

Université Mohamed Khider – Biskra  
Faculté des Sciences et de la technologie  
Département de Génie Electrique  
Ref :.....



جامعة محمد خيضر بسكرة  
كلية العلوم و التكنولوجيا  
قسم الهندسة الكهربائية  
المرجع:.....

Thèse présentée en vue de l'obtention  
Du diplôme de  
**Doctorat LMD en : Génie Electrique**

**Spécialité (Option) : Commande des systèmes énergétiques**  
Thèse préparée au Laboratoire de Génie Electrique de Biskra LGEB

**Contrôle prédictif directe du couple d'un moteur asynchrone**

Présentée par :  
**Chebaani Mohamed**

Soutenue publiquement le .....

**Devant le jury composé de :**

Dr. Zouzou Salah Eddine	Professeur	Président	Université de Biskra
Dr. GOLEA Amar	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
Dr. Benchouia Med Toufik	Professeur	Co-Rapporteur	Université de Biskra
Dr. Betka Achour	Professeur	Examineur	Université de Biskra
Dr. Barra Kamel	Professeur	Examineur	Université Oum El Bouaghi
Dr. Bendaas Med Lokmane	Professeur	Examineur	Université de Batna 2

# Remerciements

Je remercie tout d'abord ALLAH de m'avoir prêté santé et volonté pour mener à terme cette thèse du doctorat.

Je tiens à témoigner ma profonde gratitude à mon encadreur Pr. **Golea Amar**, Professeur au Département de génie électrique à L'université de Biskra, pour la confiance qu'il m'ont accordée, par sa présence toujours avec moi, pour sa direction, son orientation, sa Modestie, ces conseils et tous ces remarques constructives pour le bon déroulement de ce travail. Je suis très reconnaissant pour la confiance qu'ils m'ont témoignée.

Je remercie Monsieur Pr **BENCHOUIA Mohamed Toufik**, Professeur au Département de génie électrique à L'université de Biskra. Je le remercie pour m'avoir Co-encadré, pour son orientation, sa disponibilité, son écoute et sa patience pendant la réalisation de ce travail.

Je remercie Pr **Golea Noureddine**, Professeur à l'Université D'Oum El Bouagui, pour l'aide précieuse qu'il m'a apporté, pour accomplir ce travail.

Mes remerciements s'adressent aussi à Monsieur directeur du laboratoire de Génie électrique de Biskra (LGEB). Professeur **Zouzou Salah Eddine**, pour ses conseils précieux qui m'ont été très utiles. Je lui remercie vivement encore une fois et pour l'accueil au sein de son Laboratoire et surtout pour sa disponibilité malgré son agenda si chargé, je le remercie pour les moyens expérimentaux, soit chaleureusement remercié pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Qu'ils soient tous remerciés d'avoir accepté d'être membres de jury examinateurs de la présente thèse dont leurs jugements me seraient certainement d'un grand profit.

Encore, je tiens tout particulièrement à remercier tout en exprimant ma profonde gratitude à Madame SAADI Meriem Ingénieur du Labo LGEB, pour ces encouragements et son aide.

Enfin, mes remerciements vont à tous ceux qui m'ont soutenu ou qui, d'une manière ou d'une autre, ont contribué à l'élaboration de ce travail.

Encore une fois, merci à toutes et à tous.

## Dédicace

*C'est avec une sincère fidélité et un profond amour que je vous dédie ce modeste travail :*

*À ma mère*

- *Toi qui m'as appris à prononcer et tracer mes premières lettres.*
- *Toi qui as sacrifié sa vie et son temps pour faire de moi ce que je suis maintenant.*
- *À celle qui a nourri le corps et le cœur d'un homme qui croie aux vertus.*

*À mon père*

- *Celui qui m'a inspiré courage et persévérance.*
- *En silence tu as su sillonné mon chemin. Aucun mot ne saura exprimer ma gratitude.*

*À mes sœurs*

*Narimene, Meriem et Salsabile pour leur soutien et leur générosité. Je vous témoigne toute ma reconnaissance.*

*À toute ma famille, et mes amis.*

*Je n'oublierai pas des gens qui m'ont soutenu par leurs prières et encouragements.*

*À tous mes enseignants : C'est grâce à vous que j'ai réalisé ce modeste travail.*

## إهداء

يا خلاص صادق وحب عميق أهدي هذا العمل المتواضع

لك يا أمي

يا من علمتني كيف أنطق وأرسم حروفي الأولى

يا من ضحت بحياتها ووقتها لتجعلني ما أنا عليه الآن

يا من جعلتني رجل يؤمن بالفضائل

لك يا والدي

يا من ألهمني الشجاعة والمثابرة

يا من ذلل في طريقي الصعوبات لا توجد كلمات تعبر عن امتناني

لأخواتي

نريمان، مريم وسلسبيل لدعمهم وحبهم الكبير لي. أعرب عن امتناني لجميع أفراد عائلتي وأصدقائي

لن أنسى الأشخاص الذين ساندوني مع صلواتهم وتشجيعهم

إلى جميع أساتذتي: بفضلكم أدركت هذا العمل المتواضع

# *Résumé*

## **Contrôle prédictif directe du couple d'un moteur asynchrone**

Dans cette thèse, le contrôle prédictif direct du couple (Predictive Torque Control (PTC)) est utilisé pour la commande de la machine asynchrone(MAS) et en guise de solution aux problèmes rencontrés dans la commande directe du couple (Direct Torque Control (DTC)). La DTC est robuste contre les variations paramétriques de la machine et ne nécessite pas de capteur de position. De plus, elle offre un certain nombre d'avantages considérables par rapport à la commande vectorielle par orientation de flux (FOC). Cependant ces stratégies ont aussi des inconvénients importants. D'une part, la fréquence de commutation est fortement variable, ce qui peut entraîner des problèmes de bruits acoustiques, et à une plus grande difficulté de contrôle dans les régions à faible vitesse, ce qui dégrade les performances de l'algorithme de contrôle.

Dans ce contexte, le travail de recherche a été abordé en quelques points principaux concernant l'algorithme de commande prédictive à traiter: La réduction du niveau élevé d'ondulations et d'harmoniques causé par la fréquence de commutation variable due à l'utilisation de comparateurs à hystérésis à côté de la MAS. La conception d'une loi de commande prédictive pour améliorer la stabilité et la robustesse du schéma de commande en présence d'incertitudes. La conception d'une commande prédictive de puissance (Direct Power Control (DPC)) pour éliminer les harmoniques côté réseau dans le but d'augmenter la fiabilité et de réduire les pertes du système commandé. La réduction de la charge de calcul et l'élimination du processus de sélection des facteurs de poids dans la commande (PTC) de la MAS.

Enfin, Les résultats de tous les aspects discutés dans cette thèse ont été obtenus par simulations numériques sur Matlab/Simulink et validé en pratique sur la carte Dspace1104.

Mots-clés : contrôle prédictif direct du couple, machine asynchrone, commande directe du couple, commande vectorielle, fréquence de commutation, comparateurs à hystérésis, commande prédictive de puissance, facteurs de poids, charge de calcul, carte Dspace1104, Matlab/Simulink.

## *Abstract*

# Predictive Direct Torque Control of an Induction Motor

In this thesis, Predictive Torque Control (PTC) is used to control the induction motor and as a solution to the problems encountered in Direct Torque Control (DTC). The DTC is robust against parametric variations of the machine and does not require a position sensor. In addition, it offers a number of significant advantages over Field oriented control (FOC). However, these strategies also have significant disadvantages. On the one hand, the switching frequency is highly variable, which can lead to acoustic noise problems and a greater difficulty of control in low speed regions, which degrades the performance of the control algorithm. In this context, the research work was addressed in some main points concerning the predictive control algorithm to be processed: The reduction of the high level of ripples and harmonics caused by the variable switching frequency due to the use of hysteresis comparators in motor side. The design of a predictive control law to improve the stability and robustness of the control scheme in the presence of uncertainties. The design of a Direct Power Control (DPC) algorithm to eliminate grid-side harmonics in order to increase reliability and reduce losses of the controlled system. Reducing the computational load and eliminating the selection process of weight factors in the predictive torque control (PTC).

Finally, the results of all aspects discussed in this thesis were obtained by numerical simulations on Matlab / Simulink and validated in practice on the Dspace1104 card.

**Keywords:** Predictive Torque Control (PTC), induction motor, Direct Torque Control (DTC), Field oriented control (FOC), Switching frequency, hysteresis comparators, Direct Power Control (DPC), computational load, weight factors, Dspace1104 card, Matlab / Simulink.



## Table des matières

Résumé	
Remerciements	
Liste des figures	
Liste des tables	
Table des matières	
Introduction générale .....	1

### Chapitre 1

#### Etat de L'art : Généralité sur les techniques de commande de la machine asynchrone

1.1. Introduction	7
1.2. Electronique de puissance et techniques de commande pour systèmes d'entraînement à machine asynchrone	7
1.3. Le système de conversion AC-DC-AC	8
1.4. Techniques de commande classiques de l'entraînement de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur AC-DC-AC	11
1.4.1. Commande vectorielle de la machine asynchrone	11
1.4.2. Commande vectorielle de tension d'un redresseur de tension triphasé à MLI	12
1.4.3. Commande directe du couple d'une machine asynchrone	13
1.4.4. Commande directe de puissance d'un redresseur de tension triphasé à MLI	15
1.5. Commande prédictive d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur AC-DC-AC	16
1.5.1. Commande prédictive de couple d'une machine asynchrone	17
1.5.2. Commande prédictive de puissance d'un redresseur de tension triphasé à MLI	19
1.6. Conclusion	21

### Chapitre 2

#### Modélisation et commande de la machine asynchrone par les techniques classiques

2.1. Introduction	28
2.2. Modélisation de la Machine Asynchrone (MAS)	29
2.3. Modèle mathématique du MAS	30

2.4.	Modélisation de convertisseurs	31
2.4.1.	Redresseur à MLI à deux niveaux	31
2.4.2.	Onduleur à deux niveaux (2L-VSI)	33
2.5.	Principe de la commande Directe de Couple (DTC) de la MAS	34
2.5.1.	La table de commutation de DTC classique	37
2.5.2.	Amélioration de la DTC en utilisant un tableau de commutation à douze secteurs	37
2.6.	Résultats de simulation	38
2.6.1.	Régime permanent avec couple de charge	39
2.6.2.	L'inversion du sens de rotation	39
2.7.	Résultats expérimentaux	41
2.7.1.	Démarrage à vide et régime permanent avec couple de charge	42
2.7.2.	L'inversion du sens de rotation	45
2.7.3.	Basse vitesse	47
2.7.4.	Variation de la charge	49
2.8.	Conclusion	50
2.9.	Bibliographiques	51

### **Chapitre 3**

#### **Commande Prédicative Classique de la Machine Asynchrone**

3.1.	Introduction	51
3.2.	Commande prédictive de couple d'un MAS (PTC)	52
3.2.1.	Algorithme de la commande prédictive de couple	52
3.2.2.	Estimation du flux et du couple	52
3.2.3.	Prédiction du flux et du couple	53
3.2.4.	Optimisation de la fonction de coût	54
3.2.5.	Compensation du temps de retard de calcul	55
3.3.	Commande prédictive de courant d'un MAS (PCC)	56
3.3.1.	Algorithme de la commande prédictive de courant	56
3.3.2.	Estimation du flux	56
3.3.3.	prédiction du courant	57
3.3.4.	Optimisation de la fonction de coût	57
3.4.	Résultats de simulation	58
3.4.1.	Régime permanent avec couple de charge	58



3.4.2.	L'inversion du sens de rotation	59
3.5.	Résultats expérimentaux	60
3.5.1.	Démarrage à vide et régime permanent avec couple de charge	60
3.5.2.	L'inversion du sens de rotation	64
3.5.3.	Basse vitesse	65
3.5.4.	Variation de la charge	67
3.6.	Discussion	68
3.7.	Conclusion	69
3.8.	Bibliographiques	70

## **Chapitre 4**

### **Commande Prédictive Avancée de la Machine Asynchrone**

4.1.	Introduction	72
4.2.	Commande prédictive de couple basée sur la DTC (DPTC).	72
4.2.1.	Estimation du flux et du couple	73
4.2.2.	Sélection des vecteurs de prédiction	73
4.2.3.	Prédiction du flux et du couple	75
4.2.4.	Optimisation de la fonction de coût	75
4.3.	DPTC basée sur l'optimisation multi-objective (DPTC-OMO)	76
4.4.	Résultats de simulation	79
4.4.1.	Régime permanent en charge	79
4.4.2.	Inversion du sens de rotation	81
4.5.	Résultats expérimentaux	81
4.5.1.	Démarrage à vide et régime permanent	82
4.5.2.	Inversion du sens de rotation	85
4.5.3.	Basse vitesse	87
4.5.4.	Variation de la charge	89
4.6.	Comparaison des performances des algorithmes DPTC, PTC, PCC et DTC à 12 secteurs	90
4.7.	Conclusion	92
4.8.	Bibliographiques	92

