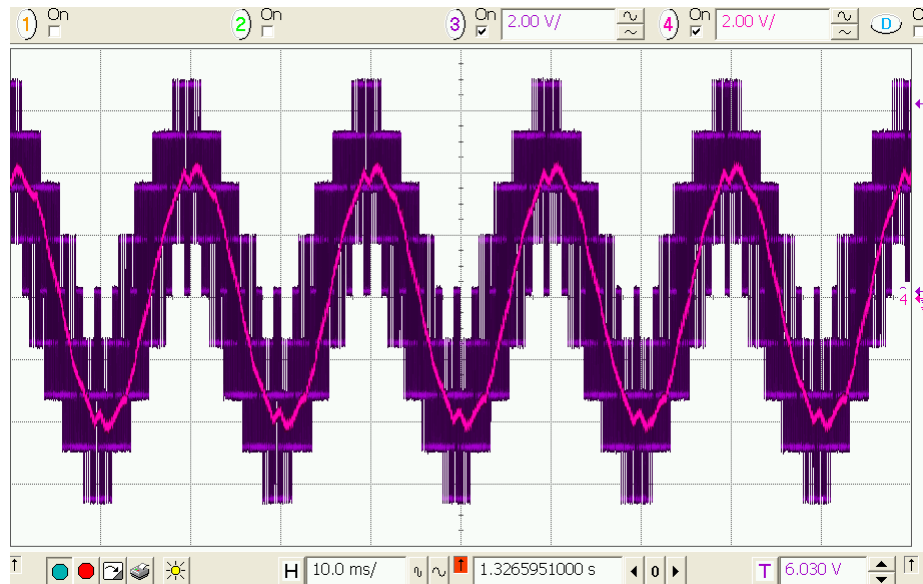


FIGURE IV.5: Résultats expérimentaux (Commande CFBF - DTC-SVM) : Tension de sortie de l'onduleur (125 volts/div) (tensions réelle et filtrée)

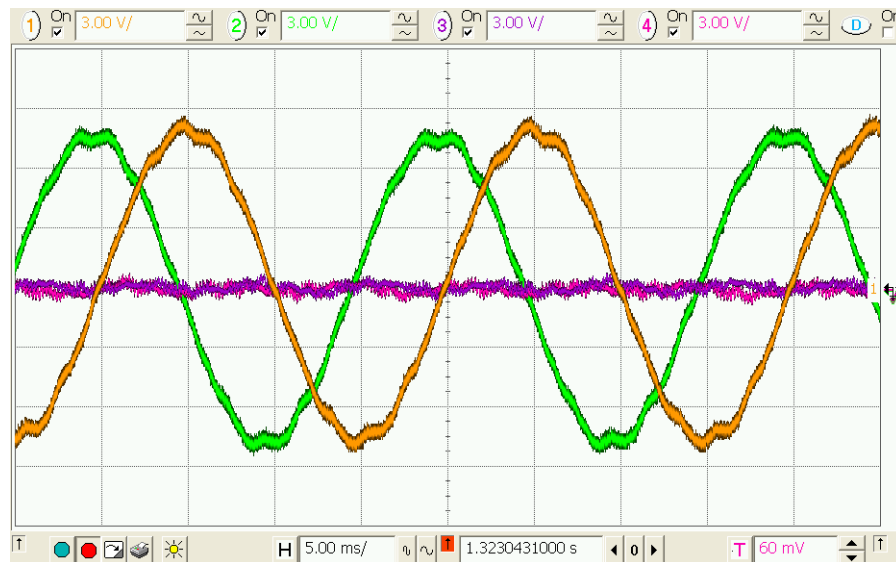


FIGURE IV.6: Résultats expérimentaux (Commande CFBF - DTC-SVM) : Allures des tensions (145volts/div)

performances dynamiques améliorées.

### IV.3 Observateur adaptatif d'ordre complet

Les équations du stator et du rotor du modèle de la machine pentaphasée dans le référentiel stationnaire ( $\alpha - \beta$ ) sont obtenues à partir des équations (I.51-I.53) telles que mentionnées ci-dessous :

$$\begin{cases} v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\phi_{\alpha s}}{dt} & v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\phi_{\beta s}}{dt} \\ 0 = R_r i_{\alpha r} + \omega \phi_{\beta r} + \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} & 0 = R_r i_{\beta r} - \omega \phi_{\alpha r} + \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

$$\begin{cases} \phi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} & \phi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} & \phi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

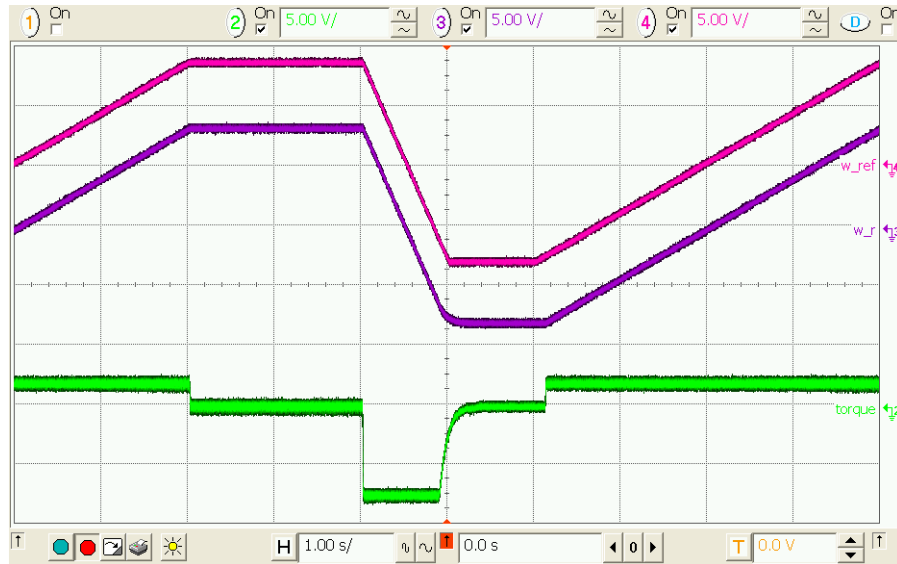


FIGURE IV.7: Résultats expérimentaux (Commande CFBF - DTC-SVM) : a) Vitesse de référence ((150 rad/s)/div), b) Vitesse réelle ((150 rad/s)/div), c) Couple électromagnétique (10 N.m/div)

Le modèle obtenu de la machine peut être écrit sous la forme canonique suivante :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{IV.5})$$

Avec :

$$X = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}, \phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}]^T, \quad U = [v_{\alpha s}, v_{\beta s}]^T. \quad (\text{IV.6})$$

$$A = \begin{bmatrix} a & 0 & b & bT_r\omega \\ 0 & a & -bT_r\omega & b \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

$$a = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right), \quad b = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r L_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{IV.8})$$

Un observateur d'ordre complet est proposé et peut être construit sur la base du système d'équations (IV.5), où la vitesse du rotor est supposée être constante dans chaque période d'échantillonnage, ce qui est considéré dans ce travail comme une hypothèse supplémentaire à prendre en compte. Le modèle de fonctionnement de l'observateur d'ordre complet obtenu peut être présenté comme suit :

$$\hat{X} = \hat{A}\hat{X} + BU + G(\hat{i}_s - i_s) \quad (\text{IV.9})$$

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} a & 0 & b & bT_r\hat{\omega} \\ 0 & a & -bT_r\hat{\omega} & b \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\hat{\omega} \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \hat{\omega} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad i_s = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}]^T. \quad (\text{IV.10})$$

Le symbole ( $\hat{X}$ ) désigne les valeurs estimées, G est la matrice de gain de l'observateur, qui est calculée par l'équation suivante afin que les pôles de l'observateur soient proportionnels à ceux du moteur asynchrone (la constante de proportionnalité est k, et  $k \geq 1$ ) [23, 26] :

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.11})$$

Avec :

$$\begin{aligned} g_1 &= (k-1)(a-1/T_r), & g_2 &= (k-1)\hat{\omega}, & g_4 &= -c(k-1)\hat{\omega}. \\ g_3 &= (k^2-1)(ca+L_m/T_r) - c(k-1)(a-1/T_r), & c &= \frac{1}{bT_r} \end{aligned} \quad (\text{IV.12})$$

En utilisant l'équation (IV.9) il est possible de mettre en œuvre un estimateur de vitesse, qui est capable d'estimer la vitesse du rotor en temps réel en utilisant l'observateur d'état adaptatif illustré sur la figure (IV.8), [26].

$$\hat{\omega} = K_p (e_{i\alpha s} \hat{\phi}_{\beta r} - e_{i\beta s} \hat{\phi}_{\alpha r}) + K_i \int (e_{i\alpha s} \hat{\phi}_{\beta r} - e_{i\beta s} \hat{\phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{IV.13})$$

Avec  $K_p$  and  $K_i$  sont des gains positifs arbitraires.

$$e_{i\alpha s} = i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s} \quad , \quad e_{i\beta s} = i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s} \quad (\text{IV.14})$$

Dans cet observateur, seules les composantes de tension  $d$  et  $q$  de la machine à cinq phases sont utilisées car les composantes  $x$  et  $y$  ne présentent pas de contribution significative dans l'estimation.

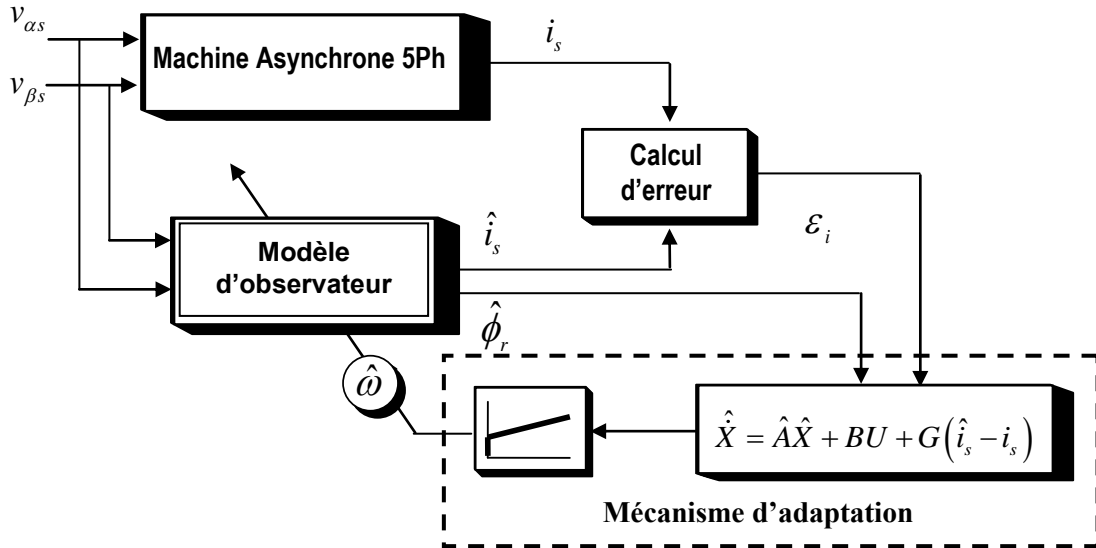


FIGURE IV.8: Schéma de principe de l'observateur adaptatif d'ordre complet

### IV.3.1 Résultats de simulation

La méthode présentée, qui combine une structure sans capteur de vitesse, basée sur l'observateur adaptatif d'ordre complet, et la technique DTC-SVM pour un moteur asynchrone à cinq phases, Fig. IV.9, est évaluée par simulation sous MatLab/Simulink.

La figure (IV.10-a) montre la réponse de la méthode discutée en matière de vitesse réelle et estimée lorsque la vitesse de référence augmente, atteint un état permanent, ralentit et change de direction. On constate que les deux vitesses suivent les valeurs de référence sans dépassement, alors qu'une erreur très faible est notée pendant l'accélération et la décélération.

Dans la figure (IV.10-c), nous pouvons voir le couple électromagnétique développé avec l'application de la charge nominale entre 1,4s et 1,8s. Par le biais de cette figure, on peut remarquer une très bonne dynamique, et on peut affirmer donc que la méthode proposée fournit une réponse rapide du couple électromagnétique pendant les changements de vitesse du moteur et pendant les changements du couple de charge. Les amplitudes du vecteur de flux statorique, Fig. (IV.10-d), sont maintenues constamment à la valeur nominale.

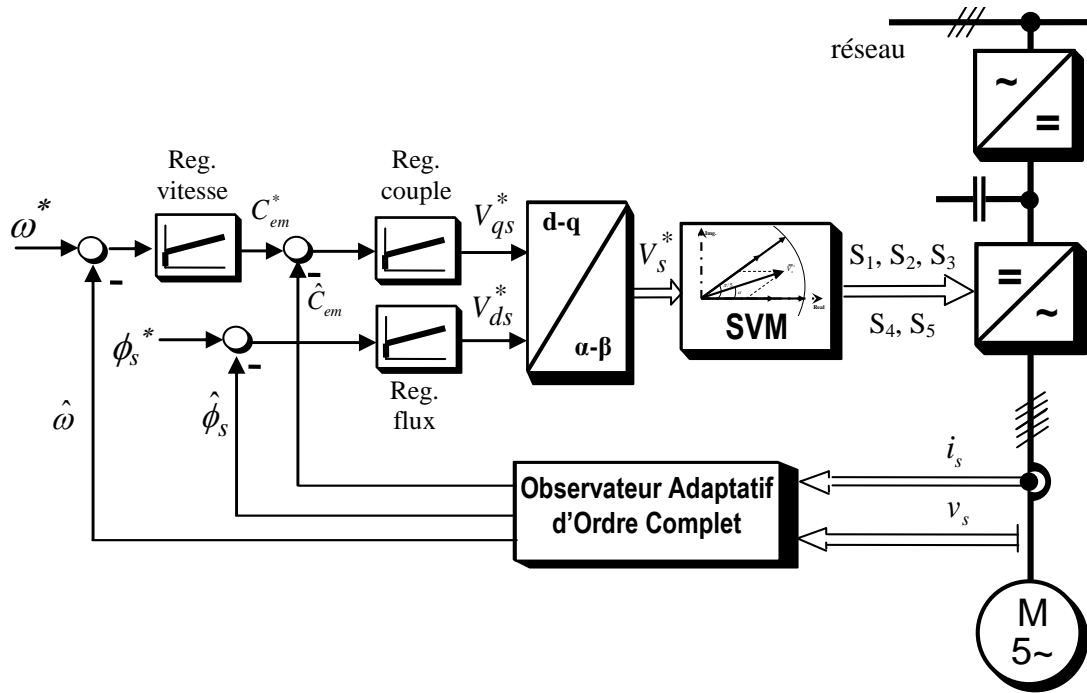


FIGURE IV.9: Schéma bloc de l'observateur adaptatif d'ordre complet appliqué à la commande DTC-SVM onduleur machine asynchrone pentaphasée

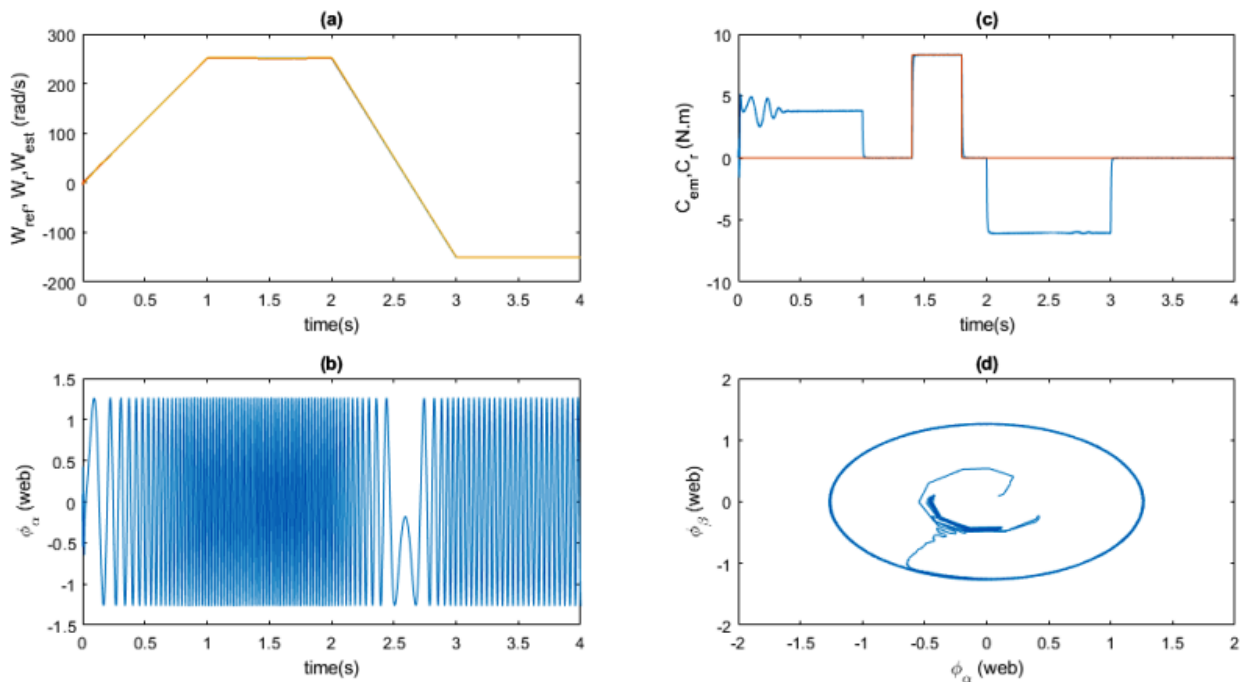


FIGURE IV.10: Simulation de l'observateur ObsAOC avec inversion de vitesse et application de charge

### IV.3.2 Résultats expérimentaux

Les figures (IV.11-a)-(IV.11-c) présentent les vitesses de référence, estimées et réelles lorsque la technique d'adaptation d'ordre complet est mise en œuvre en temps réel.