## **Chapitre 5**

### **Commande prédictive de puissance du convertisseur côté réseau**

5.1.	Introduction	94
5.2.	Commande prédictive de puissance et de couple (PPTC) de la MAS	94
5.2.1.	Commande prédictive de puissance (PPC) côté réseau	94
5.2.1.1.	Calcul de la puissance active et réactive	95
5.2.1.2.	Prédiction de la puissance active et réactive	96
5.2.1.3.	Optimisation de la fonction coût	97
5.2.1.4.	Le régulateur à mode glissant de la tension du bus continu	97
5.2.2.	Commande prédictive de couple (4S-PTC)	99
5.2.2.1.	Optimisation de la fonction coût	100
5.2.2.2.	Compensation du déséquilibre de la tension du bus continu	100
5.3.	Résultats de simulation	102
5.3.1.	Régime permanent avec couple de charge	102
5.3.2.	L'inversion du sens de rotation	102
5.4.	Résultats expérimentaux	104
5.4.1.	Démarrage à vide et régime permanent avec couple de charge	105
5.4.2.	Inversion du sens de rotation	109
5.4.3.	Basse vitesse	111
5.4.4.	Variation de la charge	113
5.5.	Conclusion	114
5.6.	Bibliographiques	115
	.....	115
	Conclusion générale.....	116
	Annexe A	

## Liste des Figures

### Liste des Figures

Fig.1.1 Structure de base d'un convertisseur de puissance AC-DC-AC	8
Fig. 1.2 Topologies pour la conversion AC-DC-AC: redresseur à diode à l'entrée	9
Fig. 1.3 Topologies pour la conversion AC-DC-AC: redresseur à thyristor à l'entrée	9
Fig. 1.4 Topologie pour la conversion AC-DC-AC avec redresseur MLI	10
Fig. 1.5 structure de commande globale d'un schéma FOC-VOC d'une MAS	12
Fig. 1.6 structure de commande globale d'un schéma DPC-DTC d'une MAS	14
Fig. 1.7 structure de commande globale d'un schéma PPC-PTC d'une MAS	17
Fig. 2.1 Représentation d'une MAS triphasé et des enroulements fictifs des axes $(d - q)$ , $(a - b)$	29
Fig. 2.2 Redresseur à MLI de tension à deux niveaux	32
Figure 2.3. (a) onduleur de tension à deux niveaux (b) Les différents vecteurs de la tension générée par un onduleur à deux niveaux	33
Fig. 2.4 Schéma bloc de la commande DTC de la MAS	35
Fig. 2.5 Secteurs et vecteurs de tension.	36
Fig. 2.6 régulateur PI de vitesse avec anti-windup	37
Fig. 2.7 Résultats de simulations pour 1000 tr/min avec 5.0 Nm couple de charge en régime permanent.	39
Fig. 2.8 Résultats de simulation pour l'inversion du sens de rotation (1000 à -1000 tr/min)	40
Fig. 2.9 composantes et trajectoire du flux statorique.	41
Fig.2.10 Plateforme expérimentale de la MAS (Lab. LGEB).	42
Fig.2.11 Démarrage à vide : Composantes du flux statorique $(\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta})$ , L'amplitude du flux statorique et la position.	43
Fig.2.12 Régime permanent : réponses de vitesse rotorique, courant de phase statorique et de couple électromagnétique.	44
Fig.2.13 Spectre Harmoniques du courant statorique.	44
Fig.2.14 régime permanent : Composantes du flux statorique $(\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta})$ , L'amplitude du flux statorique et la position	44
Fig.2.15 trajectoire circulaire du flux Statorique.	45
Fig.2.16 L'inversion du sens de rotation: réponses de vitesse rotorique, courant de phase statorique et de couple électromagnétique.	46
Fig.2.17 L'inversion du sens de rotation: Composantes du flux statorique $(\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta})$ , L'amplitude du flux statorique et la position.	47
Fig.2.18 Basse vitesse : réponses de vitesse rotorique, courant de phase statorique et de couple électromagnétique (200tr/min à 400tr/min).	48
Fig.2.19 Basse vitesse : Composantes du flux statorique $(\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta})$ , l'amplitude du flux statorique et la position.	49
Fig.2.20 Variation de la charge : réponses de vitesse rotorique, courant de phase statorique et de couple électromagnétique.....	50
Fig. 3.1: schéma de base du PTC	52
Fig. 3.2: schéma de base du PCC	56

## Liste des Figures

Fig. 3.3 Résultats de simulations pour 1000 tr/min avec 5.0 Nm couple de charge en régime permanent.	59
Fig. 3.4 Résultats de simulation pour l'inversion du sens de rotation (1000 à -1000 tr/min)	60
Fig.3.5 Démarrage à vide : réponses de vitesse et de couple électromagnétique.	61
Fig.3.6 Démarrage à vide : Composantes du flux statorique ( $\psi_s\alpha$ , $\psi_s\beta$ ), amplitude du flux statorique et position.	61
Fig.3.7 Régime permanent : réponses de vitesse rotorique, courant de phase statorique et de couple électromagnétique.	62
Fig.3.8 Spectre harmoniques du courant statorique.	63
Fig.3.10 Trajectoire du flux statorique.	64
Fig.3.11 L'inversion du sens de rotation: réponses de vitesse rotorique, courant de phase statorique et de couple électromagnétique.	64
Fig.3.12 L'inversion du sens de rotation: Composantes du flux statorique ( $\psi_s\alpha$ , $\psi_s\beta$ ), amplitude du flux statorique et position	65
Fig.3.13 Basse vitesse : réponses de vitesse rotorique, courant de phase statorique et couple électromagnétique (200tr/min à 400tr/min).	67
Fig.3.14 Basse vitesse : Composantes du flux statorique ( $\psi_s\alpha$ , $\psi_s\beta$ ), amplitude du flux statorique et position.	67
Fig.3.15 Variation de la charge : réponses de la vitesse rotorique, courant de phase statorique et de couple électromagnétique.	68
Fig. 4.1: schéma bloc de base de la DPTC	73
Fig. 4.2. Distribution dans l'espace de tous les vecteurs admissibles de tension d'un 2L-VSI montrant la stratégie de sélection des vecteurs de prédiction.	74
Fig. 4.3. Organigramme de DPTC	77
Fig. 4.5. Organigramme de DPTC-OMO	80
Fig. 4.6 Résultats de simulation pour 1000 tr/min avec 5.0 Nm couple de charge en régime permanent.	81
Fig. 4.7 Résultats de simulation pour l'inversion du sens de rotation (1000 à -1000 tr/min)	82
Fig.4.8 Démarrage à vide : réponses de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique	83
Fig.4.9 Démarrage à vide : Composantes du flux statorique ( $\psi_s\alpha$ , $\psi_s\beta$ ), amplitude du flux statorique et position	84
Fig.4.10 Régime permanent : réponses de la vitesse rotorique, courant de phase statorique et du couple électromagnétique	85
Fig.4.11 Spectre harmoniques du courant statorique.	85
Fig.4.12 régime permanent : Composantes du flux statorique ( $\psi_s\alpha$ , $\psi_s\beta$ ), amplitude du flux statorique et position.	86
Fig.4.13 trajectoire circulaire du flux Statorique	86
Fig.4.14 Inversion du sens de rotation: réponses de la vitesse rotorique, du courant de phase statorique et du couple électromagnétique.	87
Fig.4.15 Inversion du sens de rotation: Composantes du flux statorique ( $\psi_s\alpha$ , $\psi_s\beta$ ), amplitude du flux statorique et position	88
Fig.4.16 Basse vitesse : réponses de la vitesse rotorique, du courant de phase statorique et du couple électromagnétique (de 200tr/min à 400tr/min).	89
Fig.4.17 Basse vitesse : Composantes du flux statorique ( $\psi_s\alpha$ , $\psi_s\beta$ ), amplitude du flux statorique et position.	90
La Fig.4.18(a) montre la robustesse de la stratégie DPTC par rapport à une perturbation du couple de charge	

## Liste des Figures

externe. La charge passe brusquement du couple à vide au couple de charge de 5 N.m	90
Fig.4.18 Variation de la charge : réponses de la vitesse rotorique, du courant de phase statorique et du couple électromagnétique.	91
Fig.4.20 Régime permanent : réponses de la vitesse rotorique, du courant de phase statorique et du couple électromagnétique pour les quatre méthodes.....	92
Figure 5.1 Schéma bloc de la commande PPTC de la MAS	96
Fig. 5.2. Organigramme de la PPC	99
Fig.5.3. Onduleur à quatre interrupteurs	100
Fig. 5.4. Organigramme de l'approche 4S-PTC	102
Fig. 5.5 Résultats de simulations pour 1000 tr/min avec 5.0 Nm couple de charge en régime permanent.	104
Fig. 5.6 Résultats de simulation pour l'inversion du sens de rotation (1000 à -1000 tr/min) avec 5.0 Nm couple de charge	104
Fig. 5.7 Performance transitoire des tensions des condensateurs durant l'inversion du sens de rotation (1000 à -1000 tr/min) avec 5.0 Nm couple de charge	105
Fig.5.8 Résultats expérimentaux côté réseau : la tension de bus continu, le courant de réseau, la puissance active et réactive, la tension de réseau et la position angulaire au démarrage.	106
Fig.5.9 Résultats expérimentaux : spectre harmoniques du courant de réseau avant et après l'application de la PPC	107
Fig.5.10 Résultats expérimentaux du côté MAS : la vitesse, le couple, composantes du flux statorique ( $\psi_{s\alpha}$ , $\psi_{s\beta}$ ), amplitude du flux statorique et la position au démarrage.	107
Fig.5.11 Résultats expérimentaux du côté de réseau : la tension de bus continu, le courant de réseau, la puissance active et réactive, la tension de réseau et position angulaire, les tensions des condensateurs en régime permanent.	108
Fig.5.12 Résultats expérimentaux du côté de la MAS : la vitesse, le courant statorique, le couple, les composantes du flux statorique ( $\psi_{s\alpha}$ , $\psi_{s\beta}$ ), amplitude du flux statorique, position, trajectoire du flux statorique en régime permanent.	110
Fig.5.13 Résultats expérimentaux côté réseau : la tension du bus continu, le courant de réseau, la puissance active et réactive, les deux tensions de condensateur (inversion du sens de rotation).	111
Fig.5.14 Résultats expérimentaux côté MAS : vitesse, courant statorique, couple, composantes du flux statorique ( $\psi_{s\alpha}$ , $\psi_{s\beta}$ ), amplitude du flux statorique et position durant l'inversion du sens de rotation.	112
Fig.5.15 Résultats expérimentaux côté réseau : la tension de bus continu, le courant de réseau, la puissance active et réactive à Basse vitesse (de 200tr/min à 400tr/min).	113
Fig.5.16 Résultats expérimentaux côté MAS : la vitesse, le courant statorique, le couple, les composantes du flux statorique ( $\psi_{s\alpha}$ , $\psi_{s\beta}$ ), l'amplitude du flux statorique et la position à basse vitesse (de 200tr/min à 400tr/min).	114
Fig.5.17 Résultats expérimentaux du côté réseau : la tension du bus continu, le courant de réseau, la puissance active et réactive durant la variation de la charge (de 5Nm à 10Nm).	115
Fig.5.18 Résultats expérimentaux du côté de la MAS : la vitesse, courant statorique et de couple, à la variation de la charge (5Nm à 10Nm).....	115

## Liste des Tableaux

### Liste des Tableaux

Tableau 2.1 Les vecteurs de tension de l'onduleur à deux niveaux	33
Tableau 2.2 Table de commutation classique de DTC à 6 secteurs	37
Tableau 2.3 Table de commutation de 12 secteurs	38
Tableau 3.1: Comparaison entre la PCC et la PTC	68
Tableau 4.1 : Les vecteurs actifs de prédiction choisis pour tous les secteurs	74
Tableau 4.2. Exemple de sélection de vecteur de tension par DPTC-OMO	78
Tableau 4.3 Comparaison des performances en régime permanent	80
Tableau 4.5 Comparaison expérimentale des performances en régime permanent pour les quatre méthodes.	91
Tableau 5.1 Les vecteurs de tension de l'onduleur à quatre interrupteurs	100
Tableau 5.2 Le THD du courant de réseau	108
Tableau 5.3 Le THD du courant statorique	109

# Introduction générale

Les machines électriques jouent un rôle très important dans notre vie quotidienne. Ils existent partout autour de nous, par exemple, dans l'air conditionné, l'ordinateur, l'automobile, la locomotive, etc. En outre, ils sont particulièrement importants dans l'industrie et la production d'énergie. En termes de mécanisme de fonctionnement, les machines électriques peuvent être classées en deux catégories: les Machines à Courant Continu (MCC) et les Machines à Courant Alternatif (MCA), qui comprennent les Machines Asynchrones (MAS) et les Machines Synchrones (MS)[1].

Traditionnellement, les MCC étaient utilisées comme variateurs de vitesse, tandis que les machines à courant alternatif étaient utilisées comme entraînements à vitesse constante pour différentes applications industrielles. Plus tard, la progression rapide dans le domaine de l'électronique de puissance, surtout la découverte du transistor et du thyristor et les progrès de l'informatique met les machines à courant alternatif dans des situations où les MCC dominaient. Différents types de convertisseur et différentes stratégies de commande ont permis d'utiliser des machines à courant alternatif comme variateurs de vitesse en changeant la tension et la fréquence[2].

Au cours des dernières décennies, la commande des entraînements électriques a été largement étudiée. Les méthodes linéaires telles que les contrôleurs PI utilisant la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) et les méthodes non linéaires telles que le contrôle de l'hystérésis ont été entièrement documentées dans la littérature et dominent les applications industrielles à haute performance.

La stratégie linéaire la plus utilisée dans les entraînements électriques haute performance est la commande vectorielle (Field Oriented Control (FOC))[3], la commande FOC a été introduite dans les années 1970 et a apporté une révolution dans la commande de machine AC. La commande FOC fournit de bonnes réponses dynamiques de couple et de flux avec une fréquence de commutation constante. Cependant, la structure de contrôle est complexe à cause de deux régulateurs PI, des blocs MLI et de la transformation d'axe qui nécessite un capteur de

## Introduction générale

---

vitesse monté sur l'arbre à haute résolution. De plus, la robustesse du contrôleur a une dépendance significative aux paramètres[4].

La stratégie non linéaire basée sur l'hystérésis est la commande directe du couple (Direct Torque Control (DTC)), semble être une solution pour les applications hautes performances. La commande DTC fournit une réponse dynamique rapide. Cependant, elle comprend deux blocs d'hystérésis pour contrôler le couple et le flux, ce qui produit plus d'ondulation dans le couple et le flux et la fréquence de commutation est variable. Les recherches se poursuivent sur la stratégie DTC pour éliminer ces inconvénients et assurer un fonctionnement efficace de l'entraînement [5][6].

Depuis une dizaine d'années, des convertisseurs statiques non polluants à facteur de puissance élevé ont commencé à apparaître sur le marché concernant surtout la conversion AC/DC. En effet, des changements ont été apportés sur les ponts redresseurs conventionnels modifiant leur structure ou leur système de commande afin de réduire leur injection de courants harmoniques dans le réseau. Parmi ces structures les plus répandues et les plus attractives se trouvent le redresseur de tension à MLI. Il est caractérisé par un comportement quasi résistif vis-à-vis du réseau d'alimentation. Ce convertisseur constitue actuellement un thème de recherche clé pour les spécialistes du domaine. Les recherches effectuées portent principalement sur les stratégies de commande surtout la commande vectorielle de tension (Voltage Oriented Control (VOC)) et la commande directe de puissance (Direct Power Control (DPC))[7].

Une autre stratégie de commande appelée la commande prédictive de couple (Predictive Torque Control (PTC)) et la commande prédictive de puissance (Predictive Power Control (PPC)). Cette stratégie n'a ni blocs de modulation ni d'hystérésis. Elle est donc une structure plus simple par rapport au FOC-VOC et au DTC-DPC. Le concept PTC et PPC est basé sur le modèle de commande prédictive (Model Predictive Control (MPC)). Cependant, il comporte certaines limitations, telles que la fréquence de commutation variable, une charge de calcul plus élevée et le réglage du facteur de poids. Les chercheurs tentent actuellement de surmonter ces problèmes [8].



### Les objectifs de la thèse

L'objectif principal de ce travail est la conception et la mise en œuvre de la commande prédictive de haute performance pour la MAS afin que ses performances soient évaluées et comparées aux DTC traditionnels. La commande prédictive est choisie parmi les différentes possibilités de contrôle car il est simple et cohérent avec une implémentation de contrôleur simple et comparable. Il permet d'améliorer la réponse de couple et la performance dynamique par rapport aux schémas de commande classiques. Le couple est directement dépendant du courant du stator. Par conséquent, un contrôle instantané des courants du stator avec une grande précision et une courte période transitoire ainsi qu'une haute performance dynamique et une faible ondulation du courant peuvent potentiellement améliorer les performances du couple.

D'autres objectifs poursuivis dans ce travail sont de réduire la charge de calcul, de compenser l'écart causé par le temps mort de l'onduleur et améliorer le courant côté de réseau. Différents schémas de commande (VOC-DPC-PPC) pourraient atteindre ces objectifs.

D'autre part, cette recherche vise à éviter le processus de sélection des facteurs de poids dans la commande prédictive de couple (PTC) de la MAS. On commence par l'étude du problème de la sélection des facteurs de poids dans la commande. Ensuite, l'étude et la mise en œuvre de schémas d'Optimisation Multi-Objectifs (OMO) sont présentées et comparés aux schémas classiques.

Les résultats expérimentaux ainsi que les limites du système, à partir de la configuration disponible, seront évalués afin de choisir le contrôleur prédictif qui peut satisfaire les objectifs présentés dans la pratique.

### Structure de la thèse

Après l'introduction générale, qui donne un aperçu des principaux points qui seront traités dans cette thèse concernant la commande de la MAS. Cette thèse est organisée comme suit :

Le premier chapitre résume l'état de l'art des différentes stratégies de commande de la machine asynchrones et du redresseur de tension MLI ; comme les méthodes classiques (la

## Introduction générale

---

commande vectorielle de tension et de flux, la commande directe de couple et de puissance) et la commande prédictive.

Nous discuterons ensuite des principaux avantages de chaque application. Nous citerons ensuite les différentes techniques de la commande prédictive du couple et de puissance existantes dans la littérature. Chaque partie est destinée à donner une analyse assez précise pour chaque stratégie mentionnée ci-dessus concernant les méthodes proposées, leurs avantages et inconvénients.

Le deuxième chapitre présente la modélisation de la MAS et des convertisseurs de puissance AC-DC-AC. Le modèle d'état de la MAS dans un cadre de référence stationnaire est présenté. Les modèles de principe et mathématiques d'un onduleur deux niveaux et d'un redresseur de tension à MLI deux niveaux utilisés dans cette étude sont décrits. Ensuite, une étude comparative entre la méthode DTC classique et la DTC-12 secteurs est présentée. Les résultats de simulation et expérimentaux sont présentés.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la structure PTC classique et son problème de facteur de poids.

Le quatrième chapitre présente la technique PTC avancé, basé sur le choix de vecteurs de prédiction pour réduire le nombre de ce vecteurs et par conséquent la charge de calcul de la commande.

Le cinquième chapitre présente la commande prédictive de puissance et de couple (Predictive Power and Torque Control (PPTC)) de la MAS alimentée par un convertisseur AC-DC-AC. Plus précisément, la commande prédictive de puissance (Predictive Power Control (PPC)) du redresseur MLI côté réseau et la commande prédictive du couple (4 Switch Predictive Torque Control (4S-PTC)) de l'onduleur triphasé à quatre interrupteurs alimentant la MAS.

Une conclusion générale de ce travail ainsi que des perspectives clôturent ce mémoire.

### Bibliographiques

- [1] B. K. Bose, *Power Electronics and Motor Drives—Advances and Trends*. 2006.
- [2] T. A. Lipo, *Vector control and dynamics of AC drives*. Press, Oxford University vol. 41, 1996.
- [3] F. Blaschke., “The principle of field orientation applied to the new trans-vector closed-loop control system for rotating field machines,” *Siemens Rev.*, p. 34:217– 220, 1972.
- [4] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, New York: 1998.
- [5] I. Takahashi and T. Noguchi, “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986.
- [6] D. Casadei, F. Profumo, and A. Tani, “FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 779–787, Sep. 2002.
- [7] A. Bouafia, “Techniques de Commande Prédictive et Floue pour les Systèmes d’Electronique de Puissance : Application aux Redresseurs à MLI,” These de doctorat UNIVERSITE FERHAT ABBAS - SETIF, 2010.
- [8] M. Habibullah, “Simplified Finite-State Predictive Torque Control Strategies for Induction Motor Drives,” PhD thesis Faculty of Engineering and Information Technologies The University of Sydney, 2016.

# **Chapitre 1**

## **Etat de L'art : Généralité sur les techniques de commande de la machine asynchrone**

### **1.1.Introduction**

L'utilisation des convertisseurs de puissance est devenue très populaire au cours des dernières décennies pour une large gamme d'applications, notamment les variateurs, la conversion d'énergie, la traction et la génération distribuée. La commande des convertisseurs de puissance a été largement étudiée et de nouveaux schémas de commande sont présentés chaque année. La commande non linéaire de l'hystérésis et le contrôle linéaire avec Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) sont les plus établis dans la littérature [1][2]. Cependant, avec le développement de microprocesseurs plus rapides et plus puissants, la mise en œuvre de nouveaux systèmes de commande plus complexes est possible. Certains de ces nouveaux schémas de commande pour les convertisseurs de puissance incluent la logique floue, la commande par mode glissant et la commande prédictive. La logique floue convient aux applications où le système commandé ou certains de ses paramètres sont inconnus. La commande par mode glissant présente une robustesse et prend en compte la nature de commutation des convertisseurs de puissance[3] [4]. D'autres schémas de commande trouvés dans la littérature incluent les réseaux de neurones, la neurone-flou et d'autres techniques de commande avancées. La commande prédictive présente plusieurs avantages qui la rendent approprié pour la commande des convertisseurs de puissance: les concepts sont intuitifs et faciles à comprendre; il peut être appliqué à une variété de systèmes; les contraintes et les non-linéarités peuvent être facilement incluses. Plusieurs variables peuvent être envisagés et le contrôleur résultant est facile à mettre en œuvre. Elle nécessite un nombre élevé de calculs comparée à un schéma de commande classique, mais les microprocesseurs rapides disponibles aujourd'hui permettent la mise en œuvre de la commande prédictive. Généralement, la qualité du contrôleur dépend de la qualité du modèle[5][6][7].

### **1.2.Electronique de puissance et techniques de commande pour systèmes d'entraînement à machine asynchrone**

La majeure partie de l'énergie électrique est générée, transmise, distribuée et finalement consommée sous forme de tensions et de courants alternatifs triphasés. Pour cette raison, le contrôle et la transformation de l'énergie électrique provenant d'une source triphasée avec une

tension d'amplitude et de fréquence fixes en une charge triphasée avec des tensions d'amplitude et de fréquence variables constituent un sujet de grand intérêt.

Fig.1.1 présente la structure principale d'un système de conversion indirecte. Ce système comprend le convertisseur côté réseau qui transforme les tensions alternatives triphasées de fréquence et d'amplitude fixes en une tension continue contrôlée lorsqu'un lien continu capacitif est utilisé, comme indiqué sur la figure. Le convertisseur côté machine transforme la tension continue en tensions alternatives triphasées d'amplitude et de fréquence variables[8].

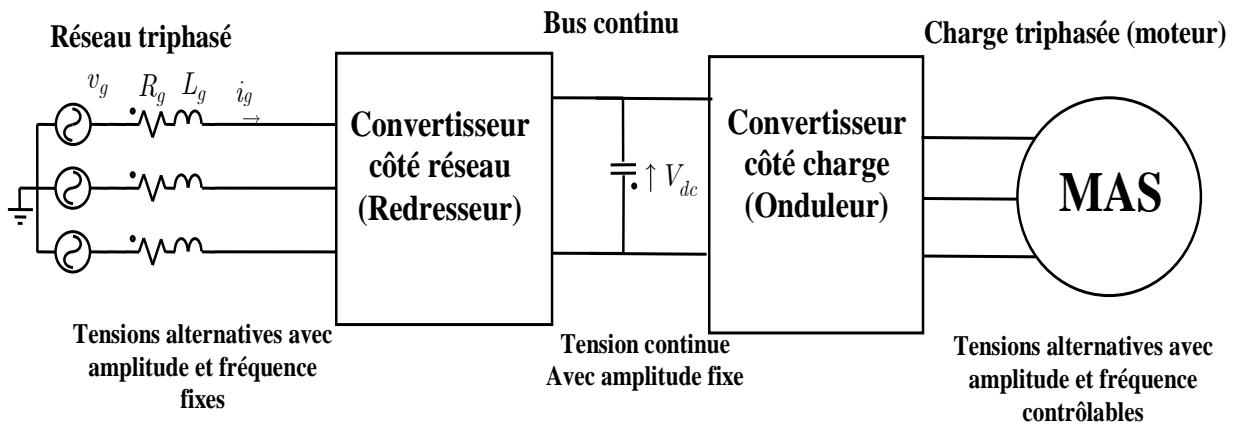


Fig.1.1 Structure de base d'un convertisseur de puissance AC-DC-AC

### 1.3. Le système de conversion AC-DC-AC

Il existe différentes manières de transformer le courant alternatif (AC) en courant continu (DC) et en courant alternatif. Dans les Fig. 1.2 et Fig. 1.3 sont illustrés deux systèmes de conversion avec des ponts à diodes et à thyristors respectivement en tant que convertisseur côté réseau.