Le profil de vitesse de référence a été choisi comme variable pour vérifier la performance de l'estimation. Les réponses transitoires des vitesses estimées et réelles avec changement de vitesse de référence sont concordantes grâce aux faibles erreurs d'estimation, ce qui valide et confirme l'efficacité de l'algorithme de contrôle sans capteur.

Sur la figure IV.12, nous avons illustré les formes des courants statoriques (a, b, c, d) qui

répondent bien aux variations imposées pendant l'inversion de vitesse. De plus, elles présentent des crêtes de courte durée qui n'auraient pas d'effet nuisible.

La figure (IV.11-d) montre la dynamique du couple électromagnétique qui ne présente pas d'oscillations pendant tout le cycle de fonctionnement.

Le fonctionnement approprié de notre système sans capteur de vitesse après avoir effectué le test expérimental de changement de sens de rotation est ensuite validé pour un fonctionnement avec application et annulation d'un couple de charge nominal, Fig. IV.13.

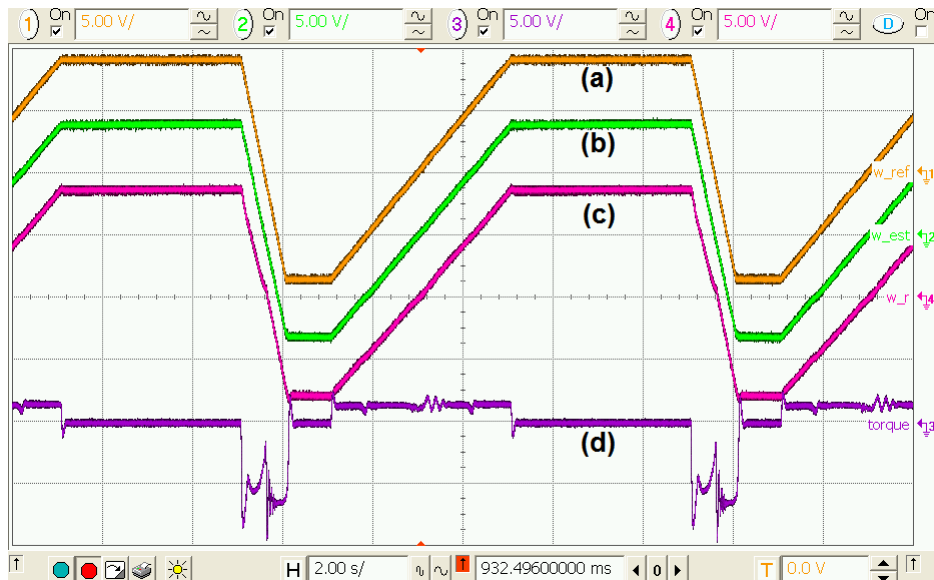


FIGURE IV.11: Résultats expérimentaux (Observateur ObsAOC - DTC-SVM) avec inversion de vitesse : de haut : a) Vitesse de référence b) Vitesse estimée c) Vitesse réelle ((175 rad/s)/div), d) Couple électromagnétique (7.5 N.m/div))

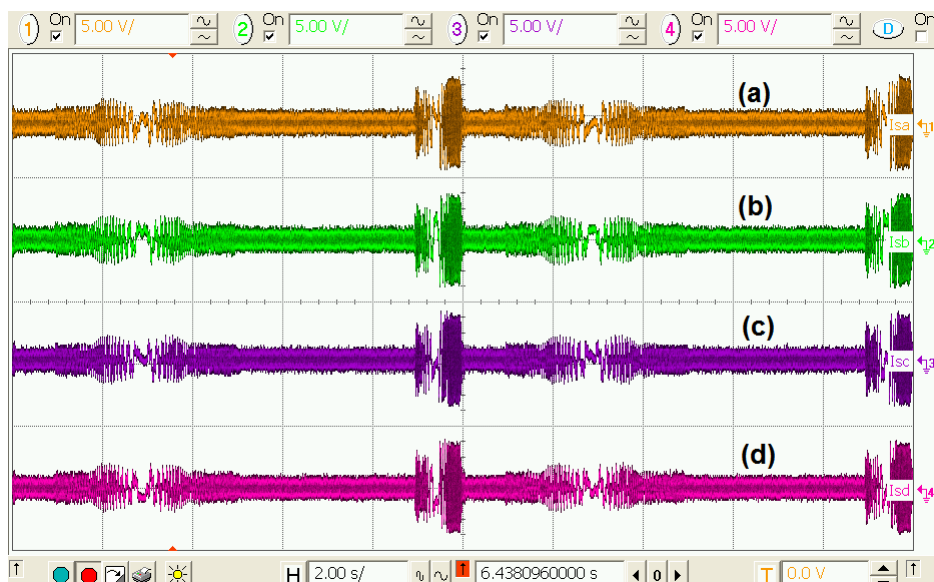


FIGURE IV.12: Résultats expérimentaux (Observateur ObsAOC - DTC-SVM), avec inversion de vitesse : Formes d'onde des courants statoriques  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{cs}$ ,  $i_{ds}$  (8 A/div)

les résultats obtenus via l'observateur (ObsAOC) sont satisfaisants de point de vue dynamique vis à vis d'une variation du couple de charge et l'inversion du sens de rotation du moteur.

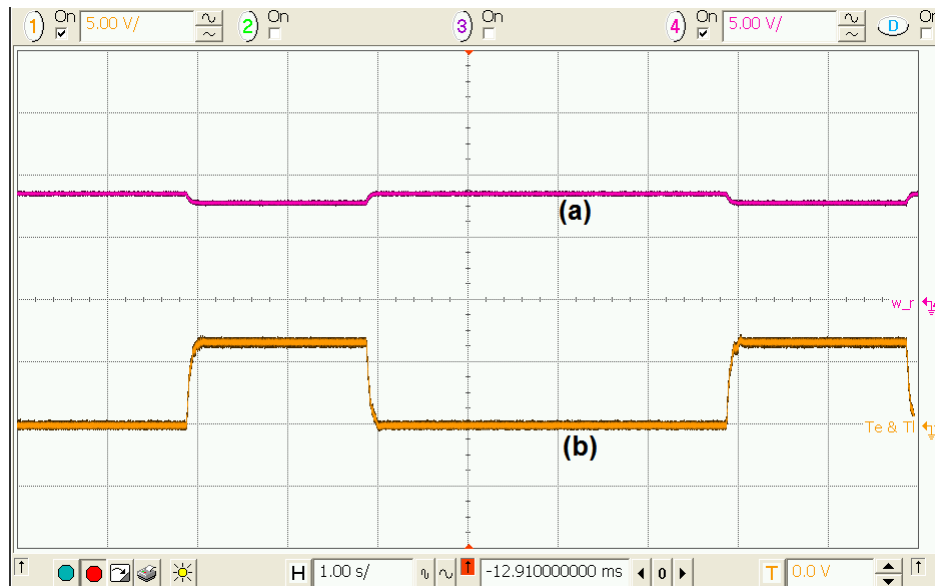


FIGURE IV.13: Résultats expérimentaux (Observateur ObsAOC - DTC-SVM), avec application de charge : de haut : (a) Vitesse réelle ((175 rad/s)/div) (b) Couple électromagnétique (5 N.m/div))

## IV.4 Estimateur de vitesse basé sur la mesure de la puissance

La méthode sans capteur de vitesse proposée, précédemment appliquée au moteur asynchrone triphasé [24], est basée sur la mesure de la puissance et l'utilisation d'une nouvelle variable appelée multi-scalaire, calculée dans un référentiel arbitraire ( $d - q$ ).

Dans le système de coordonnées ( $d - q$ ) tournant à une vitesse ( $\omega_s$ ), les équations du système (I.61) peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{ds}}{dt} = v_{ds} - R_s i_{ds} + \omega_s \phi_{qs} \\ \frac{d\phi_{qs}}{dt} = v_{qs} - R_s i_{qs} - \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

Les côtés gauches de (IV.15) sont égaux à zéro en régime permanent, ainsi, en multipliant les équations résultantes avec les courants de stator  $i_{qs}$  et  $i_{ds}$  respectivement, les équations ci-dessous peuvent être obtenues :

$$0 = v_{ds} i_{qs} - R_s i_{ds} i_{qs} + \omega_s \phi_{qs} i_{qs} \quad (\text{IV.16})$$

$$0 = v_{qs} i_{ds} - R_s i_{qs} i_{ds} - \omega_s \phi_{ds} i_{ds} \quad (\text{IV.17})$$

En soustrayant (IV.16) de (IV.17), on obtient :

$$v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} = \omega_s (\phi_{ds} i_{ds} + \phi_{qs} i_{qs}) \quad (\text{IV.18})$$

Le calcul de la vitesse angulaire du rotor peut être déterminé en utilisant les équations différentielles des composantes vectorielles du courant statorique et du flux rotorique (I.61), et l'utilisation de la variable "Puissance imaginaire instantanée".

Akagi et al. dans [120] proposent de nouvelles définitions de la puissance instantanée ci-dessous basées sur les valeurs instantanées de tension et de courant dans un système de coordonnées ( $d - q$ ) arbitraire.

$$\begin{cases} p = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \\ q = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

Les valeurs moyennes des puissances  $P$  et  $Q$  sont déduites après filtrage de  $p$  et  $q$  calculés à partir de (IV.19) en utilisant un filtre passe-bas.

La nouvelle variable multiscalaire  $Z$  est donnée par [83] :

$$Z = \phi_{ds}i_{ds} + \phi_{qs}i_{qs} \quad (IV.20)$$

En conséquence, la vitesse synchrone  $\omega_s$  peut être écrite à partir de (IV.18) en utilisant (IV.19) et (IV.20), [25]

$$\omega_s = \frac{Q}{Z} \quad (IV.21)$$

La vitesse estimée peut être facilement déduite de l'expression suivante :

$$\hat{\omega} = \omega_s - \omega_{gl} \quad (IV.22)$$

Où la fréquence de glissement  $\omega_{gl}$  peut être estimée par [26] :

$$\omega_{gl} = \frac{L_s \left( \dot{i}_{qs} + \sigma T_r \frac{di_{qs}}{dt} \right)}{T_r \left( |\bar{\psi}_s| - \sigma L_s i_{ds} \right)} \quad (IV.23)$$

Le schéma fonctionnel de l'entraînement du moteur asynchrone à cinq phases sans capteur est présenté à la figure IV.14.

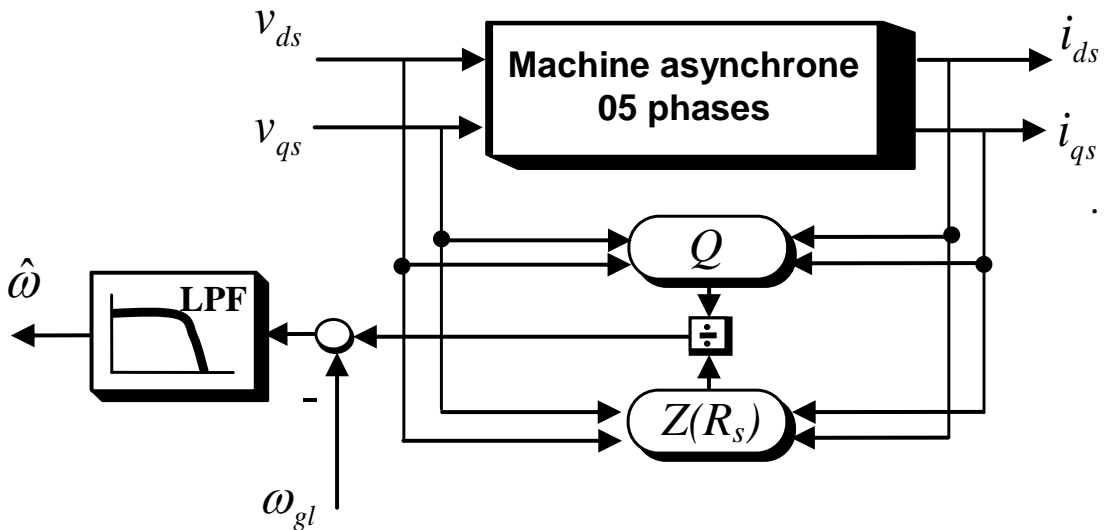


FIGURE IV.14: Schéma de principe de la méthode sans capteur de vitesse basée sur la mesure de la puissance

#### IV.4.1 Résultats de simulation

Dans cette partie de l'étude, nous présentons en premier lieu les résultats de simulation de la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone pentaphasée en utilisant l'estimateur basé sur la mesure de puissance (EstMP). Cet estimateur a été utilisé pour les deux techniques de contrôle direct du couple, en l'occurrence le contrôle DTC classique, Fig. IV.15 et le contrôle DTC-SVM, Fig. IV.18.

Ensuite, on procède à une étude comparative des résultats de simulation ainsi que du spectre harmonique des tensions de sortie pour les différentes méthodes sans capteur de vitesse étudiées.