Le convertisseur côté réseau présenté à la Fig. 1.2 permet le flux de puissance exclusivement de la source AC vers la liaison DC; par conséquent, ce système de convertisseur convient aux applications dans lesquelles l'énergie ne passe que de la source triphasée à la charge triphasée. Si un freinage par récupération est requis, un hacheur DC-DC avec une charge résistive est ajouté au circuit intermédiaire. En dépit de cette restriction, cette topologie est largement utilisée dans un certain nombre d'applications industrielles à flux de puissance unidirectionnel: ventilateurs, soufflantes, pompes, etc. L'une de ses caractéristiques principales est la structure simple et fiable

## Chapitre 1 Etat de L'art : Généralité sur les techniques de commande de la machine asynchrone

et la tension continue fixe mais non contrôlable. L'inconvénient principal est le contenu harmonique élevé du courant d'entrée nécessitant de grands filtres d'entrée ou des configurations à impulsions multiples pour réduire les harmoniques de courant et se conformer aux normes. De plus, bien que la composante fondamentale du courant soit en phase avec la tension d'entrée, le facteur de distorsion produit par le contenu harmonique réduit le facteur de puissance[9].

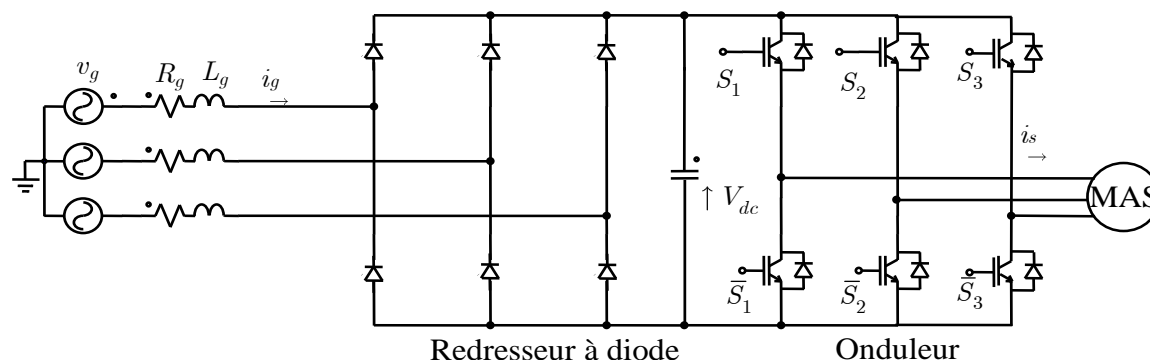


Fig. 1.2 Topologies pour la conversion AC-DC-AC: redresseur à diode à l'entrée

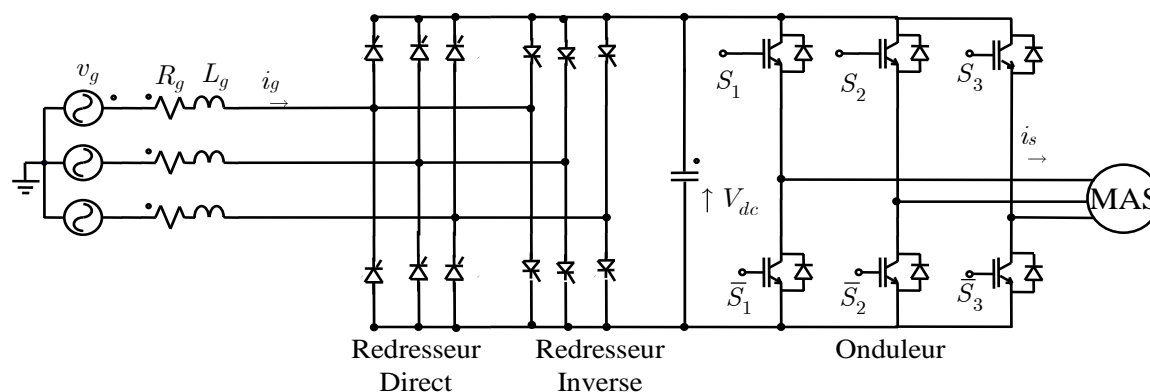


Fig. 1.3 Topologies pour la conversion AC-DC-AC: redresseur à thyristor à l'entrée

La topologie présentée à Fig.1.3 utilise deux redresseurs à thyristors en connexion antiparallèle du côté de réseau. Le redresseur direct transfère l'énergie de la source triphasée à la charge, tandis que le redresseur inverse permet le flux d'énergie de la charge vers la source triphasée, appelée opération de régénération. Cette topologie de convertisseur est adaptée aux charges ayant une capacité de régénération telles que pelles, camions, moulins, convoyeurs de descente, etc. Cette topologie est beaucoup plus complexe que le pont à diodes et est sujette aux pannes lors de son

## Chapitre 1 Etat de L'art : Généralité sur les techniques de commande de la machine asynchrone

fonctionnement, en particulier en mode régénératif. Le redresseur à thyristor permet de contrôler la tension continue, mais le contenu en harmoniques est supérieur au pont de diodes. Le facteur de puissance est généralement inférieur à celui du pont de diodes car la commande de tension continue est effectuée en modifiant l'angle de d' amorçage et par conséquent en modifiant l'angle entre le courant et la tension.

Bien que les deux topologies côté réseau décrites dans la section précédente soient utilisées depuis des années dans les entraînements de machine, une troisième alternative de convertisseur AC-DC-AC, étend son application industrielle. Ce convertisseur a une entrée réduite harmoniques de courant, flux de puissance bidirectionnel, fonctionnement avec facteur de puissance d'entrée variable et tension continue contrôlable.

La topologie de convertisseur AC-DC-AC avec redresseur MLI est illustrée à la Fig. 1.4. L'étage de sortie est composé, comme d'habitude, de six interrupteurs bidirectionnels (commandés à l'amorçage et au blocage) agencés pour former un pont triphasé mais, dans ce cas, le redresseur à la même topologie que l'onduleur. Résultant en une topologie complètement symétrique.

L'onduleur génère une tension de sortie dont la composante fondamentale est variable en fréquence et en amplitude. Pour fournir cette tension de sortie, l'onduleur adopte une tension continue régulée. Le redresseur doit fournir cette tension continue régulée et prendre en charge la puissance active et réactive d'entrée. Le système de contrôle doit gérer tous ces objectifs de contrôle[10].

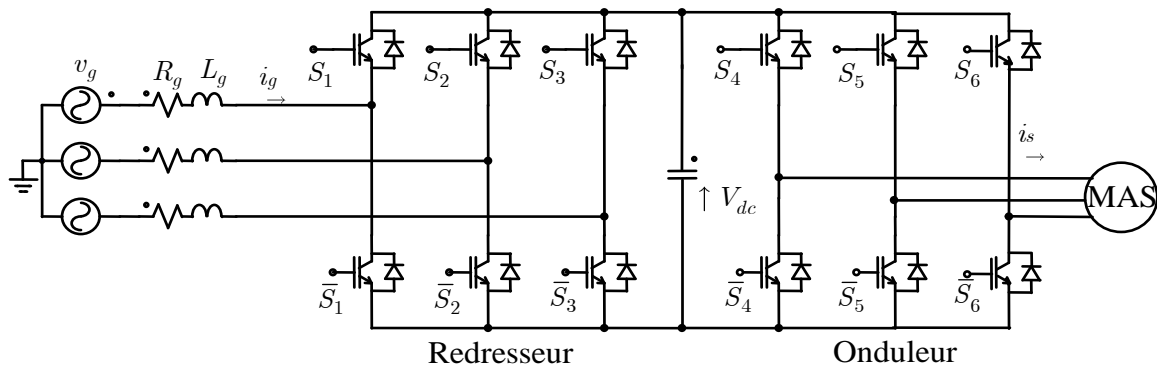


Fig. 1.4 Topologie pour la conversion AC-DC-AC avec redresseur MLI



## **1.4. Techniques de commande classiques de l'entraînement de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur AC-DC-AC**

Il existe plusieurs méthodes de commande linéaires et non linéaires pour commander le convertisseur AC-DC-AC proposé dans la littérature, où la commande de l'onduleur est généralement considérée séparément de la commande du redresseur. Cette section présente certaines méthodes classiques de contrôle des convertisseurs AC-DC-AC.

### **1.4.1. Commande vectorielle de la machine asynchrone**

Malgré la nature couplée et non linéaire de la machine asynchrone, la commande vectorielle (Field Oriented Control (FOC)) peut la contrôler comme une machine à courant continu à excitation séparée caractérisée par un découplage dans la nature. La FOC obtient un comportement similaire en transformant toutes les quantités en cadre synchrone en rotation (d, q) où toutes les quantités apparaîtront en tant que quantités continues. Le principe d'orientation du flux du rotor maintient l'amplitude du flux du rotor à une valeur fixe en alignant le vecteur de flux sur l'axe d du cadre synchrone. Étant donné que toutes les variables sont des grandeurs continues, le couple électromagnétique peut être contrôlé via la composante quadratique du courant stator  $i_{sq}$  et l'amplitude du flux du rotor est contrôlée par sa composante directe  $i_{sd}$ . Les contrôleurs PI traditionnels constituent la solution commune pour la conception des contrôles. Vous pouvez également utiliser d'autres types de contrôleurs. La commande d'orientation de champ du rotor est principalement classée en une commande d'orientation de champ directe (Direct Field Oriented Control (DFOC)) ou une commande d'orientation de champ indirecte (Indirect Field Oriented Control (IFOC)) en fonction des informations requises sur le flux et sa position[11][12].

Cependant, cette commande présente une faiblesse face aux variations des paramètres de la machine, qu'ils varient au cours de fonctionnement. Les auteurs dans traitent le problème de la variation des paramètres surtout la résistance statorique et rotorique [13][14][15].

Lorsque le moteur est associé à la commande vectorielle, il est exposé à des contraintes qui peuvent affecter ses performances. Autrement dit, le contrôle linéaire du couple, obtenu grâce au découplage effectif de la machine, n'est plus valable lorsque la résistance rotorique change avec

la température. Ce paramètre peut varier à 100% avec la température et peut induire des erreurs sur l'amplitude et sur l'orientation du flux dans la machine.

### 1.4.2. Commande vectorielle de tension d'un redresseur de tension triphasé à MLI

Au fil des années, des stratégies variantes ont été proposées dans la littérature pour la commande du redresseur de tension triphasé à MLI. Toutes ces stratégies visent à atteindre les mêmes objectifs, à savoir : un facteur de puissance élevé (proche de l'unité) et une forme d'onde quasi sinusoïdale des courants absorbés. La commande vectorielle de tension (Voltage Oriented Control (VOC)) utilisant une boucle de courant, développé par analogie avec la commande vectorielle des machines électriques. L'objectif du système de contrôle est de réguler la tension  $U_{DC}$  du circuit intermédiaire pour qu'elle suive la valeur de référence  $U_{DCref}$ , tandis que le courant de ligne doit être de forme sinusoïdale et en phase avec la tension de secteur. Le VOC utilise les mesures de courant de ligne  $i_g$ , de tensions de ligne  $V_g$  et de la tension  $U_{DC}$  de la liaison continue. Sur la base de l'erreur de tension de liaison continue  $U_{DCerr}$ . Le contrôleur PI génère la valeur de référence du courant dans l'axe  $I_{dref}$ . Pour remplir la condition de facteur de puissance unitaire, la valeur de référence du courant  $I_{qref}$  est égale à zéro[16].

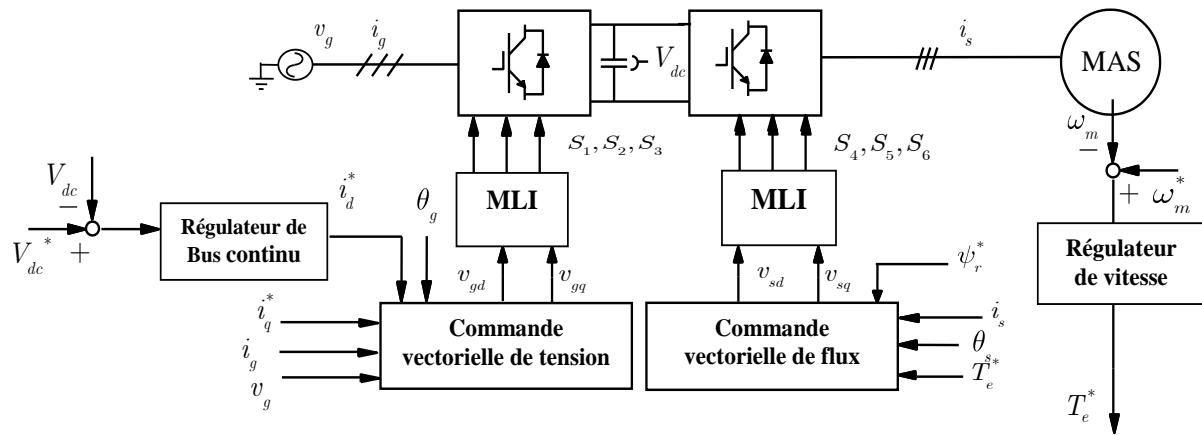


Fig. 1.5 structure de commande globale d'un schéma FOC-VOC d'une MAS

Ensuite, les erreurs de courant sont transmises aux contrôleurs PI qui génèrent les tensions commandées  $U_{dqref}$ . Après transformation coordonnées en a-b-c, les signaux  $U_{ref}$  sont transmis au modulateur qui génère les signaux de commutation  $S_{abc}$  pour le redresseur.

Sur la base des descriptions présentées dans les sections 1.4.1 et 1.4.2, la structure de commande globale d'un schéma FOC-VOC est donnée à la Fig. 1.5.

### 1.4.3. Commande directe du couple d'une machine asynchrone

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, on a développé des méthodes de commande dans lesquelles le flux et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans le recours à des capteurs mécaniques. Parmi ces méthodes, la commande directe du couple (Direct Torque Control (DTC)), basée sur l'orientation du flux statorique, introduite en 1986 par Takahashi. La commande DTC d'une machine asynchrone, est basée sur la détermination de la séquence de commande à appliquer aux interrupteurs de l'onduleur de tension à chaque instant de commutation. Pour chacune des grandeurs contrôlées, flux stator et couple électromagnétique, on définit une ou plusieurs bandes ; la valeur estimée de chaque grandeur est comparée avec une valeur de référence à l'aide d'un régulateur à hystérésis. La séquence de commande est choisie selon: Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du couple électromagnétique, le signal de sortie du régulateur à hystérésis du flux stator et le signal informant sur la position du vecteur flux stator. L'objectif de ce choix est de déterminer le vecteur de tension optimal pour le contrôle de l'amplitude du flux et du couple, et les maintenir dans leurs bandes d'hystérésis. Le contrôle direct de couple est caractérisé par une excellente réponse dynamique. La sélection des vecteurs de tension optimaux pour l'onduleur assure le contrôle direct de couple et de flux et indirectement le contrôle de la tension et de courant statoriques. La fréquence de commutation de l'onduleur est variable et dépend des régulateurs à hystérésis utilisés. L'existence des oscillations de couple entraînant la variation du niveau sonore. Nécessite des fréquences d'échantillonnage très élevées[17].

Cette méthode de commande a pour avantages: de ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d-q). Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI. Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle. De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse. Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire. La réponse dynamique est très rapide[18].

Cependant, la DTC est une commande qui est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. Seule la variation de la résistance du stator, due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation petites, dégradent les performances de la commande DTC [19]. Cette variation peut être rapide et aléatoire, c'est pourquoi, l'implantation d'un estimateur de cette résistance ou un observateur d'état est plus que nécessaire, afin de corriger ou d'estimer le flux et le couple [20]. Pour résoudre l'inconvénient précédent, divers travaux ont été faits dans lesquels ont visé des arrangements et des algorithmes pour considérer la variation de la résistance statorique [21].

Dans [22], les auteurs proposent un algorithme basé sur la modulation du vecteur de l'espace SVM pour commander le couple électromagnétique de la machine asynchrone. Cette technique offre une fréquence de commutation fixe, elle améliore la réponse dynamique et le comportement statique de la DTC. Les auteurs dans [23] visent de nouvelles techniques de la modulation basées sur le vecteur de l'espace pour réduire le bruit acoustique, les ondulations du couple, du flux, du courant et de la vitesse pendant le régime permanent, ainsi le flux et le couple sont estimés pour améliorer le courant et la tension du modèle de l'observateur de vitesse.

#### **1.4.4. Commande directe de puissance d'un redresseur de tension triphasé à MLI**

La commande directe de puissance (Direct Power Control (DPC)) apparaît comme une nouvelle alternative pour la commande VOC. Elle a été proposée pour la première fois en 1991 par *Ohnishi* [24] pour le contrôle des puissances instantanées active et réactive d'un redresseur à MLI triphasé. Cette technique DPC provient du contrôle du couple direct (DTC) proposé par *Takahashi* [17] utilisé dans la commande des machines électriques. Plus tard, en 1998, un algorithme similaire a été présenté par *Noguchi* [25] qui a eu un impact plus important dans la communauté scientifique et qui est encore aujourd'hui considéré comme un point de référence vers lequel les nouvelles implémentations DPC sont comparées. Le principe de la commande DPC est basé sur le calcul des puissances active et réactive à travers les mesures du courant et de la tension d'entrée du redresseur MLI et effectué instantanément la commande de puissance en utilisant les comparateurs d'hystérésis et la table de commutation. Le vecteur de tension de la commande est sélectionné à partir d'une table de commutation qui se compose des erreurs des

## Chapitre 1 Etat de L'art : Généralité sur les techniques de commande de la machine asynchrone

puissances active et réactive ainsi que la position angulaire du vecteur tension de la source.

Dans [16], *Malinowski* suit un schéma de contrôle similaire à celui de [25]. La principale différence est qu'il propose d'estimer un vecteur appelé flux virtuel au lieu du vecteur tension de source. Cette modification de l'algorithme implique le calcul de la dérivée temporelle des courants mesurés et il dépend fortement des paramètres du système comme l'inductance, comme l'ont souligné les auteurs dans [25]. Malgré les mérites d'une structure simple, d'une réponse rapide et d'une forte robustesse, la commande DPC présente des ondulations de puissance élevées en régime stationnaire et une fréquence de commutation variable qui est causée par les contrôleurs d'hystérésis et la table de commutation. En outre, la fréquence d'échantillonnage requise est généralement très élevée pour obtenir des performances relativement satisfaisantes. Pour remédier à ces inconvénients, diverses configurations de DPC modifiées ont été proposées. Dans le passé, certains travaux ont été réalisés pour améliorer la DPC conventionnelle, en proposant de nouvelles tables de commutation [26][27].

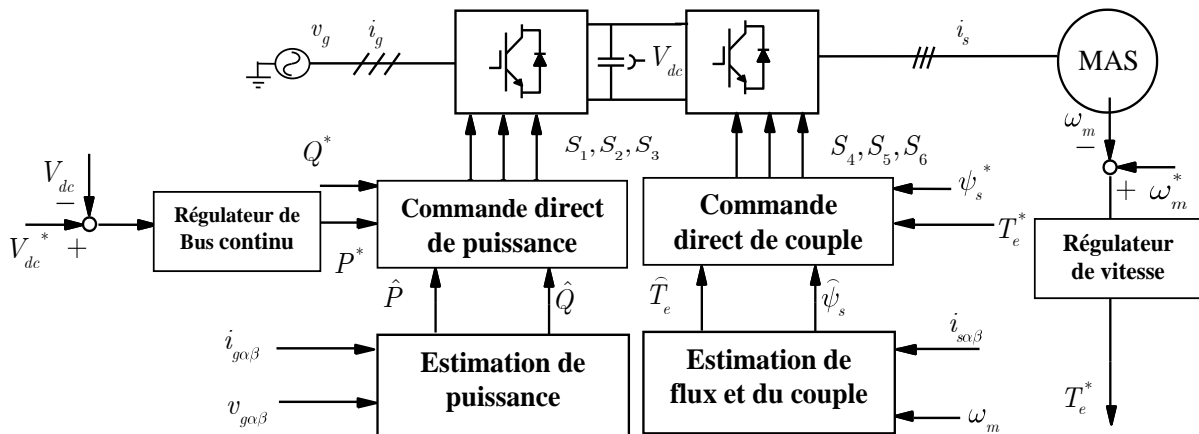


Fig. 1.6 structure de commande globale d'un schéma DPC-DTC d'une MAS

En général, les tables proposées permettent une amélioration de la performance par rapport à la table classique proposée dans [25]. Cependant, la plupart d'entre elles [28], [29] sont basées sur des hypothèses implicites ou explicites pour s'assurer qu'elles sont simples et ne dépendent que de l'angle de tension du réseau, comme indiqué dans [26]. Pour obtenir une table de commutation plus précise et plus efficace dans une large plage de puissance, les informations sur l'inductance de ligne sont nécessaires [30]. En d'autres termes, une meilleure précision de la

table de commutation est obtenue au prix de la réduction de la robustesse du système. De plus, afin d'améliorer la robustesse du DPC et de surmonter les problèmes liés aux incertitudes des paramètres du système, des techniques adaptatives ont été incluses dans la conception des lois de DPC, donc les performances de l'ensemble du système sont moins sensibles aux incertitudes des paramètres du système [31][32].

Sur la base des descriptions présentées dans la section 1.4.3 et 1.4.4, la structure de commande globale d'un schéma DPC-DTC est donnée à la Fig. 1.6.

### **1.5. Commande prédictive d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur AC-DC-AC**

La commande prédictive (Model Predictive Control (MPC)) a été développée au début des années 1970 et est déjà appliqué de manière exhaustive dans le secteur de la pétrochimie depuis de nombreuses années. Cette commande utilise explicitement un modèle mathématique du processus et une minimisation d'une fonction objective pour obtenir les signaux de contrôle optimaux. La dynamique lente des processus chimiques permet de longues périodes d'échantillonnage, ce qui laisse suffisamment de temps pour résoudre le problème d'optimisation en ligne. De nos jours, l'utilisation de processeurs de signaux numériques (Digital Signal Processor (DSP)) et le développement de microprocesseurs puissants et rapides ont rendu possible l'utilisation de la MPC dans le domaine de l'électronique de puissance et des entraînements électriques[33].

Il existe deux types de MPC appliquée à l'électronique de puissance et des entraînements électriques : la commande prédictive généralisée (General Predictive Control (GPC) et la commande prédictive à états finis (Finite-State Model Predictive Control (FS-MPC))[34][35]. Dans le premier type, par exemple, [35] et [34], la variable de contrôle est généralement la tension de sortie du convertisseur, sous la forme d'un rapport cyclique qui varie de façon continue entre ses amplitudes minimale et maximale ; tandis qu'un problème d'optimisation d'horizon de recul en boucle ouverte est résolu à chaque étape d'échantillonnage pour calculer cette tension. D'autre part, le deuxième type, FS-MPC, utilise la nature discrète du convertisseur de puissance pour résoudre le problème d'optimisation. Ici, le modèle à temps discret du système est évalué pour chaque séquence d'actionnement possible jusqu'à l'horizon de prédiction

suivant. Ensuite, les résultats de ces prédictions sont comparés à la référence pour sélectionner une séquence d'actionnement qui correspond le mieux aux objectifs de contrôle.

### 1.5.1. Commande prédictive de couple d'une machine asynchrone

Dans la commande prédictive de couple (Predictive Torque Control (PTC)), le régulateur de vitesse externe est la même que dans le DTC, mais les boucles de commande internes sont remplacées par une seule étape PTC du flux statorique et du couple électromagnétique [36][37]. L'algorithme PTC comprend une prédiction des sorties et une étape d'optimisation. De plus, le flux statorique et le couple n'étant pas directement mesurable, il est nécessaire de faire une estimation avant la prédiction, ce qui donne lieu à un algorithme en trois étapes: estimation du flux et du couple, prédiction du flux et du couple et optimisation de la fonction de coût. Ensuite, le vecteur optimal de tension à appliquer dans la prochaine période d'échantillonnage est sélectionné, ce qui minimise une fonction simple des coûts.

Pour obtenir des performances élevées, il convient de sélectionner les facteurs de poids de cette fonction de coût. En examinant la manière dont le vecteur de tension est sélectionné, la minimisation de la fonction de coût unique peut être reconnue comme une forme particulière d'Optimisation Multi-Objective (OMO) appelée fonction objective globale (Aggregate Objective Function (AOF)). Cependant, le schéma standard de la PTC présente l'inconvénient que le réglage des facteurs de poids est plus compliqué que celui des coefficients PI ou des bandes d'hystérésis utilisées dans les contrôleurs classiques. À ce jour, il existe une méthode formelle pour obtenir le facteur de poids optimal dans une fonction de coût, mais uniquement pour deux objectifs [38]. Lorsque plusieurs objectifs sont pris en compte, le calcul des facteurs de poids est généralement effectué à l'aide de procédures d'essai et d'erreur, ainsi que de simulations fastidieuses, de manière peu systématique [39]. Une autre méthode simple pour trouver ces facteurs scalaires a été étudiée dans[40]. Bien que l'utilisation de la fonction objective combinée linéaire pour résoudre le problème d'optimisation à chaque instant d'échantillonnage soit simple, ce n'est pas la seule alternative possible; une stratégie de prise de décision pourrait être utilisée. De cette manière, la nature d'attribut multiple de la sélection est conservée, ce qui donne une formulation et une optimisation à objectifs multiples[41]. Dans le domaine de l'optimisation, une optimisation multi-objectif est effectuée lorsque deux fonctions ou plus doivent être optimisées simultanément. Cependant, essayer d'inclure tous les objectifs dans une

seule fonction de coût est une tâche complexe.