##### IV.4.1.1 Estimateur EstMP - DTC classique

A partir de la figure (IV.16) qui illustre un test réalisé pendant un temps de simulation de 2s, où on a appliqué un couple de charge de  $8.33N.m$  à l'instant  $t = 1s$ , on remarque que la vitesse mesurée et estimée ont la même réponse et atteignent la valeur de référence désirée



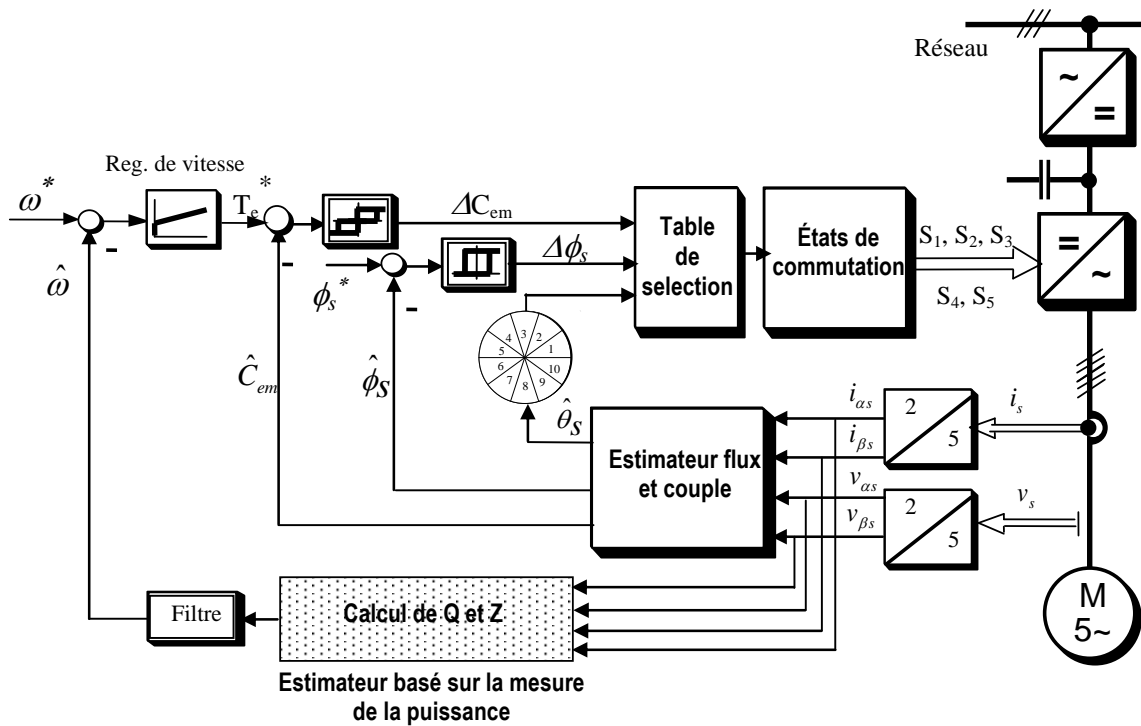


FIGURE IV.15: Schéma bloc de l'estimateur de vitesse basé sur la mesure de puissance appliqué à la commande DTC classique onduleur machine asynchrone pentaphasée

100 $\pi$  rad/s, Fig. (IV.16-a), sans erreur statique et avec une bonne élimination des perturbations lors de l'application de la charge.

Le couple électromagnétique atteint au démarrage une valeur maximale de 15N.m et disparaît une fois le régime permanent est atteint, Fig. (IV.16-c). Lorsque la charge est appliquée, on constate que le couple augmente de manière à compenser instantanément le couple de charge nominal. On remarque aussi que le module de flux statorique, Fig. (IV.16-d) n'est pas affecté par la variation de la charge.

La figure (IV.17) montre les résultats de simulation obtenus durant l'inversion du sens de rotation pour un cycle de vitesse de  $\pm 314$  rad/s. On peut voir que la différence entre la vitesse estimée et sa mesure, Fig. (IV.17-a) reste très faible, excepté au moment de l'accélération et de la décélération.

#### IV.4.1.2 Estimateur EstMP - DTC-SVM

Les mêmes essais que les précédents sont effectués avec la commande DTC-SVM : d'une part, l'estimateur est testé avec l'application de la charge, et d'autre part avec des variations de vitesse pour évaluer la robustesse et les performances du système d'entraînement global.

Les résultats de simulation de la figure IV.19 montrent les bonnes performances de cet estimateur. Le temps de réponse et la cohérence entre la mesure et l'observation sont satisfaisants, comme le montre la figure (IV.19-a). La chute de vitesse due à l'application du couple de charge obtenue avec la stratégie DTC-SVM est insignifiante et est du même ordre que celle obtenue avec la stratégie DTC classique.

La figure (IV.19-b) correspond au courant de phase du stator, où l'on peut remarquer un fort appel de courant pendant l'application de la charge, puis une stabilisation en régime permanent.

L'oscillation du couple électromagnétique est minime au moment de la mise sous tension,

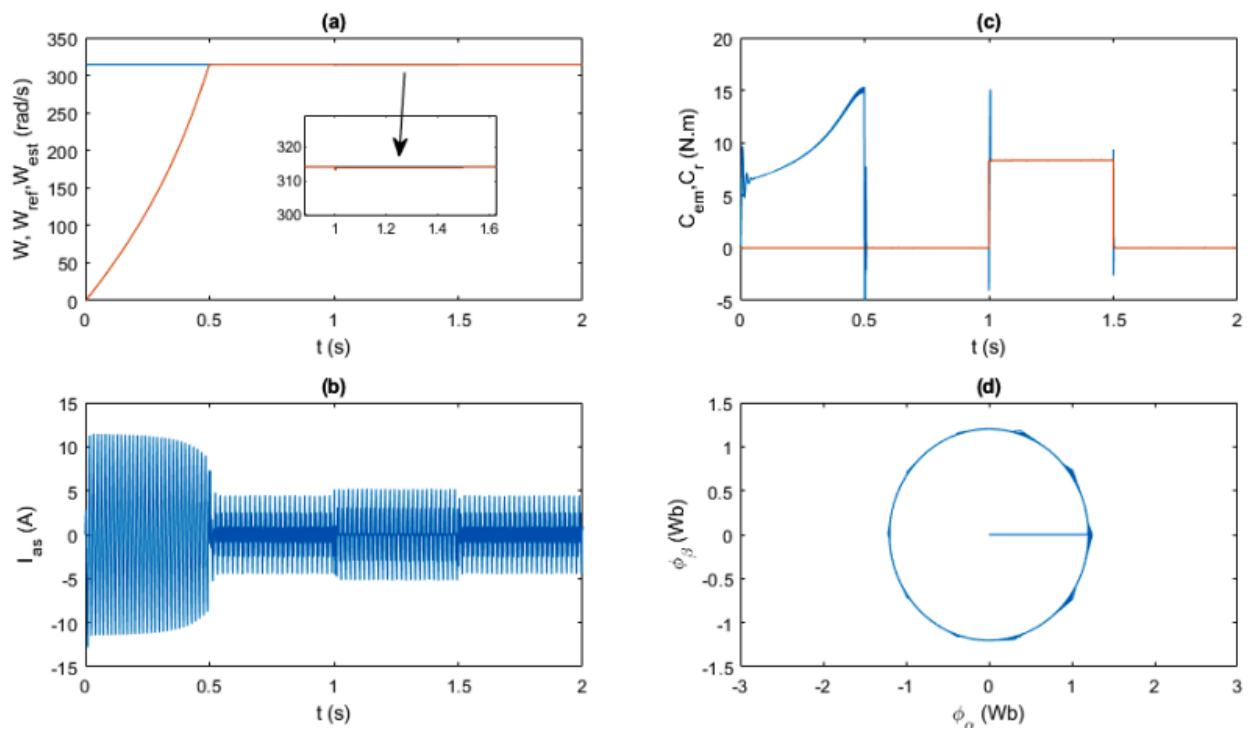


FIGURE IV.16: Simulation de l'estimateur EstMP - DTC classique avec application de charge

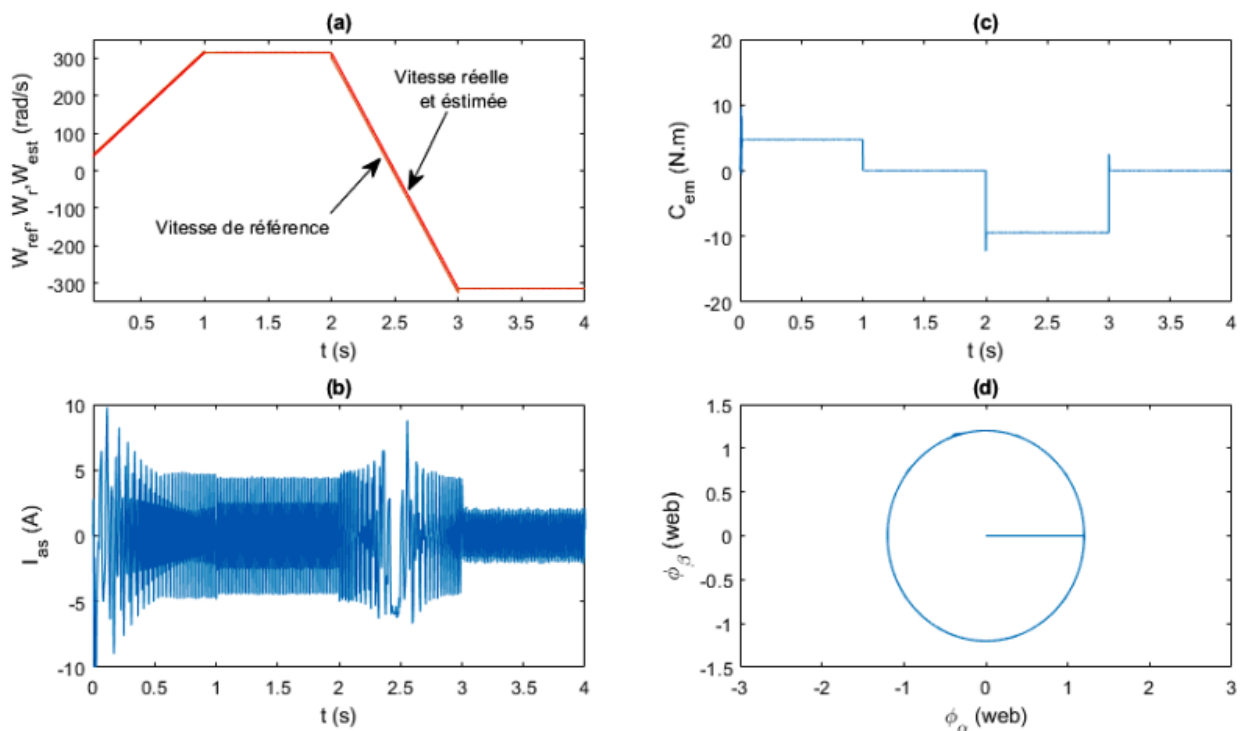


FIGURE IV.17: Simulation de l'estimateur EstMP - DTC classique avec inversion de vitesse

Fig. (IV.19-c). Ce couple atteint une valeur maximale de  $16 \text{ N.m}$ , et s'annule dès que le régime permanent est établi. La forme du flux statorique est circulaire avec un module établi à la valeur nominale, Fig. (IV.19-d).

Sur la figure (IV.20), l'inversion de vitesse est appliqué comme un deuxième test de l'estimateur avec la structure DTC-SVM. Les deux vitesses réelle et estimée sont en accord avec la vitesse de référence en régime permanent, Fig. (IV.20-a), avec une faible erreur signalée pendant l'accélération et la décélération.

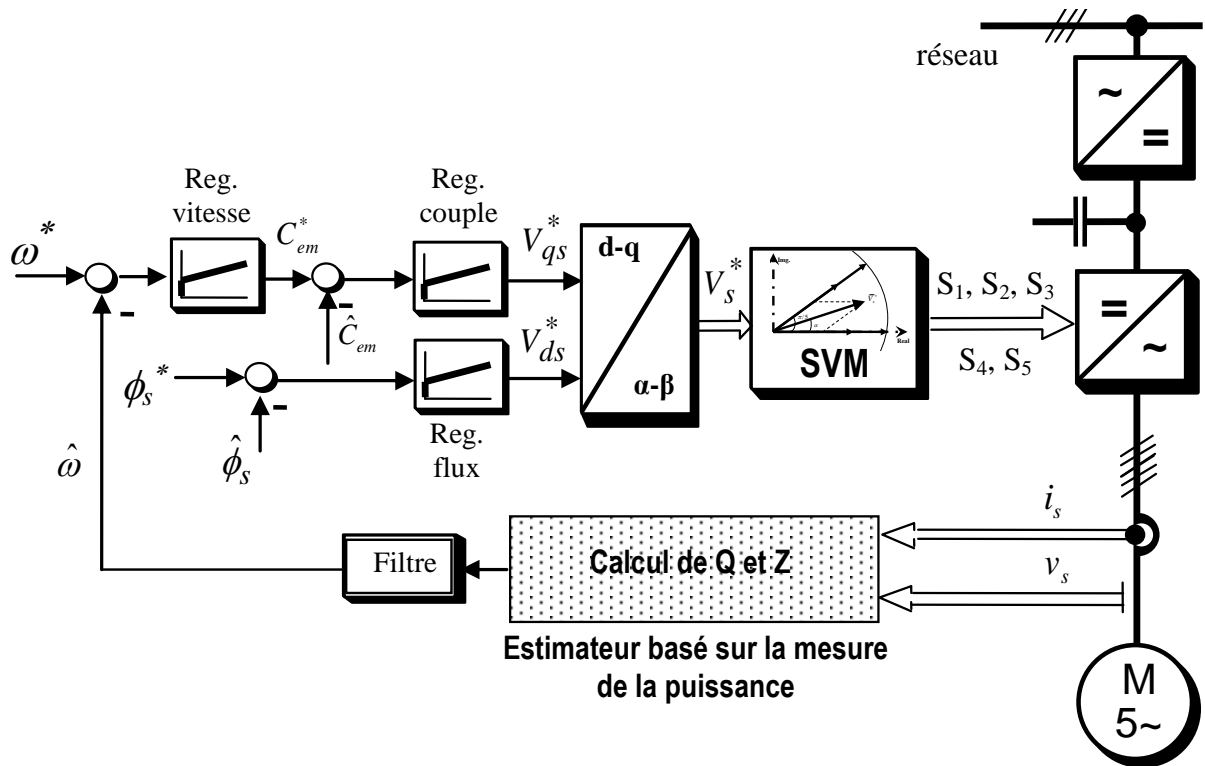


FIGURE IV.18: Schéma bloc de l'estimateur de vitesse basé sur la mesure de puissance appliqué à la commande DTC-SVM onduleur machine asynchrone pentaphasée

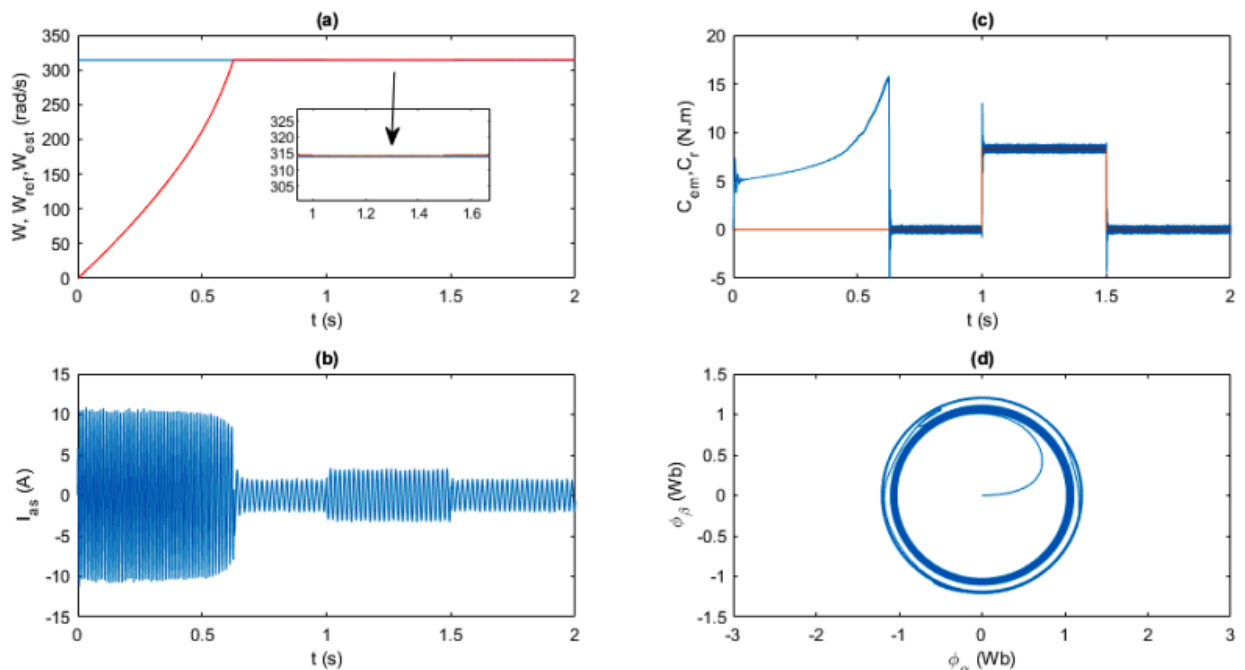


FIGURE IV.19: Simulation de l'estimateur EstMP - DTC-SVM avec application de charge

Nous pouvons observer une dynamique rapide du couple transitoire, Fig. (IV.20-c) . Nous pouvons également remarquer, dans les mêmes conditions, que le courant de phase du stator change en réponse du profil de la vitesse de référence avec une amplitude acceptable, Fig. (IV.20-b) et retrouve sa forme sinusoïdale en régime permanent. Le cercle de la figure (IV.20-d) nous permet de dire que le module de flux est maintenu constant à sa valeur de référence.

Une illustration des deux composantes de tension de sortie de l'onduleur dans le référentiel

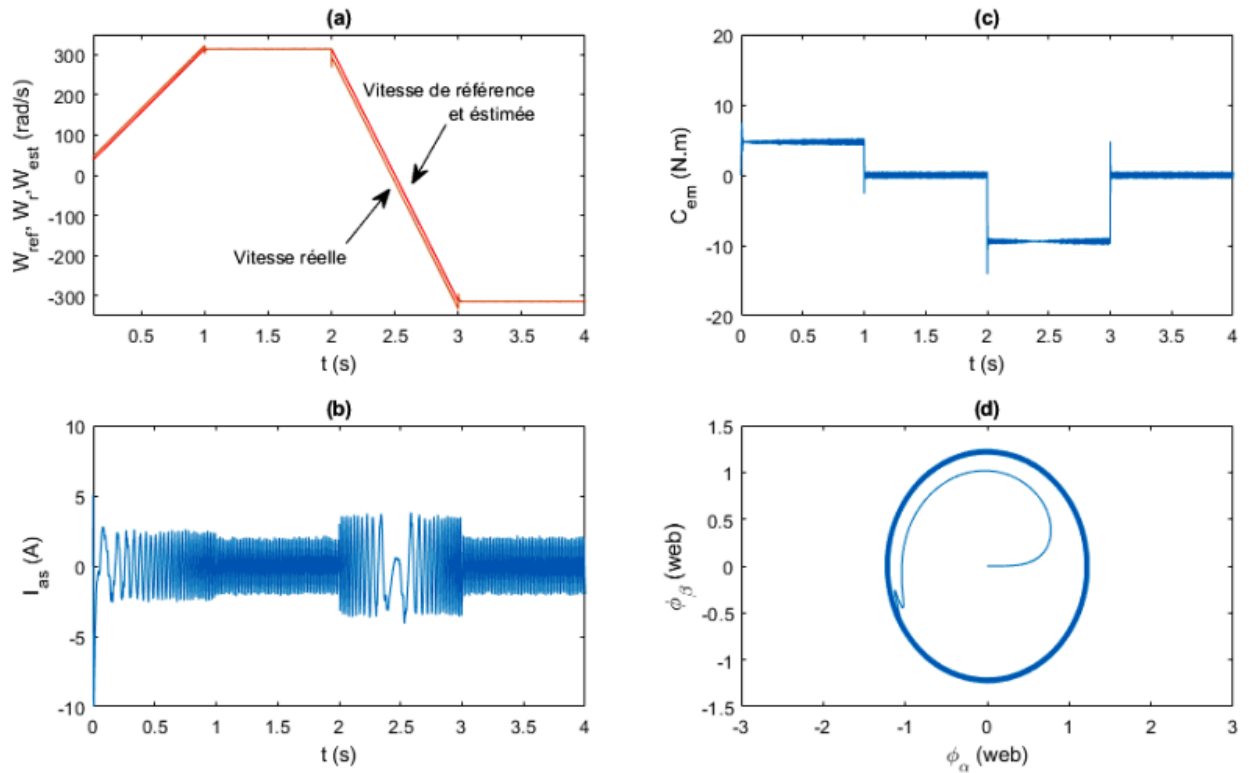


FIGURE IV.20: Simulation de l'estimateur EstMP - DTC-SVM avec inversion de vitesse

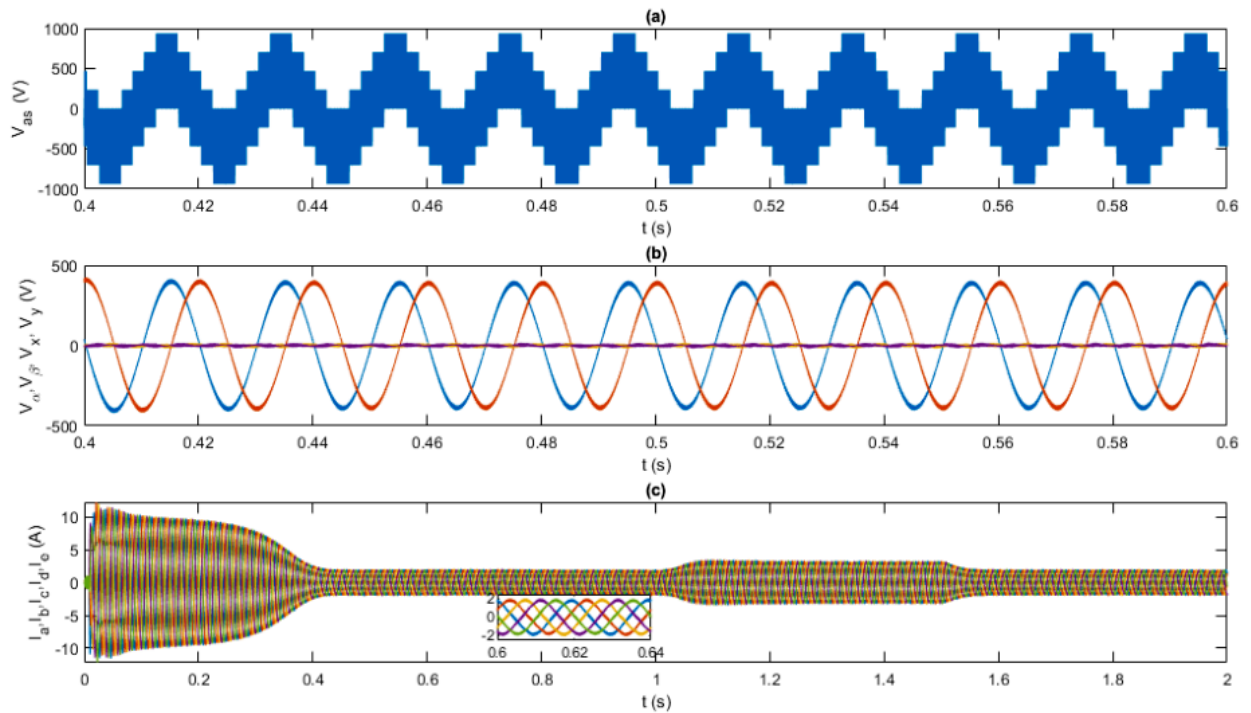


FIGURE IV.21: Simulation de l'estimateur EstMP - DTC-SVM avec application de charge

$(\alpha - \beta)$  présentant une forme sinusoïdale est montré dans la figure (IV.21-b). Sur la même figure les composantes de la tension dans le repère  $(x - y)$  faisant intervenir des harmoniques indésirables sont clairement négligeables. Les cinq courants statoriques ont des formes parfaitement sinusoïdales comme indiqué sur la figure (IV.21-c)

### IV.4.1.3 Étude comparative

Pour les simulation suivantes, la période d'échantillonnage est de  $4 \mu s$ , la tension continue à l'entrée de l'onduleur à cinq phases est réglée à  $415.\sqrt{2} \text{ volts}$ , la fréquence de commutation est de  $5 \text{ kHz}$ , et toutes les tensions de phase sont filtrées par un filtre passe-bas avec une constante de temps  $\tau = 0,8 \text{ ms}$ .

On peut constater que pour les quatre méthodes sans capteur préalablement étudiés, à savoir l'observateur de flux et de vitesse (ObsFV), Fig. (IV.22-a), l'estimateur à modèle de référence (MRAS), Fig. (IV.23-a), l'observateur adaptatif d'ordre complet (ObsAOC), Fig. (IV.24-a) et l'estimateur basé sur la mesure de puissance (EstMP), Fig. (IV.25-a), des tensions de phase de sortie, obtenues par l'application de la technique SVPWM, purement sinusoïdales sont générées sans aucune harmonique d'ordre inférieur qui caractérise le second plan ( $x - y$ ). Cela est évident en analysant le spectre de la tension de phase (a). Il apparaît clairement sur les figures (IV.22-c) à (IV.25-c) que seule la composante fondamentale du premier plan ( $\alpha - \beta$ ) est présente pour les diverses techniques. On peut remarquer sur ces figures que toutes les harmoniques de bas ordre, y compris les plus gênantes comme la troisième ou la septième harmonique, restent dans le pire des cas inférieures à 2,2% de la fondamentale. Ceci indique que le schéma SVPWM proposé pour l'onduleur à cinq phases ne génère que les fondamentales requises sans aucune harmonique indésirable.

La figure (IV.26) montre les vues zoomées de trois régions de la vitesse de référence et de la vitesse estimée du rotor à l'instant de leurs changements sous les deux approches sans capteur (ObsAOC) et (MRAS), respectivement. On peut remarquer clairement que l'observateur ObsAOC a un suivi un peu plus précis de la vitesse de référence par rapport au MRAS. Cependant, cette différence est trop limitée et n'affecte pas la dynamique réelle du moteur dans le suivi du profil de la vitesse.

La simulation suivante est consacrée au profil de basse vitesse dans une plage très limitée de  $-10 \text{ rad/s}$  à  $10 \text{ rad/s}$ , comme le montre la Figure IV.27. On peut observer que les deux approches possèdent des performances dynamiques élevées en assurant le suivi de la vitesse de référence sans défaillance pendant tous les changements de paliers.

Le même profil de basse vitesse est maintenant appliqué à la stratégie d'estimation par mesure de puissance, Fig. IV.28, de la commande DTC-SVM - onduleur - machine asynchrone pentaphasée. On remarque bien la bonne poursuite de la vitesse estimée et que le rejet de la perturbation est très satisfaisant pour une application de charge de l'ordre de 50% de la charge nominale.

Par conséquent, on peut conclure que les différentes approches sont valables pour assurer le contrôle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone pentaphasée dans une large gamme de variation de vitesse avec un très petit avantage de l'estimateur (EstMP) par rapport aux autres observateurs.

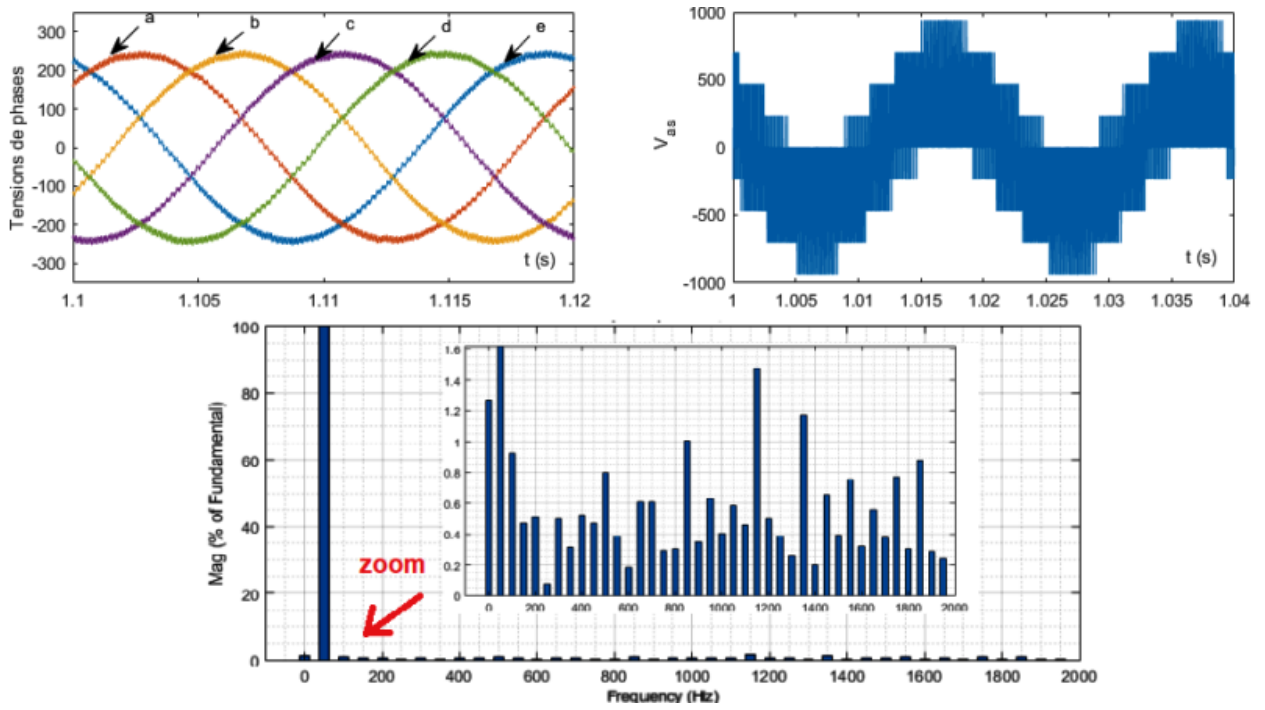


FIGURE IV.22: Spectre harmonique pour la tension de sortie en utilisant l'estimateur ObsFV

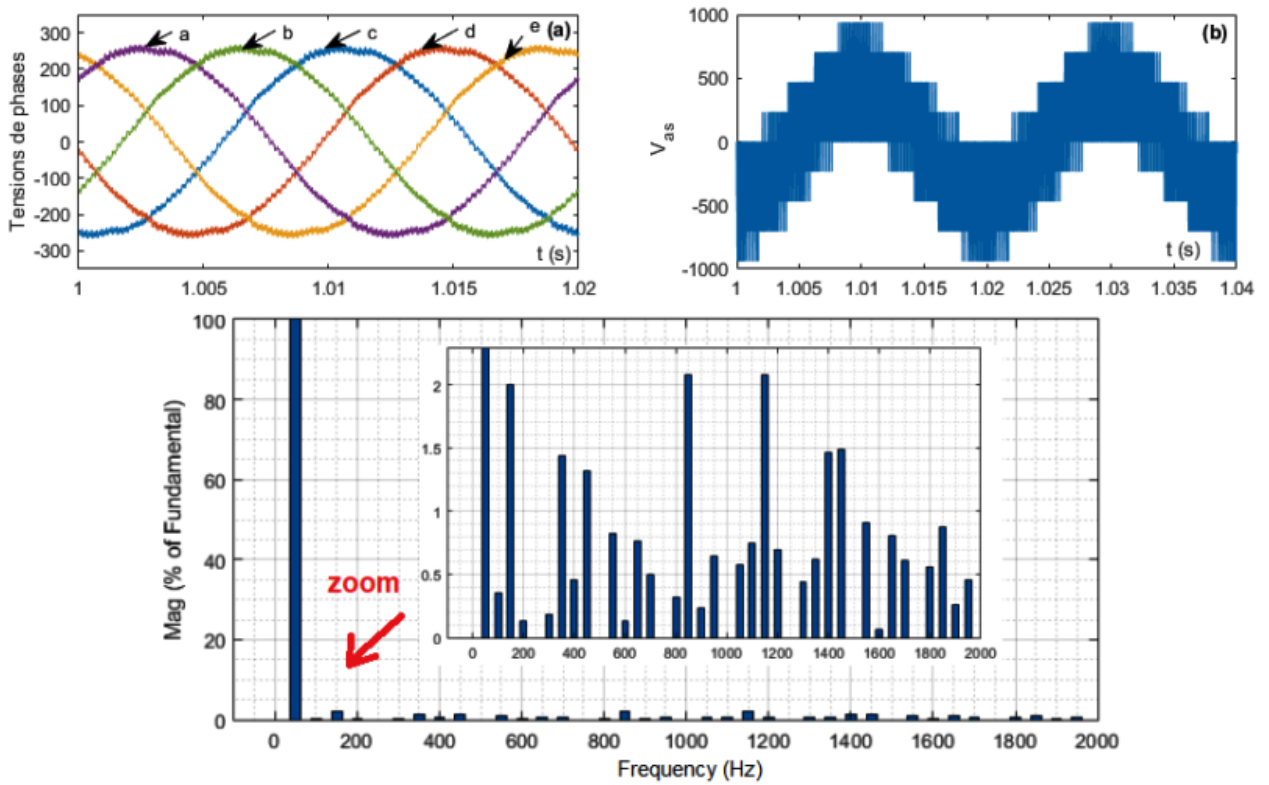


FIGURE IV.23: Spectre harmonique pour la tension de sortie en utilisant l'estimateur MRAS