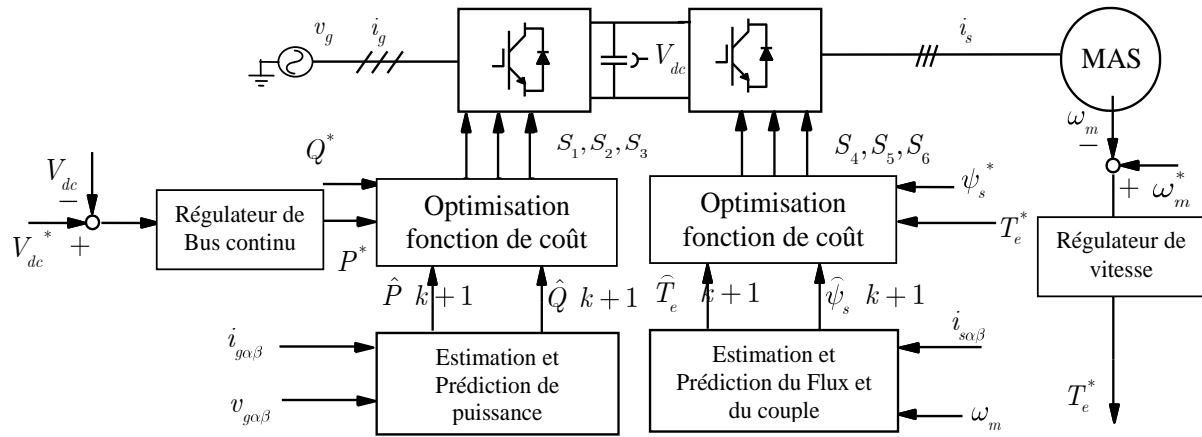


Fig. 1.7 structure de commande globale d'un schéma PPC-PTC d'une MAS

La charge de calcul est un autre inconvénient de l'implémentation de l'algorithme PTC. La charge de calcul dépend du nombre de vecteurs de prédiction et de la complexité des calculs, principalement du courant et du couple dans la boucle de prédiction itérative. Les vecteurs de prédiction sont définis comme les vecteurs de tension nécessaires à la prédiction et à l'actionnement dans la boucle de prédiction pour déterminer le vecteur de tension optimal. Ces dernières années, des recherches ont été menées pour réduire le nombre de calculs requis [42]. Dans [43], un DTC prédictif efficace du point de vue calcul pour les entraînements à moyenne tension est proposé. En adoptant des algorithmes de branchement et de liaison et en écartant certaines séquences optimales, le nombre de séquences de commutation est réduit.

Les performances sont encore améliorées avec un algorithme de décodage à sphère modifié. Le nombre de séquences de commutation possibles est également réduit dans [44] afin de réduire l'ondulation de couple en utilisant un horizon de prédiction long, même si le nombre de calculs est encore élevé. Récemment, une stratégie MPC rapide avec une méthode de tri équilibré de tension de sous-module a été présentée dans [45] pour le convertisseur modulaire à plusieurs niveaux pour les systèmes d'entraînement de moteur moyenne/ haute tension. L'algorithme MPC est simplifié en réduisant le nombre de calculs requis dans le processus de prédiction de variable et le jeu de commandes finies des états de commutation possibles aux niveaux de tension de sortie sélectionnés. Parmi les autres techniques publiées visant à réduire le nombre de calculs et à simplifier ainsi la conception de MPC, on peut citer les méthodes de prédiction unique, la



méthode de distribution par secteur, le choix d'un sous-ensemble de vecteurs adjacents, un algorithme de commutation modifié, l'approche à double vecteur, l'algorithme graphique, une implémentation efficace de FPGA, un concept de DeadBeat (DB) et une approche à base de fonction de Lyapunov [46][47][48][49]. Les techniques précédentes ont été appliquées aux convertisseurs de puissance uniquement pour le contrôle du courant, de la tension et/ou de la puissance, la fonction objective étant relativement facile à concevoir. Récemment, une solution de base de données a été proposée dans [50] pour réduire la charge de calcul du PTC d'origine.

### **1.5.2. Commande prédictive de puissance d'un redresseur de tension triphasé à MLI**

Toute stratégie de contrôle fondée sur une approche prédictive est basée essentiellement sur la prédiction de la grandeur de contrôle au début de chaque période d'échantillonnage, pour l'appliquer durant cette période, dont l'objectif est d'atteindre les performances souhaitées.

Le principe de la commande prédictive de puissance (Predictive Power Control (PPC)) est similaire à la commande DPC, du moment qu'elle sélectionne et applique également un vecteur de tension pendant une période de contrôle. Cependant, le vecteur sélectionné n'est pas obtenu à partir d'une table de commutation prédéfinie, mais obtenu en minimisant une fonction coût. En général, la fonction coût est une combinaison linéaire d'erreur de puissance active et d'erreur de puissance réactive. En utilisant le modèle de système, la valeur future de la puissance active et de la puissance réactive pour chaque état de commutation peut être prédite. Le vecteur de tension produisant une erreur de poursuite minimale de puissance est choisi comme le meilleur vecteur de tension. Il est clair que le vecteur sélectionné à partir de PPC est plus précis et efficace que celui de la table de commutation dans la DPC en raison de la prédiction de puissances à l'avenir [51].

Dans la commande PPC, un contrôleur PI est utilisé pour générer la référence de puissance active qui sera transférée à la fonction de coût. Les gains du contrôleur PI doivent être réglés et ajustés de manière temporaire pour satisfaire les dernières demandes du système et les perturbations inconnues. Cependant, les paramètres PI sont constants et fixes pendant l'opération. Il est difficile pour être réglés automatiquement en fonction des derniers objectifs du système et de la demande de charge mise à jour. Afin de résoudre ce problème, un système de commande en mode glissant

(Sliding Mode Control (SMC)) est considéré pour améliorer les performances à la fois dynamiques et en régime permanent. SMC est connu pour son excellente réponse dynamique et sa grande robustesse aux perturbations et aux incertitudes, telles que les variations inconnues des variables de contrôle et des paramètres système. En tant que technique de contrôle non linéaire efficace, un signal de contrôle est utilisé pour guider les points de trajectoire du système sur une surface, appelée surface glissante. Tous les points de la trajectoire seront forcés à proximité de la surface de glissement dans un temps fini et ensuite vers le point d'équilibre du système. Lors du fonctionnement d'incertitudes inconnues, une loi de contrôle est conçue pour maintenir les variables de contrôle sur la surface de glissement. De plus, SMC est simple à implémenter et à exécuter[52][53].

Sur la base des descriptions présentées dans la section 1.5.1 et 1.5.2, la structure de commande globale d'un schéma PPC-PTC est donnée à la Fig. 1.7.

### 1.6. Conclusion

Dans ce chapitre, l'état d'art de techniques de systèmes d'entraînement à vitesse variable classiques et avancé a été présenté. Plusieurs travaux rapportés dans la littérature récente ont démontré que les schémas prédictifs sont une alternative aux solutions de contrôle classiques, étant généralement supérieurs en termes de performances transitoires et de flexibilité. Un certain nombre d'études récentes visaient à atténuer certains des inconvénients des systèmes FC-MPC, tels que la fréquence de commutation variable, la nécessité d'ajuster les facteurs de poids et la charge de calcul, pour obtenir des résultats prometteurs. En outre, la flexibilité de la technologie FC-MPC a motivé un grand nombre de propositions nouvelles et intéressantes pour résoudre des problèmes pratiques dans le domaine de l'électronique de puissance et les systèmes d'entraînement.

## **1.7. Bibliographiques**

- [1] W. Shireen, R. A. Kulkarni, and M. Arefeen, "Analysis and minimization of input ripple current in PWM inverters for designing reliable fuel cell power systems," *J. Power Sources*, vol. 156, no. 2, pp. 448–454, Jun. 2006.
- [2] T. He, D. D.-C. Lu, L. Li, J. Zhang, L. Zheng, and J. Zhu, "Model-Predictive Sliding-Mode Control for Three-Phase AC/DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 10, pp. 8982–8993, Oct. 2018.
- [3] E. F. Camacho and C. Bordons, "Nonlinear Model Predictive Control: An Introductory Review," in *Assessment and Future Directions of Nonlinear Model Predictive Control*, Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, pp. 1–16.
- [4] A. Berzoy, J. Rengifo, and O. Mohammed, "Fuzzy Predictive DTC of Induction Machines With Reduced Torque Ripple and High-Performance Operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 3, pp. 2580–2587, Mar. 2018.
- [5] M. R. Nikzad, B. Asaei, and S. O. Ahmadi, "Discrete Duty-Cycle-Control Method for Direct Torque Control of Induction Motor Drives With Model Predictive Solution," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 3, pp. 2317–2329, Mar. 2018.
- [6] E. Ghosh, A. Mollaeian, S. Kim, J. Tjong, and N. C. Kar, "DNN-Based Predictive Magnetic Flux Reference for Harmonic Compensation Control in Magnetically Unbalanced Induction Motor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 53, no. 11, pp. 1–7, Nov. 2017.
- [7] F. F. M. El-Sousy and K. A. Abuhasel, "Intelligent Adaptive Dynamic Surface Control System With Recurrent Wavelet Elman Neural Networks for DSP-Based Induction Motor Servo Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 2, pp. 1998–2020, Mar. 2019.
- [8] J. Rodríguez, J. Pontt, P. Correa, P. Lezana, and P. Cortés, "Predictive power control of an AC/DC/AC converter," *Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. (IEEE Ind. Appl. Soc.)*, vol. 2, no. 1, pp. 934–939, 2005.
- [9] J. R. Rodriguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: state of the art," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 1, pp. 5–22, Feb. 2005.
- [10] B. (Bin) Wu, *High-power converters and AC drives*. Wiley, 2006.
- [11] Souad Chaouch, "Commande Vectorielle Robuste d'une Machine a Induction sans Capteur

## Chapitre 1 Etat de L'art : Généralité sur les techniques de commande de la machine asynchrone

---

- de Vitesse,” These de doctorat en science en électrotechnique l’université de Batna, 2005.
- [12] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, “FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 779–787, 2002.
- [13] M. Boussak and K. Jarray, “A high-performance sensorless indirect stator flux orientation control of induction motor drive,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 1, pp. 41–49, Feb. 2006.
- [14] F. R. Salmasi and T. A. Najafabadi, “An Adaptive Observer With Online Rotor and Stator Resistance Estimation for Induction Motors With One Phase Current Sensor,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 3, pp. 959–966, Sep. 2011.
- [15] K. Wang, B. Chen, G. Shen, W. Yao, K. Lee, and Z. Lu, “Online Updating of Rotor Time Constant Based on Combined Voltage and Current Mode Flux Observer for Speed-Sensorless AC Drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 9, pp. 4583–4593, Sep. 2014.
- [16] M. Malinowski, “Sensorless control strategies for three - phase pwm rectifiers,” Ph.D. dissertation, Warsaw Univ. of Technology, Warsaw, Poland, 2001.
- [17] I. Takahashi and T. Noguchi, “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986.
- [18] R. Toufouti, “Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone,” Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2008.
- [19] Y. A Chapuis, “Contrôle Directe du Couple d’une Machine Asynchrone par L’orientation de son Flux Statorique,” Thèse Doctorat INPG, génie électrique.
- [20] M. E. Haque and M. F. Rahman, “Influence of stator resistance variation on direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive performance and its compensation,” in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, vol. 4, pp. 2563–2569.
- [21] G. Abad, M. A. Rodriguez, and J. Poza, “Two-Level VSC Based Predictive Direct Torque Control of the Doubly Fed Induction Machine With Reduced Torque and Flux Ripples at Low Constant Switching Frequency,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp.

1050–1061, May 2008.

- [22] A. Ammar, A. Bourek, A. Benakcha, and T. Ameid, “Sensorless stator field oriented-direct torque control with SVM for induction motor based on MRAS and fuzzy logic regulation,” in *2017 6th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, 2017, pp. 156–161.
- [23] A. Ammar, A. Bourek, and A. Benakcha, “Modified load angle Direct Torque Control for sensorless induction motor using sliding mode flux observer,” in *2015 4th International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 2015, pp. 1–6.
- [24] T. Ohnishi, “Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control,” in *Proceedings IECON '91: 1991 International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, pp. 819–824.
- [25] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, “Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 3, pp. 473–479, 1998.
- [26] J. Alonso-Martínez, J. E. Carrasco, and S. Arnaltes, “Table-Based Direct Power Control: A Critical Review for Microgrid Applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 12, pp. 2949–2961, Dec. 2010.
- [27] A. Bouafia, F. Krim, and J.-P. Gaubert, “Fuzzy-Logic-Based Switching State Selection for Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1984–1992, Jun. 2009.
- [28] A. Bouafia, J. P. Gaubert, and F. Krim, “Design and implementation of predictive current control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (SVM),” *Energy Convers. Manag.*, vol. 51, no. 12, pp. 2473–2481, 2010.
- [29] J. Eloy-Garcia and R. Alves, “DSP-based Direct Power Control of a VSC with Voltage Angle Estimation,” in *2006 IEEE/PES Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America*, 2006, pp. 1–5.
- [30] G. Escobar, A. M. Stankovic, J. M. Carrasco, E. Galvan, and R. Ortega, “Analysis and design of direct power control (DPC) for a three phase synchronous rectifier via output regulation subspaces,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 823–830, May 2003.