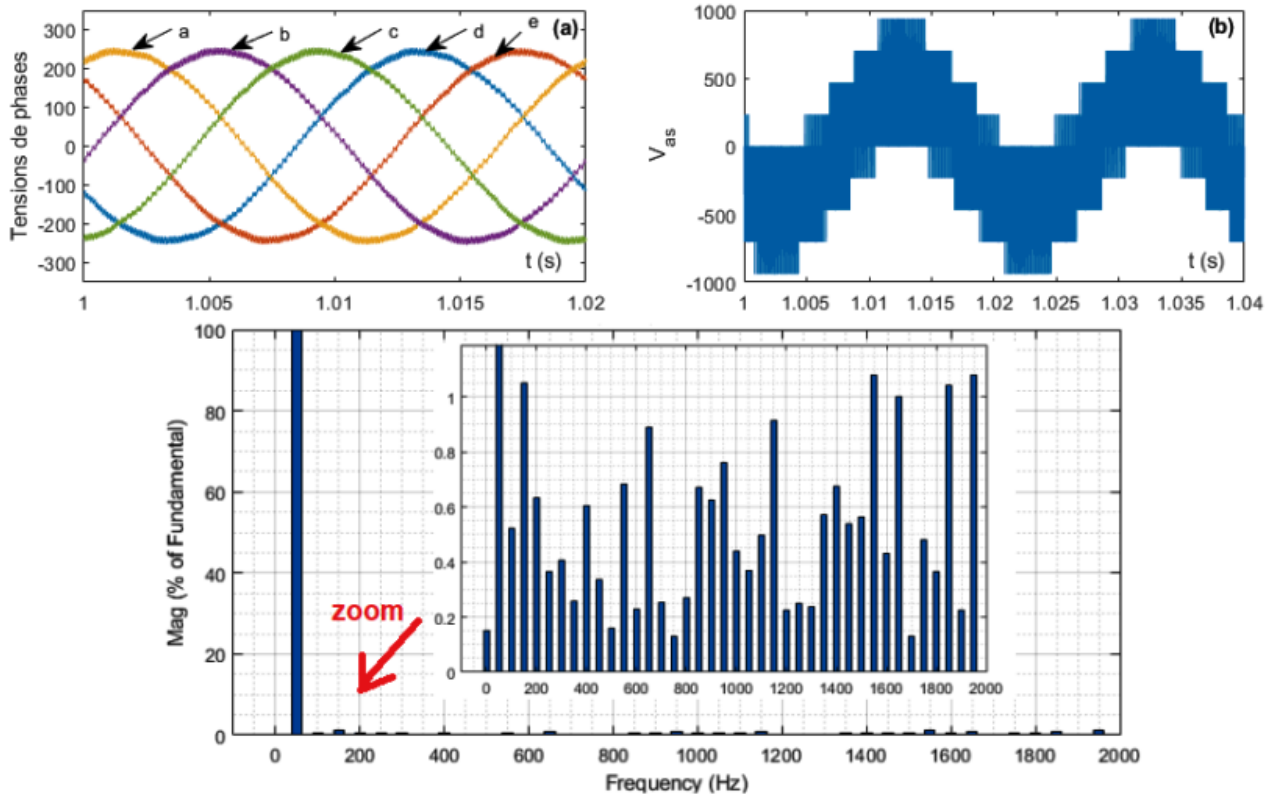


FIGURE IV.24: Spectre harmonique pour la tension de sortie en utilisant l'observateur ObsAOC

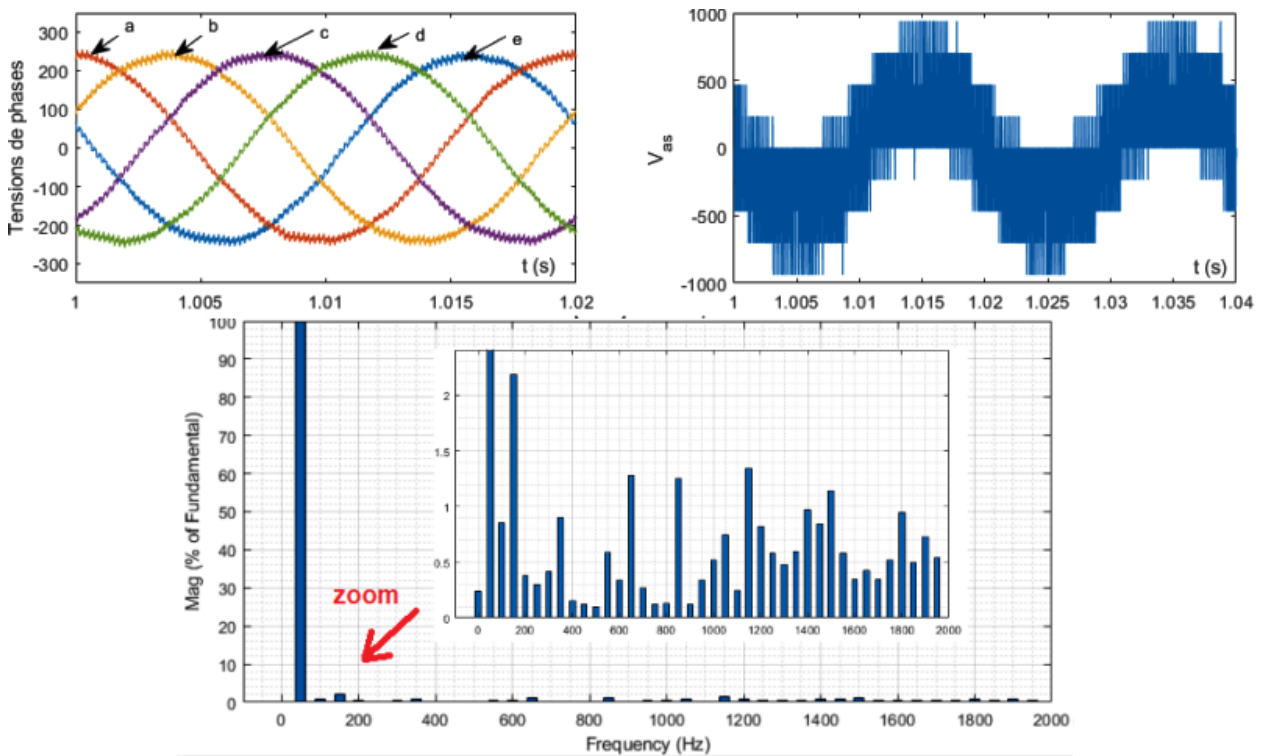


FIGURE IV.25: Spectre harmonique pour la tension de sortie en utilisant l'estimateur EstMP

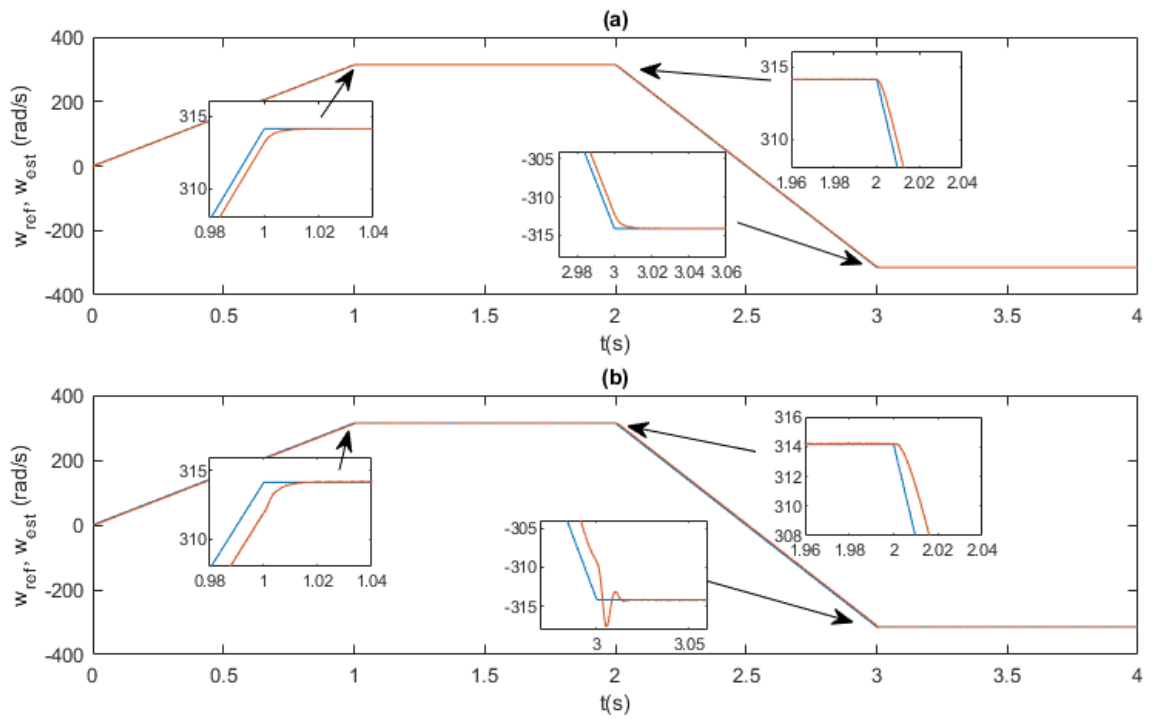


FIGURE IV.26: Inversion à la vitesse nominale des techniques sans capteur a) ObsAOC, b) MRAS

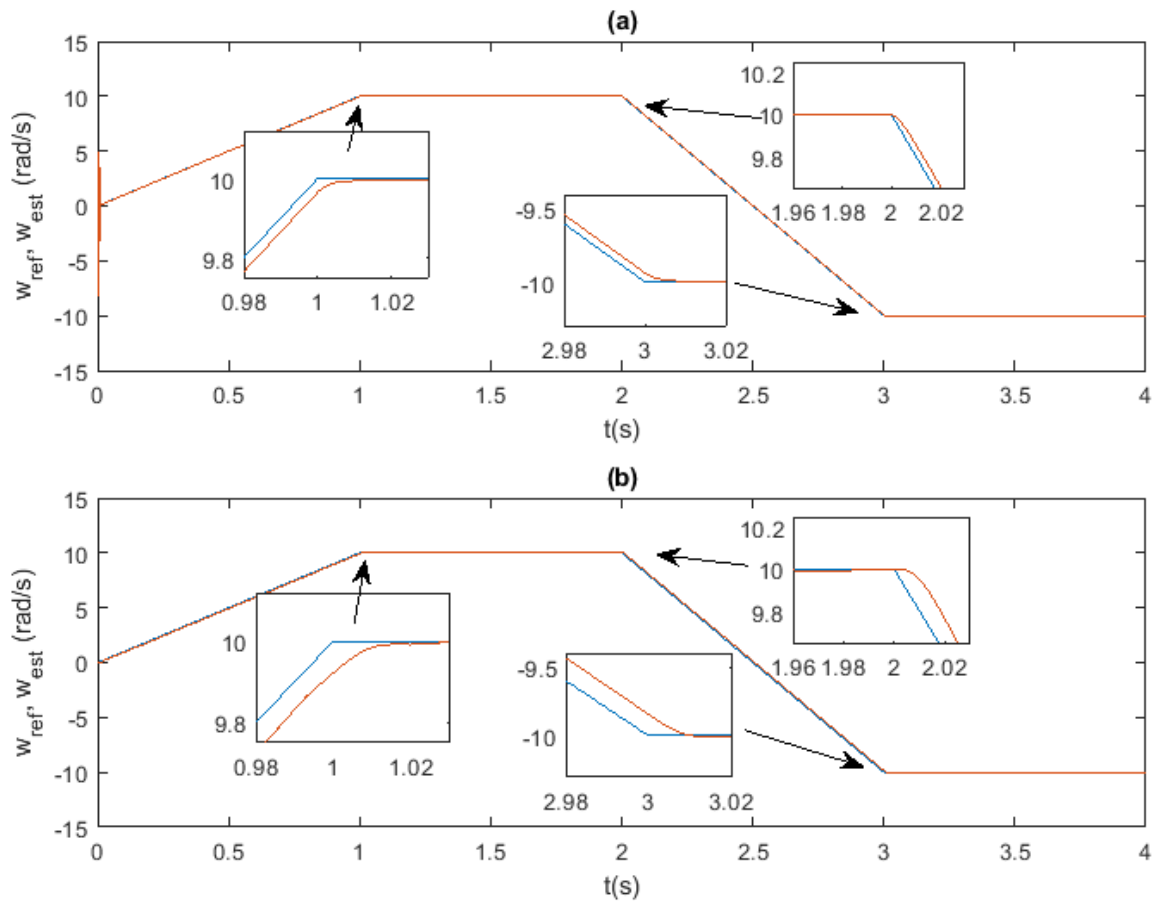


FIGURE IV.27: Inversion à basse vitesse des techniques sans capteur a) ObsAOC, b) MRAS



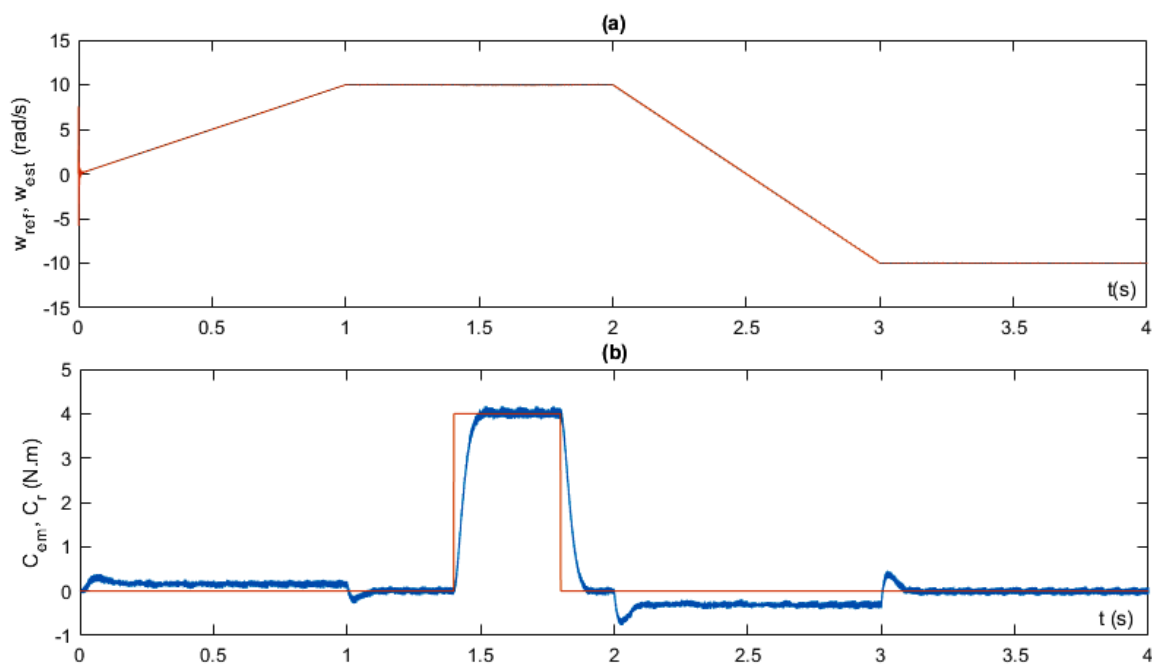


FIGURE IV.28: Inversion à basse vitesse de la technique sans capteur EstMP

#### IV.4.2 Résultats expérimentaux

Afin de valider les résultats de simulation de l'approche basée sur la puissance mesurée, des résultats en temps réel des commandes sans capteur DTC classique et DTC-SVM avec l'estimateur EstMP sont présentés sur les figures IV.29 à IV.37.

Les résultats expérimentaux obtenus pour la technique DTC classique lorsque le moteur est entraîné à  $\pm 80\%$  de la vitesse nominale sont illustrés sur la figure (IV.29). Cette dernière montre les performances de poursuite de la vitesse. Comme on le voit clairement, la vitesse estimée, Fig. (IV.29-b) et la vitesse de l'arbre, Fig. (IV.29-c), concordent bien entre elles.

Pour leur part, les figures IV.30 et IV.31 décrivent les courbes des différentes vitesses ainsi que le couple électromagnétique lors de l'application d'un couple résistant  $C_r = 8.33 \text{ N.m}$ . On peut observer que les vitesses estimée et réelle sont très proches de la vitesse de référence, seule la perturbation de la charge provoque une erreur dynamique peu importante sur ces mêmes vitesses. Sur la figure IV.32, il est évident que la trajectoire d'observation du flux se trouve sur le flux rotatif circulaire souhaité. La réponse du système d'entraînement représente une forme d'onde typique pouvant être obtenue par la méthode DTC.

En ce qui concerne la commande DTC-SVM sans capteur, des résultats expérimentaux sont illustrés dans la figure (IV.33) où apparaissent la vitesse de référence, Fig. (IV.33-a), la vitesse estimée, Fig. (IV.33-b) et la vitesse réelle du rotor, Fig. (IV.33-c), et cela depuis le démarrage jusqu'à la vitesse nominale, suivie de la mise en œuvre d'une inversion du sens de rotation. Dans cette illustration, la performance de la vitesse du moteur utilisant l'estimateur EstMP est adéquate étant donné que les deux vitesses suivent convenablement la vitesse commandée.

Les ondulations du couple électromagnétique issues de la stratégie DTC-SVM, Fig. (IV.33-d) sont remarquablement atténuées par rapport à celles obtenues par la stratégie DTC classique, Fig. (IV.30-d). Les formes d'onde typiques dans le plan stationnaire ( $\alpha$ - $\beta$ ) des courants de phase du stator observées pendant l'inversion de vitesse en sont purement sinusoïdales telles

qu'illustrées par les figures (IV.34) et (IV.35). La performance de l'estimation du flux statorique est également montrée dans la Fig. IV.36 où un cercle est obtenu dans le plan  $(\alpha-\beta)$  et donc le vecteur de flux statorique estimé a un comportement maîtrisé afin de piloter le système multiphase. Quant à elle, la tension de phase est dépourvue d'harmoniques gênants comme le fait apparaître la figure (IV.37).

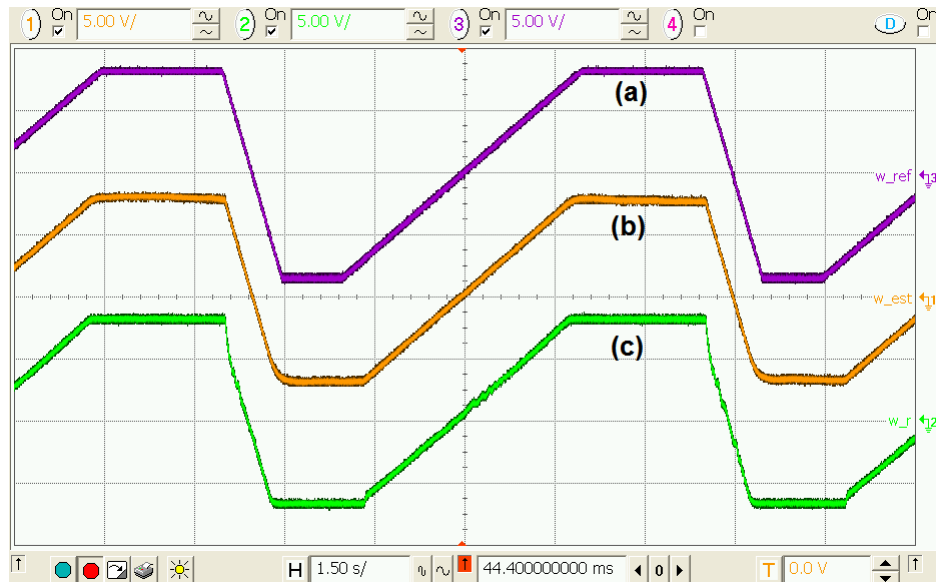


FIGURE IV.29: Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC classique) avec inversion de vitesse, de haut : a) Vitesse de référence b) Vitesse estimée c) Vitesse réelle ((150 rad/s)/div)

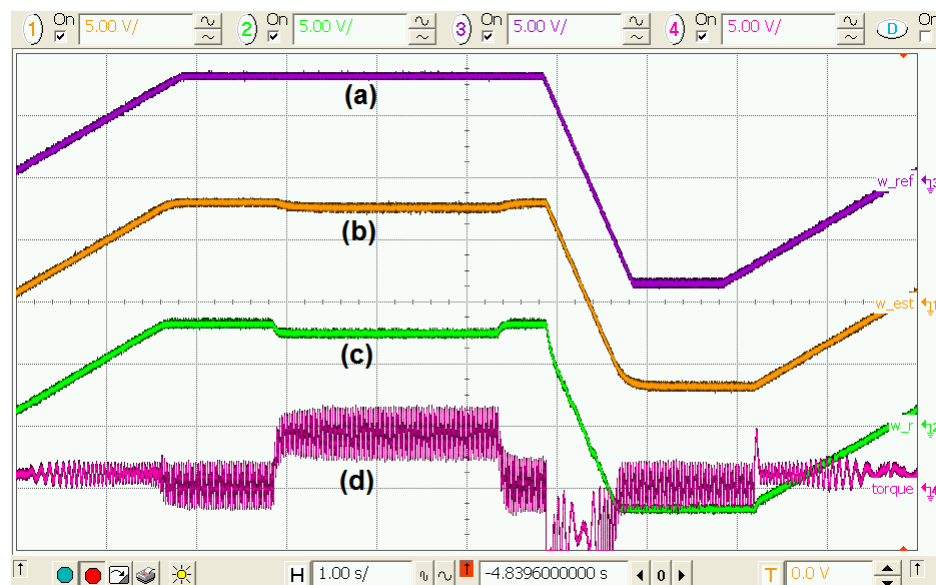


FIGURE IV.30: Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC classique), inversion de vitesse et application de charge, de haut : a) Vitesse de référence b) Vitesse estimée c) Vitesse réelle ((150 rad/s)/div), b) Couple électromagnétique (10 N.m/div)

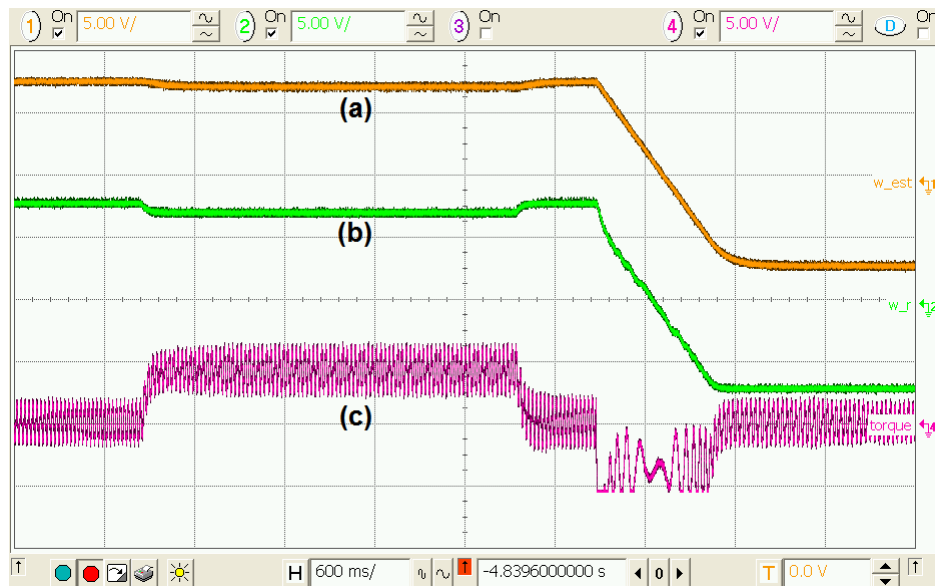


FIGURE IV.31: Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC classique), inversion de vitesse et application de charge, de haut : a) Vitesse estimée b) Vitesse réelle ((150 rad/s)/div), c) Couple électromagnétique (10 N.m/div)



FIGURE IV.32: Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC classique) avec application de charge : Flux  $\phi_\alpha$  et  $\phi_\beta$  (1 wb/div)

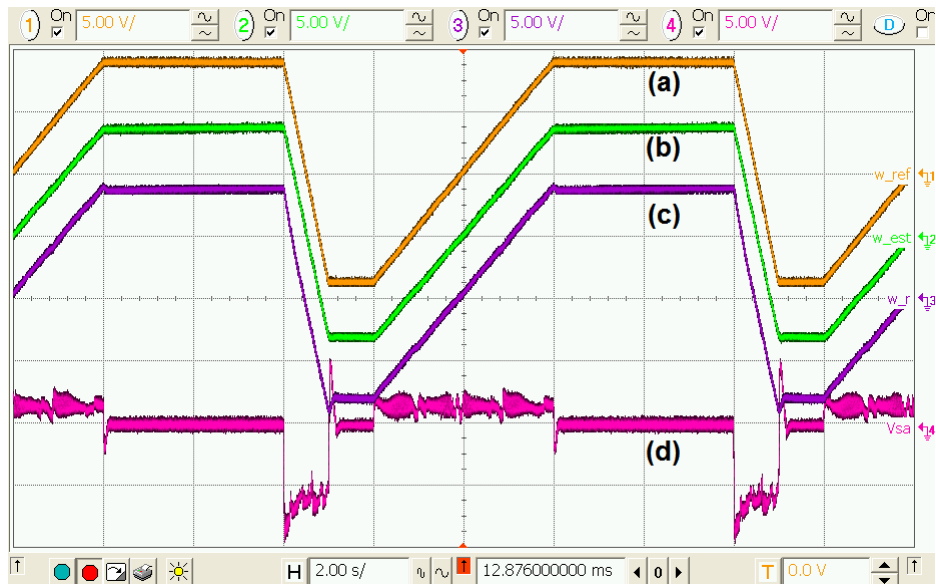


FIGURE IV.33: Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC-SVM) avec inversion de vitesse : de haut : a) Vitesse de référence b) Vitesse estimée c) Vitesse réelle ((175 rad/s)/div), d) Couple électromagnétique (7.5 N.m/div)

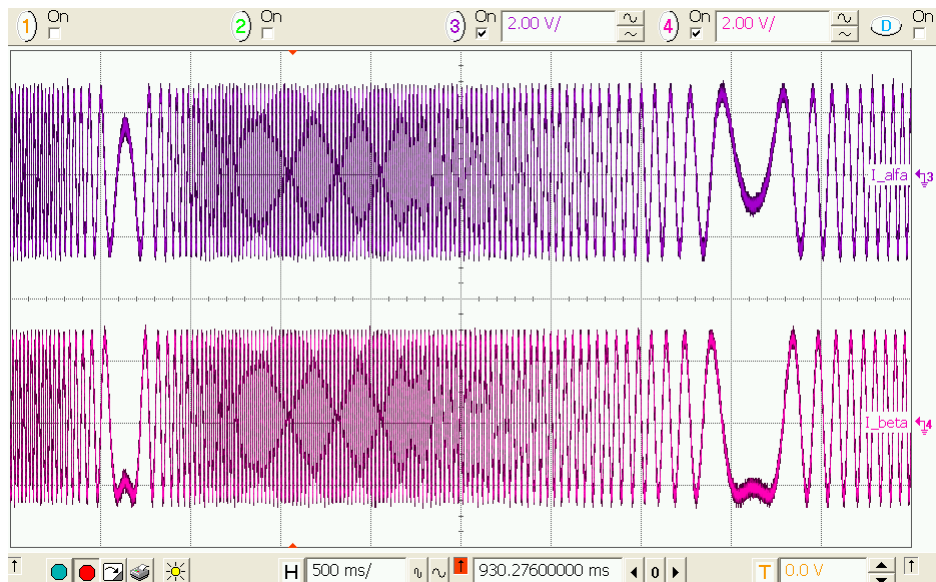


FIGURE IV.34: Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC-SVM) : avec inversion de vitesse : Courants du stator dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ) (2A/div)

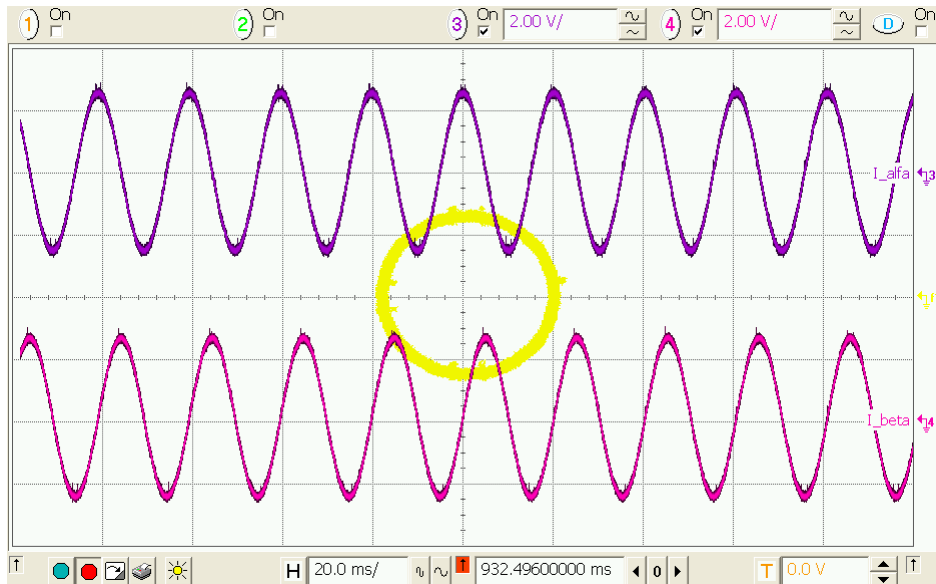


FIGURE IV.35: Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC-SVM) : Courants du stator dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ) (2A/div)