- [31] S. Vazquez, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, J. I. Leon, and E. Galvan, "A Model-Based Direct Power Control for Three-Phase Power Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 4, pp. 1647–1657, Apr. 2008.
- [32] R. Portillo, S. Vazquez, J. I. Leon, M. M. Prats, and L. G. Franquelo, "Model Based Adaptive Direct Power Control for Three-Level NPC Converters," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1148–1157, May 2013.
- [33] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model Predictive Control: MPC's Role in the Evolution of Power Electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, Dec. 2015.
- [34] J. Scoltock, T. Geyer, and U. K. Madawala, "A Comparison of Model Predictive Control Schemes for MV Induction Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 909–919, May 2013.
- [35] 2012. Hoboken, NJ, USA: Wiley, Ed., *Predictive control of power converters and electrical drives*. .
- [36] J. Rodriguez *et al.*, "State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics," *Ind. Informatics, IEEE Trans.*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2013.
- [37] J. Rodriguez, R. M. Kennel, J. R. Espinoza, M. Trincado, C. A. Silva, and C. A. Rojas, "High-Performance Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Assessment," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 812–820, Feb. 2012.
- [38] S. A. Davari, D. A. Khaburi, and R. Kennel, "An Improved FCS–MPC Algorithm for an Induction Motor With an Imposed Optimized Weighting Factor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1540–1551, Mar. 2012.
- [39] R. Vargas, J. Rodriguez, U. Ammann, and P. W. Wheeler, "Predictive Current Control of an Induction Machine Fed by a Matrix Converter With Reactive Power Control," *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 55, no. 12, pp. 4362–4371, 2008.
- [40] J. Melkebeek, S. Thielemans, and T. J. Vyncke, "Weight factor selection for model-based predictive control of a four-level flying-capacitor inverter," *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 3, pp. 323–333, Mar. 2012.

- [41] C. A. Rojas, J. Rodriguez, F. Villarroel, J. R. Espinoza, C. A. Silva, and M. Trincado, "Predictive Torque and Flux Control Without Weighting Factors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 2, pp. 681–690, Feb. 2013.
- [42] T. Geyer and D. E. Quevedo, "Performance of Multistep Finite Control Set Model Predictive Control for Power Electronics," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 3, pp. 1633–1644, Mar. 2015.
- [43] T. Geyer, "Computationally Efficient Model Predictive Direct Torque Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 10, pp. 2804–2816, Oct. 2011.
- [44] F. Wang, Z. Zhang, R. Kennel, and J. Rodríguez, "Model predictive torque control with an extended prediction horizon for electrical drive systems," *Int. J. Control*, vol. 88, no. 7, pp. 1379–1388, 2015.
- [45] Z. Gong, P. Dai, X. Yuan, X. Wu, and G. Guo, "Design and Experimental Evaluation of Fast Model Predictive Control for Modular Multilevel Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 6, pp. 3845–3856, Jun. 2016.
- [46] M. Parvez Akter, S. Mekhilef, N. Mei Lin Tan, and H. Akagi, "Modified Model Predictive Control of a Bidirectional AC–DC Converter Based on Lyapunov Function for Energy Storage Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 2, pp. 704–715, Feb. 2016.
- [47] C. Xia, T. Liu, T. Shi, and Z. Song, "A simplified finite-control-set model-predictive control for power converters," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 10, no. 2, pp. 991–1002, 2014.
- [48] Y. Zhang and W. Xie, "Low Complexity Model Predictive Control—Single Vector-Based Approach," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5532–5541, Oct. 2014.
- [49] Jiefeng Hu, Jianguo Zhu, Gang Lei, G. Platt, and D. G. Dorrell, "Multi-Objective Model-Predictive Control for High-Power Converters," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 3, pp. 652–663, Sep. 2013.
- [50] M. Parvez Akter, S. Mekhilef, N. Mei Lin Tan, and H. Akagi, "Modified Model Predictive Control of a Bidirectional AC–DC Converter Based on Lyapunov Function for Energy Storage Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 2, pp. 704–715, Feb. 2016.

- [51] A. Bouafia, "Techniques de Commande Prédictive et Floue pour les Systèmes d'Electronique de Puissance : Application aux Redresseurs à MLI," These de doctorat UNIVERSITE FERHAT ABBAS - SETIF, 2010.
- [52] V. R. Kolluru, S. S. Sarode, R. K. Patjoshi, K. Mahapatra, and B. Subudhi, "Design and implementation of an optimized sliding mode controller and compared with a conventional MPPT controller for a solar system," *WSEAS Trans. Syst. Control*, vol. 9, no. 1, pp. 558–565, 2014.
- [53] D. Zhou, X. Li, and Y. Tang, "Multiple-Vector Model-Predictive Power Control of Three-Phase Four-Switch Rectifiers with Capacitor Voltage Balancing," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 7, pp. 5824–5835, 2018.



# **Chapitre 2**

## **Modélisation et commande de la machine asynchrone par les techniques classiques**

## 2.1.Introduction

Les Machines Asynchrones (MAS) triphasées ont été considérées comme l'une des machines électriques les plus utilisées dans les applications industrielles en raison de leur construction peu coûteuse, simple et robuste. La conception d'un MAS est relativement simple et se compose de deux parties principales, un stator fixe et un rotor en rotation. Il y a deux classes principales du MAS qui diffèrent dans la façon dont leurs rotors sont embobinés: le MAS à rotor bobine et le MAS à cage d'écurieul[1].

Cependant, la modélisation mathématique de la MAS est non linéaire Multiple-Input Multiple-Output (MIMO), ce qui rend le contrôle et l'optimisation plus difficile. En outre, pour la mise en œuvre pratique des algorithmes de contrôle, plus de calcul, est nécessaire. Ces défis augmentent les intérêts des industriels et des chercheurs universitaires d'étudier de nouvelles idées et méthodes afin de trouver des solutions offrant de meilleures performances, améliorer la fiabilité en même être simple et facile à réaliser[2].

La commande directe du couple (Direct Torque Control (DTC)) a été proposée par Takahashi [3] et Depenbrock [4] au milieu des années 80. Cette stratégie était une alternative à la commande vectorielle (Field Oriented Control (FOC))[5]. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle, le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des grandeurs accessibles à la mesure sans recours aux capteurs dédiés, et d'imposer directement l'amplitude des ondulations de ces grandeurs via une table de commutation prédéfinie. En raison des limites de la stratégie DTC conventionnelle, en particulier du problème de fortes ondulations de couple et de flux, différentes structures de contrôle sont présentées pour améliorer les performances de ce contrôle. Les douze secteurs DTC basés sur une table de commutation étendue et la DTC à fréquence de commutation constante en utilisant la modulation de vecteur d'espace (DTC-SVM) sont des solutions bien débattues[6].

Ce chapitre est organisé comme suit. Dans la section 2.1 on présente la Modélisation de la MAS. La section 2.2 présente le modèle mathématique de la MAS. Les modèles des convertisseurs sont décrits dans la section 2.3. Ensuite, nous passerons à la section 2.4 où une étude détaillée de la stratégie DTC classique à 6 secteurs et à 12 secteurs sera présentée. Ces approches sont validées par des résultats de simulation et expérimentaux.

### 2.2. Modélisation de la Machine Asynchrone (MAS)

La machine considérée dans ce travail, est une MAS triphasée à cage d'écureuil. Dans un MAS, les courants alternatifs alimentant trois bornes de phase et circulant dans les enroulements du stator, produisent un flux statorique tournant dans la machine. La vitesse de rotation de ce champ magnétique est définie comme la vitesse synchrone, liée au nombre de pôles de la machine et à la fréquence de la source d'énergie[7].

La représentation du MAS triphasé est donnée par la Fig. 2.1.

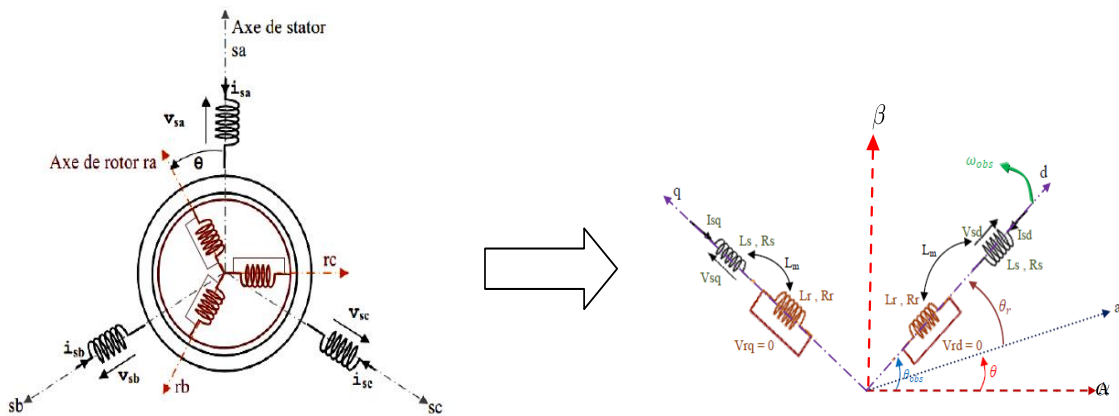


Fig. 2.1 Représentation d'une MAS triphasé et des enroulements fictifs des axes  $d - q$  ,  $\alpha - \beta$

Pour simplifier la notation des variables électriques, comme la tension, le courant et le flux, les variables peuvent être modélisés à l'aide d'une manière adéquate de l'axe des deux cadres de référence.

La représentation de deux axes du système triphasé est appelée 'Représentation d'état'. Ce cadre de référence de l'axe des deux peut être stationnaire  $\alpha - \beta$  ou synchrone  $d - q$  , comme indiqué en Fig.2.1. Les deux coordonnées dans chaque cadre de référence sont mutuellement perpendiculaires l'un à l'autre, et linéairement indépendants. Cette indépendance permet de contrôler à la fois le flux et le couple d'une machine à courant alternatif de manière autonome et semblable à une machine à courant continu excitation séparée.

En utilisant l'actuel par exemple, la transformation de l'  $a - b - c$  cadre à une  $\alpha - \beta$  cadre qui est connue comme la transformation de Clarke est exprimée sous forme de matrice :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{-\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Il est parfois nécessaire de transformer une référence  $\alpha - \beta$  dans une référence  $d - q$ , en particulier dans la commande vectorielle (FOC). La transformation est appelée Transformation de Park. Elle donnée par la matrice suivante.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

Où  $\theta_s$  est l'angle entre les cadres de référence  $\alpha - \beta$  et  $d - q$ , comme illustré en Fig. 2.1. La transformation directe de  $a - b - c$  à  $d - q$  (ou vice versa) est également utilisé pour la modélisation dynamique d'un système triphasé[8].

Les composantes en cours de  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  sont sinusoïdales, comme le vecteur courant  $i_s$  tourne à une vitesse constante à l'égard de  $\alpha - \beta$ . En revanche, les composantes  $i_d$  et  $i_q$  sont normalement constantes. Ces deux transformations sont réversibles et également applicables pour la tension et le flux.

### 2.3. Modèle mathématique du MAS

La modélisation mathématique des entraînements électriques est essentielle pour la conception du système de contrôle. Au cours du dernier siècle, plusieurs méthodes ont été développées pour la simplification de la modélisation des entraînements électriques.

Un modèle d'une MAS à cage d'écureuil dans le cadre de référence  $(\alpha - \beta)$  peut être décrit par les équations suivantes :

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \tag{2.1}$$

$$0 = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} - j\omega_e \vec{\psi}_r \tag{2.2}$$

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \tag{2.3}$$

$$\vec{\psi}_r = L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r \tag{2.4}$$

$$T_e = \frac{p}{2} \Im m \vec{\psi}_s^* \cdot \vec{i}_s \quad (2.5)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_l - f\omega_m \quad (2.6)$$

où  $\vec{v}_s$  est le vecteur de tension du stator,  $\vec{i}_s$  le vecteur du courant du stator,  $\vec{i}_r$  le vecteur du courant du rotor,  $\vec{\psi}_s$  le vecteur du flux du stator,  $\vec{\psi}_r$  le vecteur du flux du rotor,  $T_e$  le couple électromagnétique,  $T_l$  le couple de charge,  $\omega_m$  la vitesse angulaire mécanique du rotor,  $\omega_e$  la vitesse angulaire électrique du rotor et  $p$  le nombre de paires de pôles.

La vitesse angulaire électrique du rotor  $\omega_e$  est liée directement à la vitesse angulaire mécanique du rotor  $\omega_m$  par le nombre de paires de pôles  $p$  :

$$\omega_e = p\omega_m \quad (2.7)$$

## 2.4. Modélisation de convertisseurs

Dans ce travail, deux types de convertisseurs sont considérés comme nécessaires pour produire les vecteurs de tension : le redresseur à MLI à deux niveaux et l'onduleur à deux niveaux (2L-VSI).