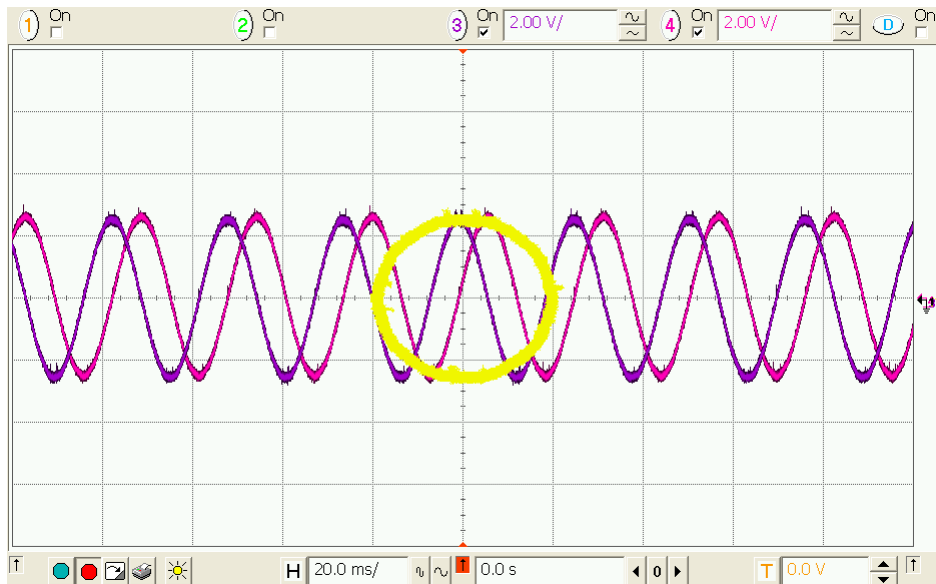


FIGURE IV.36: Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC-SVM) : Flux dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  (1 wb/div)

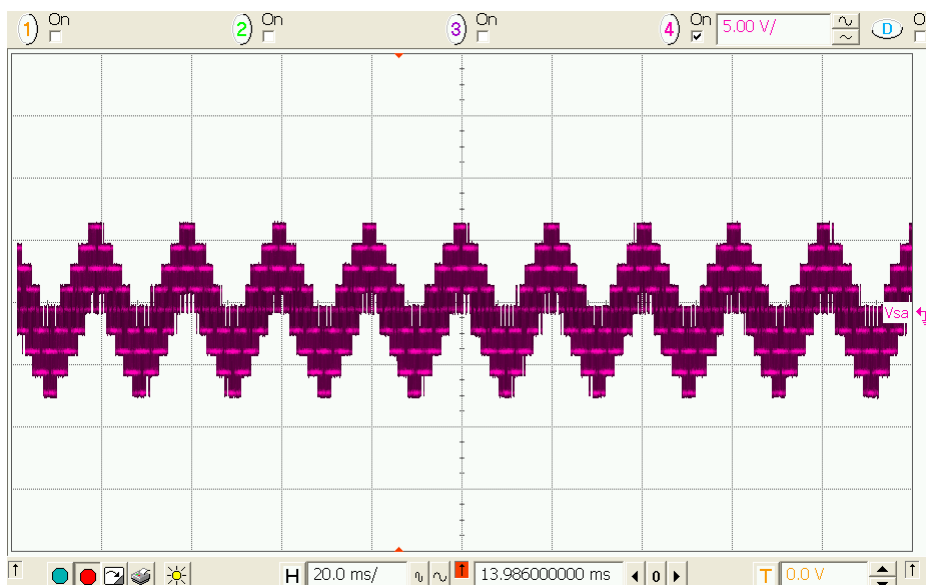


FIGURE IV.37: Résultats expérimentaux (Estimateur EstMP - DTC-SVM) : Forme d'ondes de la tension de sortie de l'onduleur ( $600 \text{ volts/div}$ )

## IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, la technique de modulation vectorielle associée à la commande directe du couple (DTC-SVM) de la machine asynchrone pentaphasée a été validée sur le banc d'essai en utilisant deux types de commande sans capteur : l'observateur adaptatif d'ordre complet, tout d'abord, puis un nouvel estimateur basé sur la mesure de puissance.

Les résultats de simulation, ainsi que les expérimentations, nous ont notamment permis de souligner les capacités des deux algorithmes proposés en termes de régulation, de suivi, et de rejet de perturbations. Néanmoins, nous constatons une légère différence sur les erreurs d'estimation entre la simulation et l'expérimentation, justifiée par les hypothèses simplificatrices utilisées sur le modèle de la machine asynchrone à cinq phases.

Au terme de ce chapitre, nous pouvons conclure que les différentes approches étudiées permettent d'assurer le contrôle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone pentaphasée dans une large gamme de variation de vitesse. De plus, la commande sans capteur reposant sur l'utilisation de la mesure de la puissance active et imaginaire présente des performances fort intéressantes, puisque le recours à cette approche simplifie la réalisation pratique et la rapidité d'exécution de l'ensemble du système de commande et rend possible l'application d'un entraînement sans capteur.

# CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans les travaux de cette thèse, la commande sans capteur de vitesse du moteur asynchrone pentaphasé, utilisant la commande directe du couple combinée à la modulation vectorielle (DTC-SVM), est élaborée.

L'objectif principal de l'application de cette commande est de garantir de bonnes performances pour la vitesse rotorique. Pour ce faire, les performances des commandes proposées ont été évaluées par rapport à la variation de la vitesse, de l'inversion du sens de rotation et des variations du couple de charge.

La complexité du modèle de la machine pentaphasée, nous a conduit à développer un modèle de représentation plus simple à l'aide de la transformation de PARK. Nous avons ensuite exposé les différentes techniques de commande de la machine asynchrone pentaphasée appliqués précédemment à la machine asynchrone triphasée, à savoir la commande vectorielle, la commande directe du couple (DTC) et la technique de modulation vectorielle (SVM).

L'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique à la machine asynchrone pentaphasée alimentée par un onduleur de tension MLI pentaphasé, nous a permis de découpler la commande du flux de celle du couple pour obtenir un modèle similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Les résultats obtenus ont montré le bon suivi des grandeurs de référence, ainsi que le maintien du découplage entre le flux et le couple.

Contrairement à la commande à flux orienté, la commande directe du couple ne nécessite pas de régulateur de courant, de transformation de coordonnées et de générateur de signaux MLI, elle présente moins de dépendance vis-à-vis des variations des paramètres de la machine. En outre, l'application de cette technique de commande possède des avantages supplémentaires lorsqu'elle est appliquée à la machine pentaphasée. En effet, l'onduleur à cinq phases fournit 32 vecteurs de tension spatiaux qui sont divisés en trois groupes à savoir : 10 grands vecteurs, 10 moyens vecteurs et 10 petits vecteurs. Dans notre cas, seuls les dix grands vecteurs ont été utilisés pour obtenir une dynamique rapide, offrant ainsi une méthode de contrôle efficace en termes du temps de calcul. Les résultats obtenus par simulation et en temps réel implantés sur la carte de commande dSPACE 1104 sont concordants et prouvent l'exactitude du schéma proposé.

L'utilisation de la modulation vectorielle (SVM) préserve les performances transitoires, la robustesse de la technique DTC, la minimisation de l'ondulation du couple en régime permanent. En plus, elle assure une fréquence de commutation constante et contrôlable. L'analyse comparative des deux techniques DTC classique et DTC-SVM permet de conclure que cette dernière est plus complexe, mais qu'elle offre une meilleure précision de la commande et garantit un contrôle plus performant. Les résultats obtenus par simulation et en temps réel montrent que le comportement dynamique de la machine pentaphasée est similaire que la machine triphasée.

Les résultats obtenus sous l'application des techniques d'estimation de la vitesse du rotor avec la technique DTC-SVM, à savoir l'observateur de flux et de vitesse (ObsFV) et le système adaptatif de référence de modèle (MRAS), montrent que l'application de ces deux approches a permis d'assurer les performances désirées. On peut conclure que leurs comportements dynamiques sont les mêmes que lors de leur application à la machine asynchrone triphasée.

Dans le dernier chapitre de notre thèse, nous avons proposé l'utilisation de l'observateur adaptatif d'ordre complet de Kubota et une nouvelle méthode dite « multi-scalaire » basée sur la mesure de la puissance, pour réaliser la commande directe du couple sans capteur de vitesse de la machine asynchrone pentaphasée. La technique de commande sans capteur basée sur la mesure de puissance (EstMP) présente une structure plutôt simple que la technique à base de l'observateur de flux adaptatif. En outre, elle est facile à mettre en œuvre, ce qui permet de réduire le temps de calcul nécessaire pour assurer le contrôle précis de la machine en tenant compte de l'éventuel feedback des mesures en temps réel.

A l'exergue des travaux effectués dans la présente thèse, on peut dire que la problématique principale, qui réside dans le fait de développer un ensemble de stratégies améliorant les travaux existants dans la littérature, a été menée à bien. Finalement on peut conclure que les objectifs, tracés initialement dans le plan de travail, ont été achevés.



# BIBLIOGRAPHIE

- [1] J.R. Gomez, E.C. Quispe, R.P. Castrillon, and P.R. Viego. Identification of technoeconomic opportunities with the use of premium efficiency motors as alternative for developing countries. *Energies*, 13(20), 2020.
- [2] M. F. Rahman, D.Patterson, A. Cheok, and R. Betz. *Power Electronics Handbook (Fourth Edition)*. Butterworth-Heinemann, 2018.
- [3] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani. Foc and dtc : two viable schemes for induction motors torque control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(5) :779–787, 2002.
- [4] K. Iffouzar. *Etude et Contrôle des Machines Asynchrones Polyphasées en Modes Normal et Dégradé. Application dans un Système Embarqué*. PhD thesis, Université de Bejaia, Algérie, 2016.
- [5] Z. Liu, Y. Li, and Z. Zheng. A review of drive techniques for multiphase machines. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 2(2) :243–251, 2018.
- [6] G.K Singh. Multi-phase induction machine drive research—a survey. *Electric Power Systems Research*, 61(2) :139–147, 2002.
- [7] S. Williamson and S. Smith. Pulsating torque and losses in multiphase induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(4) :986–993, 2003.
- [8] E. Ward and H. Härer. Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor. In *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, volume 116, page 980–984, 1969.
- [9] E. Levi. Multiphase electric machines for variable-speed applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(5) :1893–1909, 2008.
- [10] R. Lyra and T.A. Lipo. Torque density improvement in a six-phase induction motor with third harmonic current injection. *IEEE transactions on industry applications*, 38(5) :1351–1360, 2002.
- [11] H. Xu, H.A. Toliyat, and L.J. Petersen. Rotor field oriented control of five-phase induction motor with the combined fundamental and third harmonic currents. In *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*, volume 1, pages 392–398 vol.1, 2001.
- [12] M.J Duran, S. Francisco, and A. Manuel. Bifurcation analysis of five-phase induction motor drives with third harmonic injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(5) :2006–2014, 2008.
- [13] R. Shi, H.A Toliyat, and A. El-Antably. Field oriented control of five-phase synchronous reluctance motor drive with flexible 3rd harmonic current injection for high specific torque. In *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, volume 3, pages 2097–2103 vol.3, 2001.
- [14] N. Bianchi, S. Bolognani, and M. Dai Pré. Strategies for the fault-tolerant current control of a five-phase permanent-magnet motor. *IEEE transactions on industry applications*, 43(4) :960–970, 2007.

- [15] S. Dwari and L. Parsa. Optimal current waveforms for five-phase permanent magnet motor drives under open-circuit fault. In *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, pages 1–5, 2008.
- [16] D. Casadei, M. Mengoni, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri. Optimal fault-tolerant control strategy for multi-phase motor drives under an open circuit phase fault condition. In *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, pages 1–6, 2008.
- [17] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, and H. A. Toliyat. A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(2) :320–335, 2004.
- [18] X. Kestelyn. *Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasées*. PhD thesis, Université de Lille 1, France, 2003.
- [19] K.K. Mohapatra, R.S. Kanchan, M.R. Baiju, P.N. Tekwani, and K. Gopakumar. Independent field-oriented control of two split-phase induction motors from a single six-phase inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(5) :1372–1382, 2005.
- [20] H. Abu-Rub, J. Guziński, J. Rodriguez, R. Kennel, and P. Cortés. Predictive current controller for sensorless induction motor drive. In *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pages 1845–1850, 2010.
- [21] A. Pal, S. Das, and A. K. Chattopadhyay. An improved rotor flux space vector based mras for field-oriented control of induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(6) :5131–5141, 2018.
- [22] S. Khadar, A. Kouzou, A. Hafaifa, and A. Iqbal. Investigation on svm-backstepping sensorless control of five-phase open-end winding induction motor based on model reference adaptive system and parameter estimation. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 22(4) :1013–1026, 2019.
- [23] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano. Dsp-based speed adaptive flux observer of induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(2) :344–348, 1993.
- [24] H. Abu-Rub and M. Wlas. Induction motor multiscalar model based sensorless control using power measurement. In *2007 IEEE International Electric Machines Drives Conference*, volume 2, pages 1154–1158, 2007.
- [25] B. S. Khaldi, H. Abu-Rub, A. Iqbal, R. Kennel, M. O. Mahmoudi, and D. Boukhetala. Sensorless direct torque control of five-phase induction motor drives. In *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 3501–3506, 2011.
- [26] P. Vas. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford Univ. Press, London, 2003.
- [27] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg. Direct torque control of sensorless induction motor drives : a sliding-mode approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40(2) :582–590, 2004.

- [28] H. Abu-Rub, M. R. Khan, A. Iqbal, and S. M. Ahmed. Mras-based sensorless control of a five-phase induction motor drive with a predictive adaptive model. In *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 3089–3094, 2010.
- [29] L. Zheng, J. E. Fletcher, B. W. Williams, and X. He. A novel direct torque control scheme for a sensorless five-phase induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(2) :503–513, 2011.
- [30] B. S. Khaldi, H. Abu-Rub, A. Iqbal, R. Kennel, M. O. Mahmoudi, and D. Boukhetala. Comparison study between a simple sensorless method and adaptive observer for dtc-svm five-phase induction motor drive. In *2012 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pages 743–748, 2012.
- [31] A. S. Morsy, A. S. Abdel-khalik, S. Ahmed, and A. Massoud. Sensorless v/f control with mras speed estimator for a five-phase induction machine under open-circuit phase faults. In *2013 7th IEEE GCC Conference and Exhibition (GCC)*, pages 268–273, 2013.
- [32] H. Echeikh, R. Trabelsi, A. Iqbal, R. Alammari, and M. F. Mimouni. Sensorless indirect rotor flux oriented control of a five-phase induction motor based on sliding mode observer. In *2015 16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, pages 471–479, 2015.
- [33] M. Moutchou, A. Abbou, and H. Mahmoudi. Mras-based sensorless speed backstepping control for induction machine, using a flux sliding mode observer. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 23 :187–200, 2015.
- [34] O. González, J. Rodas, R. Gregor, M. Ayala, and M. Rivera. Speed sensorless predictive current control of a five-phase induction machine. In *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pages 343–348, 2017.
- [35] M. Morawiec and F. Wilczyński. Sensorless control of five-phase machine supplied by the current source inverter. In *2020 XI International Conference on Electrical Power Drive Systems (ICEPDS)*, pages 1–6, 2020.
- [36] Y. Chedni, D.J. Boudana, A. Moualdia, L. Nezli, and P. Wira. Sensorless two series connected quasi six-phase im based direct torque control for torque ripples minimization. *Nonlinear Dynamics and Systems Theory*, 20(2) :153–167, 2020.
- [37] B. S. Khaldi, A. Kouzou, M. O. Mahmoudi, and D. Boukhetala. Dtc-svm sensorless control of five-phase induction motor based on two different rotor speed estimation approaches. *Nonlinear Dynamics and Systems Theory*, 21(3) :262–279, 2021.
- [38] D. C. White and H. H. Woodson. *Electromechanical energy conversion*. John Wiley, New York, USA, 1959.
- [39] M. Bermúdez, I. González-Prieto, F. Barrero, H. Guzman, M. J. Durán, and X. Kestelyn. Open-phase fault-tolerant direct torque control technique for five-phase induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(2) :902–911, 2017.
- [40] E.A. Klingshirn. High phase order induction motors - part i-description and theoretical considerations. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-102(1) :47–53, 1983.

- [41] C. L. Fortescue. Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of poly-phase networks. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, XXX-VII(2) :1027–1140, 1918.
- [42] R. H. Park. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 48(3) :716–727, 1929.
- [43] E. Clarke. *Circuit analysis of AC power systems, volume 1*. John Wiley Sons, New York, USA, 1943.
- [44] G. Kron. *Equivalent Circuits of Electric Machinery*. John Wiley Sons, New York, USA, 1951.
- [45] D. Hadiouche. *Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure*. PhD thesis, Université de Nancy 1, France, 2001.
- [46] J.P. Caron and J.P. Hautier. *Modélisation et commande de la machine asynchrone*. Editions Technip, Paris, 1995.
- [47] K.N. Pavithran, R. Parimelalagan, and M.R. Krishnamurthy. Studies on inverter-fed five-phase induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3(2) :224–235, 1988.
- [48] E. Robert-Dehault. *Modélisation dynamique, commande et conception de machines pentaphasées alimentées par des onduleurs MLI*. PhD thesis, Université de Nantes, France, 2005.
- [49] E. Semail. *Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés : généralisation de la méthode des vecteurs d'espace*. PhD thesis, Université de Lille 1, France, 2000.
- [50] F. Scuiller. *Développement d'Outils de Conception de Machines Polyphasées à Aimants Utilisant l'Approche Multimachine*. PhD thesis, École Nationale Supérieure D'Arts et Métiers de Lille, France, 2006.
- [51] E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic, and H.A. Toliyat. A five-phase two-machine vector controlled induction moto drive supplied from a single inverter. *EPE Journal*, 14(3) :38–48, 2004.
- [52] M. Jones. *A novel concept of a multi-phase, multi-motor vector controlled drive system*. PhD thesis, Univ. of Liverpool, 2005.
- [53] A. Iqbal. *Modeling and control of series connected five-phase and six phase two-motor drives*. PhD thesis, Univ. of Liverpool, 2005.
- [54] H.A Toliyat, T.A. Lipo, and J.C. White. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. i. motor analysis. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 6(4) :679–683, 1991.
- [55] S. Gataric. A polyphase cartesian vector approach to control of polyphase ac machines. In *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, volume 3, pages 1648–1654 vol.3, 2000.

- [56] Y. Zhao and T.A. Lipo. Space vector pwm control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(5) :1100–1109, 1995.
- [57] H.A. Toliyat. Analysis and simulation of five-phase variable-speed induction motor drives under asymmetrical connections. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(4) :748–756, 1998.
- [58] P.C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. John Wiley - IEEE Press, 2002.
- [59] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, and H. A. Toliyat. Operating principles of a novel multiphase multimotor vector-controlled drive. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 19(3) :508–517, 2004.
- [60] A. Iqbal and E. Levi. Space vector modulation schemes for a five-phase voltage source inverter. In *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 12 pp.–P.12, 2005.
- [61] M. Ahmad. *High Performance AC Drives Modelling Analysis and Control*. Springer, 2010.
- [62] K. Hasse. Zur dynamik drehzahl geregelter antriebe mit stromrichter gespeisten asynchronkurzschlusslaufer-maschinen. *Dissertation TH. Darmstadt*, 1969.
- [63] F. Blaschke. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system in a pwm inverter induction motor drive. *Siemens Rev*, 39(5) :217–220, 1972.
- [64] P. Vas. *Vector control of AC machines*. Number 22. Oxford University Press, USA, 1990.
- [65] W. Leonhard. *Control of electrical drives*. Springer Science & Business Media, 2001.
- [66] K. Jelassi. *Positionnement d'une machine asynchrone par la méthode de flux orienté : Etude de la numérisation de la commande : sensibilité aux variations paramétriques*. PhD thesis, Institut national polytechnique de Toulouse, France, 1991.
- [67] L. Baghli. *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*. PhD thesis, Université Henri Poincaré - Nancy I, France, 1999.
- [68] H. Xu, H.A. Toliyat, and L.J. Petersen. Five-phase induction motor drives with dsp-based control system. In *IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (Cat. No.01EX485)*, pages 304–309, 2001.
- [69] P.S.N. de Silva, J.E Fletcher, and B.W. Williams. Development of space vector modulation strategies for five phase voltage source inverters. In *Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2004)*., volume 2, pages 650–655 Vol.2, 2004.
- [70] H-M. Ryu, J-H. Kim, and S-K. Sul. Analysis of multiphase space vector pulse-width modulation based on multiple d-q spaces concept. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(6) :1364–1371, 2005.

- [71] O. Ojo, G. Dong, and Z. Wu. Pulse-width modulation for five-phase converters based on device turn-on times. In *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*, volume 2, pages 627–634, 2006.
- [72] I. Takahashi and T. Noguchi. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22(5) :820–827, 1986.
- [73] M. Depenbrock. Direct self-control (dsc) of inverter-fed induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3(4) :420–429, 1988.
- [74] H. A. Toliyat and H. Xu. A novel direct torque control (dct) method for five-phase induction machines. In *APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058)*, volume 1, pages 162–168 vol.1, 2000.
- [75] R. Shi, H.A Toliyat, and A. El-Antably. A dsp-based direct torque control of five-phase synchronous reluctance motor drive. In *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*, volume 2, pages 1077–1082 vol.2, 2001.
- [76] S. Moinoddin, A. Iqbal, and E. M. Elsherif. Five-phase induction motor drive for weak and remote grid system. *International Journal of Engineering, Science and Technology*, 2(2) :136–154, 2010.
- [77] A. Iqbal, S. Payami, R. K. Behera, A. A. Abdallah, and H. Abu-Rub. Analysis of a field oriented controlled five-phase motor drive with active front end converter. In *2012 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*, pages 396–401, 2012.
- [78] M. Zelechowski. *Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive*. PhD thesis, Warsaw University of Technology, Poland, 2005.
- [79] V. Blasko. Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(3) :756–764, 1997.
- [80] D. Dujic, G. Grandi, M. Jones, and E. Levi. A space vector pwm scheme for multifrequency output voltage generation with multiphase voltage-source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(5) :1943–1955, 2008.
- [81] A. Iqbal, S. Moinuddin, and M.R. Khan. Space vector model of a five-phase voltage source inverter. In *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pages 488–493, 2006.
- [82] A. Iqbal and S. Moinuddin. Comprehensive relationship between carrier-based pwm and space vector pwm in a five-phase vsi. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(10) :2379–2390, 2009.
- [83] Z. Krzeminski. Nonlinear control of induction motor. *IFAC Proceedings Volumes*, 20(5, Part 3) :357–362, 1987. 10th Triennial IFAC Congress on Automatic Control - 1987 Volume III, Munich, Germany, 27-31 July.

- [84] A. Iqbal and M. A. Khan. A simple approach to space vector pwm signal generation for a five-phase voltage source inverter. In *2008 Annual IEEE India Conference*, volume 2, pages 418–424, 2008.
- [85] U. Mahanta, D. Patnaik, B. P. Panigrahi, and A. K. Panda. Dynamic modeling and simulation of svm-dtc of five phase induction motor. In *2015 International Conference on Energy, Power and Environment : Towards Sustainable Growth (ICEPE)*, pages 1–6, 2015.
- [86] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski. Direct torque control of pwm inverter-fed ac motors - a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(4) :744–757, 2004.
- [87] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani. Sensitivity investigation of a speed sensorless induction motor drive based on stator flux vector control. In *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*, volume 2, pages 1055–1060 vol.2, 1997.
- [88] M. Fu and L. Xu. A sensorless direct torque control technique for permanent magnet synchronous motors. In *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, volume 1, pages 159–164 vol.1, 1999.
- [89] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, S. Kouro, and H. Miranda. A novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation. In *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, volume 2, pages 1392–1397 Vol.2, 2004.
- [90] Y-S. Lai and J-H. Chen. A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 16(3) :220–227, 2001.
- [91] A. Y. E. Lesan, M. L. Doumbia, and P. Sicard. Comparative study of speed estimation techniques for sensorless vector control of induction machine. In *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pages 4298–4303, 2012.
- [92] J. Quan. *Sensorless vector control of induction motors at low and zero speed*. PhD thesis, Univ. of Wuppertal, Germany, 2002.
- [93] D. Xu, B. Wang, G. Zhang, G. Wang, and Y. Yu. A review of sensorless control methods for ac motor drives. *CES Transactions on electrical machines and systems*, 2(1) :104–115, 2018.
- [94] P.D. Strankowski. *Sensorless Five-Phase Induction Motor Drive with Inverter Output Filter and Fault Detection Possibility*. PhD thesis, Gdansk university of technology, Poland, 2019.
- [95] R. Saifi. *Contribution à la Commande sans Capteur de Vitesse des Machines Asynchrones*. PhD thesis, Université Batna 2, Algérie, 2019.

- [96] Marko Hinkkanen, Lennart Harnefors, and Jorma Luomi. Reduced-order flux observers with stator-resistance adaptation for speed-sensorless induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(5) :1173–1183, 2010.
- [97] S. Suwankawin and S. Sangwongwanich. A speed-sensorless im drive with decoupling control and stability analysis of speed estimation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(2) :444–455, 2002.
- [98] J. Rodas, F. Barrero, M. R. Arahal, C. Martín, and R. Gregor. Online estimation of rotor variables in predictive current controllers : A case study using five-phase induction machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(9) :5348–5356, 2016.
- [99] H. Chalawane, A. Essadki, and T. Nasser. Mras and luenberger observers using a siflc controller in adaptive mechanism based sensorless fuzzy logic control of induction motor. In *2016 International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT)*, pages 153–158, 2016.
- [100] J. Rodas, H. Guzman, R. Gregor, and F. Barrero. Model predictive current controller using kalman filter for fault-tolerant five-phase wind energy conversion systems. In *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pages 1–6, 2016.
- [101] R. Trabelsi, A. Khedher, M. F. Mimouni, and F. M’sahli. Backstepping control for an induction motor using an adaptive sliding rotor-flux observer. *Electric Power Systems Research*, 93 :1–15, 2012.
- [102] A. Khedher and M. Faouzi Mimouni. Sensorless-adaptive dtc of double star induction motor. *Energy Conversion and Management*, 51(12) :2878–2892, 2010.
- [103] A. Payam, A. Farrokh, and M. Jalalifar. Robust speed sensorless control of doubly-fed induction machine based on input-output feedback linearization control using a sliding-mode observer. In *2006 International Conference on Power Electronic, Drives and Energy Systems*, pages 1–5, 2006.
- [104] W. Kong, J. Huang, B. Li, M. Kang, and L. Zhao. Improved sliding-mode observer for sensorless control of five-phase induction motor. In *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 2024–2027, 2013.
- [105] S. Hussain and M. A. Bazaz. Neural network observer design for sensorless control of induction motor drive. *IFAC-PapersOnLine*, 49(1) :106–111, 2016. 4th IFAC Conference on Advances in Control and Optimization of Dynamical Systems ACOODS 2016.
- [106] N. Benharir, M. Zerikat, S. Chekroun, and A. Mechernene. Design and analysis of a new fuzzy sliding mode observer for speed sensorless control of induction motor drive. *International Review of Electrical Engineering*, 7 :5557–5565, 10 2012.
- [107] H. M. Mahmudul. Artificial neural network based speed estimator for sensorless field oriented control of three phase induction motor. In *2019 3rd International Conference on Electrical, Computer Telecommunication Engineering (ICECTE)*, pages 57–60, 2019.



- [108] K. Ohyama, G.M. Asher, and M. Sumner. Comparative analysis of experimental performance and stability of sensorless induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(1) :178–186, 2006.
- [109] L. Parsa and H. A. Toliyat. Sensorless direct torque control of five-phase interior permanent-magnet motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43(4) :952–959, 2007.
- [110] I. Landau. A generalization of the hyperstability conditions for model reference adaptive systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 17(2) :246–247, 1972.
- [111] U.N. V. Maheswari and S. L. J. Shanthi. Performance improvement of sensorless induction motor drive with fuzzy logic controller. In *2018 Second International Conference on Intelligent Computing and Control Systems (ICICCS)*, pages 591–596, 2018.
- [112] A. Iqbal and M. R. Khan. Sensorless control of a vector controlled three-phase induction motor drive using artificial neural network. In *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems 2010 Power India*, pages 1–5, 2010.
- [113] K. Sahraoui, A. Ameer, and K. Kouzi. Performance enhancement of sensorless speed control of dsim using mras and ekf optimized by genetic algorithm. In *2018 International Conference on Applied Smart Systems (ICASS)*, pages 1–8, 2018.
- [114] M. Suman, C. Chandan, H. Yoichi, and T. C. Minh. Model reference adaptive controller-based rotor resistance and speed estimation techniques for vector controlled induction motor drive utilizing reactive power. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(2) :594–601, 2008.
- [115] L. Ye, Y. Jiaqiang, and Y. Rongsen. A new reactive power-based sensorless control strategy for five-phase induction motor with non-sinusoidal power supply. In *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1–6, 2016.
- [116] H. A. Mohamed, M. A. Elhussien, and F. S. Hussein. Improved speed sensorless dynamic performance of a five-phase induction motors drive based wiener filter. In *2019 21st International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, pages 1186–1192, 2019.
- [117] G. Bottiglieri, G. Scelba, G. Scarcella, A. Testa, and A. Consoli. Sensorless speed estimation in induction motor drives. In *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.*, volume 1, pages 624–630 vol.1, 2003.
- [118] C. Schauder. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(5) :1054–1061, 1992.
- [119] M.R. Khan, A. Iqbal, and M. Ahmad. Mras-based sensorless control of a vector controlled five-phase induction motor drive. *Electric Power Systems Research*, 78(8) :1311–1321, 2008.
- [120] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. In *Proc. Int. Power Electronics Conf., IPEC*, pages 1375–1386, 1983.

---

---

# ANNEXE

---

## Paramètres de la machine asynchrone pentaphasée

Les travaux de simulations dans cette thèse ont été développés à l'aide du logiciel Matlab/Simulink, à une machine asynchrone à cinq phases de puissance 1.5 Kw, de vitesse nominale égale à 1500 tr/mn à la fréquence 50 Hz (équivalent à une vitesse angulaire électrique nominale  $\omega_n = p\Omega_n = 100\pi = 314.16 \text{ rd/s}$ ).

En tenant compte du fait que le flux rotorique nominal est égale à 0.5683 Wb, et le couple nominal par phase vaut 1.667 N.m [60], on aura les grandeurs nominales suivantes :

$$\begin{aligned}\psi_r^n &= 0.5683 \times \sqrt{5} = 1.2705 \text{ Wb} \\ C_{em}^n &= 5 \times \frac{5}{3} = 8.33 \text{ N.m}\end{aligned}\tag{A.1}$$

Les paramètres de la machine asynchrone à 05 phases que nous avons utilisés dans la simulation sont donnés par :

Tension nominale	$U_n = 220 \text{ v}$	Résistance statorique	$R_s = 10 \Omega$
Courant nominal	$I_n = 2.1 \text{ A}$	Résistance Rotorique	$R_r = 6.3 \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0.46 \text{ H}$	Inductance mutuelle	$L_m = 0.42 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.46 \text{ H}$	Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Moment d'inertie	$J = 0.03 \text{ kg.m}^2$	Coefficient de frottement	$f_r = 0.008 \text{ N.m.s/rd}$

TABLE A.1: Paramètres de la Machine asynchrone à 5 phases