### 2.4.1. Redresseur à MLI à deux niveaux

Le redresseur MLI est un pont complètement contrôlé avec des transistors de puissance, connecté aux tensions d'alimentation triphasées  $v_g$  en considérant les inductances  $L_g$  et les résistances  $R_g$  du réseau (Fig. 2.2). Le courant d'entrée peut être décrit dans le cadre stationnaire  $\alpha - \beta$ , par l'équation vectorielle suivante.

$$L_g \frac{d\vec{i}_g}{dt} = \vec{v}_g - \vec{v}_{afe} - R_g \vec{i}_g \quad (2.8)$$

Où  $\vec{i}_g = i_{g\alpha} + j \cdot i_{g\beta}$  est le vecteur de courant d'entrée,  $\vec{v}_g = v_{g\alpha} + j \cdot v_{g\beta}$  est la tension de la ligne d'alimentation, et  $\vec{v}_{afe} = v_{afe\alpha} + j \cdot v_{afe\beta}$  est la tension générée par le convertisseur. Le vecteur de

courant d'entrée est lié aux courants de phase par l'équation suivante.

$$\vec{i}_g = \frac{2}{3} i_{ga} + a i_{gb} + a^2 i_{gc} \quad (2.9)$$

Où  $a = e^{j2\pi/3}$ .

La tension  $v_g$  est définie d'une manière similaire

$$\vec{v}_g = \frac{2}{3} v_{ga} + a v_{gb} + a^2 v_{gc} \quad (2.10)$$

La tension  $v_{afe}$  est déterminée par l'état de commutation du convertisseur et la tension du bus continu  $V_{dc}$ , et peut être exprimée comme

$$v_{afe} = V_{dc} S_{afe} \quad (2.11)$$

Où  $V_{dc}$  est la tension du Bus continu et  $S_{afe}$  est le vecteur d'état de commutation du redresseur défini comme

$$S_{afe} = \frac{2}{3} S_1 + a S_2 + a^2 S_3 \quad (2.12)$$

Où  $S_i, i = 1, 2, 3$  sont les états de commutation du redresseur, où  $S_i = 1$  représente l'état ON et  $\bar{S}_i = 1$  représente l'état OFF.

La topologie du redresseur est représentée par la Fig. 2.2.

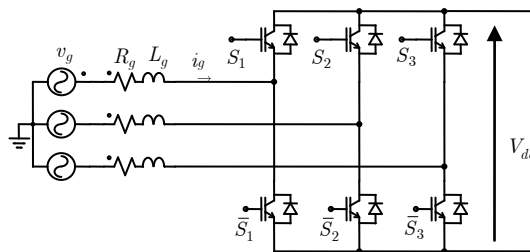


Fig. 2.2 Redresseur à MLI de tension à deux niveaux

### 2.4.2. Onduleur à deux niveaux (2L-VSI)

L'onduleur de tension triphasé à deux niveaux est une topologie très connue dans l'électronique de puissance. L'onduleur triphasé convertit la tension continue en tension alternative. Il dispose de deux interrupteurs dans chaque phase de l'onduleur fonctionnant en mode complémentaire afin

d'éviter les courts-circuits. L'état de commutation peut être exprimé par le vecteur suivant:

$$S_{inv} = \frac{2}{3} S_1 + aS_2 + a^2S_3 \tag{2.13}$$

Où  $a = e^{j2\pi/3}$ ,  $S_i = 1$  veut dire l'état ON,  $\bar{S}_i = 1$  veut dire l'état OFF, et  $i = 1, 2, 3$ .

Le vecteur de tension  $v_s$  est lié à l'état de commutation  $S_{inv}$  par:

$$v_s = V_{dc} S_{inv} \tag{2.14}$$

Où  $V_{dc}$  est la tension du bus continu.

La topologie du VSI et ses vecteurs de tension possibles sont représentés par la Fig. 2.3.

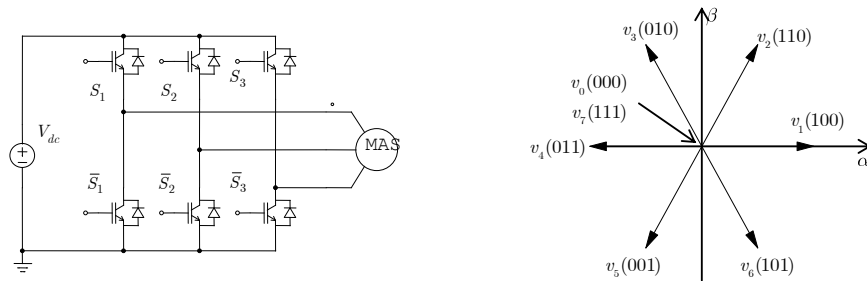


Figure 2.3. (a) onduleur de tension à deux niveaux (b) Les différents vecteurs de la tension générée par un onduleur à deux niveaux

Les huit états de commutation possibles et par conséquent les huit vecteurs de tension sont obtenus en considérant toutes les combinaisons possibles des signaux de commande  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$ , comme il est indiqué dans le Tableau 2.1.

Nous devrions noter qu'un modèle plus complexe du modèle de convertisseur pourrait être utilisé pour des fréquences de commutation plus élevées. Cela peut inclure le temps mort de modélisation, la tension de saturation de l'IGBT et la chute de tension directe de la diode par exemple. Cependant, dans ce travail, l'accent a été mis sur la simplicité, de sorte qu'un modèle simple de l'onduleur sera utilisé.

Tableau 2.1 Les vecteurs de tension de l'onduleur à deux niveaux

$v_n$	$S = [S_1, S_2, S_3]$	$v = v_\alpha + jv_\beta$
$v_0$	$[0, 0, 0]$	0
$v_1$	$[1, 0, 0]$	$\frac{2}{3} V_{dc}$
$v_2$	$[1, 1, 0]$	$\frac{1}{3} V_{dc} + j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
$v_3$	$[0, 1, 0]$	$-\frac{1}{3} V_{dc} + j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
$v_4$	$[0, 1, 1]$	$-\frac{2}{3} V_{dc}$
$v_5$	$[0, 0, 1]$	$-\frac{1}{3} V_{dc} - j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
$v_6$	$[1, 0, 1]$	$\frac{1}{3} V_{dc} - j \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
$v_7$	$[1, 1, 1]$	0

### 2.5.Principe de la commande Directe de Couple (DTC) de la MAS

L'idée principale du DTC est d'utiliser les contrôleurs d'hystérésis pour le flux statorique et le couple électromagnétique. Avec la sortie des contrôleurs à hystérésis, les états de commutation de l'onduleur peuvent être sélectionnés à partir d'un tableau prédéfini. Pour la DTC il y a deux hypothèses qui doivent être considérées. La première est de supposer que la vitesse du rotor est suffisamment élevée pour négliger la chute de tension causée par la résistance statorique dans l'équation de la tension statorique [9]. De cette façon, il est possible de comprendre que le flux du stator peut être modifié par le vecteur de tension appliqué à l'onduleur au cours d'une période d'échantillonnage comme suit.

$$\Delta\psi_s \approx v_s * T_s \tag{2.15}$$

Où  $T_s$  est la période d'échantillonnage.

Le couple électromagnétique peut être exprimé par l'expression suivante :

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} p |\psi_r| |\psi_s| \sin \delta \tag{2.16}$$



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

Afin de calculer le couple électromagnétique, le flux du stator, flux du rotor et l'angle entre les deux doivent être considérés :

$$\psi_r = \frac{k_s}{\sigma \cdot \tau_r \cdot s + 1} \cdot \psi_s \tag{2.17}$$

$$\text{Où } \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad k_s = \frac{L_m}{L_s}$$

Si l'équation (2.16) est observée, la seconde hypothèse peut être conclue : le flux du rotor est plus lent que le flux du stator. Par conséquent, au cours d'une période d'échantillonnage, le flux du rotor peut être considéré comme invariant. De cette façon, le couple électromagnétique peut être modifié en changeant l'angle entre les deux vecteurs de flux statorique et rotorique par l'application d'un vecteur de tension. En se fondant sur ces hypothèses, le couple électromagnétique et le flux statorique peuvent être contrôlés indépendamment l'un de l'autre. Le schéma bloc de la DTC est donné par la Fig. 2.4.

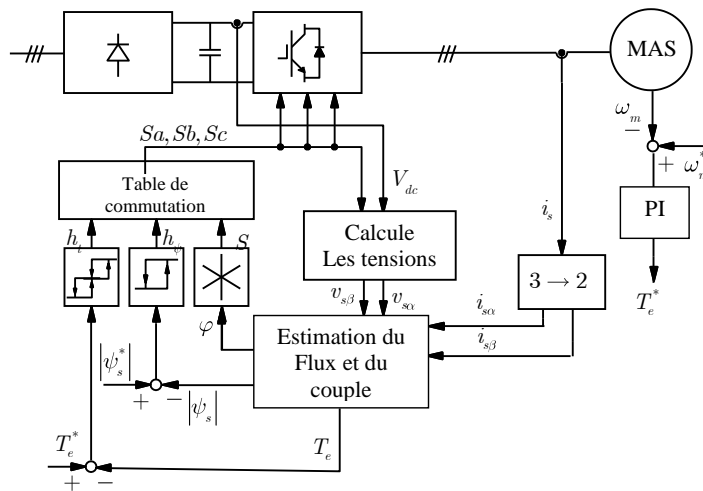


Fig. 2.4 Schéma bloc de la commande DTC de la MAS

Les références du couple électromagnétique et du flux statorique sont comparées à des valeurs estimées obtenues à partir d'un modèle de la MAS. L'équation de tension statorique est utilisée pour estimer le flux statorique, d'où l'angle du flux statorique peut être obtenu. Le courant mesuré et le flux estimés sont considérés pour l'estimation du couple. L'erreur entre la référence du

couple et le couple estimé sera transmise au contrôleur à hystérésis du couple ; l'erreur entre la référence du flux et le flux statorique estimé est transmise au contrôleur à hystérésis du flux. Le vecteur de commutation de l'onduleur peut être sélectionné à partir d'un tableau prédéfini (Tableau 2.2), en considérant les états de sortie des deux contrôleurs à hystérésis et la position du flux statorique (Fig.2.5).

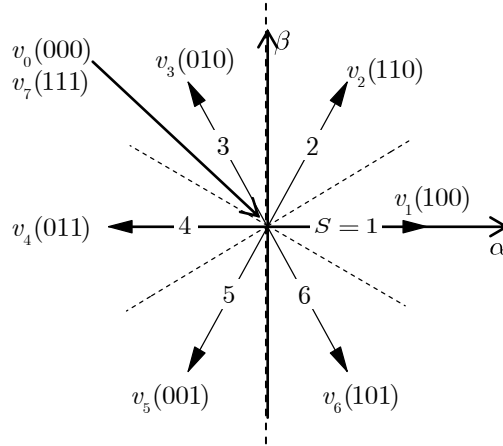


Fig. 2.5 Secteurs et vecteurs de tension.

Comme dans toute stratégie de contrôle de vitesse traditionnelle, un régulateur PI est considérée (Fig.2.6). La boucle de commande génère le couple de référence pour le régulateur à hystérésis de couple.

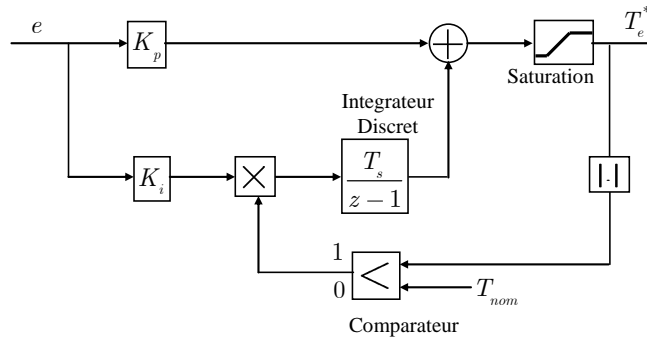


Fig. 2.6 régulateur PI de vitesse avec anti-windup

### 2.5.1. La table de commutation de DTC classique

La table de commutation pour la DTC classique à 6 secteurs est présentée par le Tableau 2.2. Les entrées de la table sont le secteur du flux statorique et les signaux de commande  $h_t$  et  $h_\psi$  qui

définissent l'augmentation requise ("1") ou la diminution ("-1") de l'amplitude du flux statorique et le couple, respectivement.

Tableau 2.2 Table de commutation classique de DTC à 6 secteurs

Sector	$(h_t \cdot h_\psi)$			
	(1,1)	(1,-1)	(-1,1)	(-1,-1)
1	$v_2$	$v_6$	$v_3$	$v_5$
2	$v_3$	$v_1$	$v_4$	$v_6$
3	$v_4$	$v_2$	$v_5$	$v_1$
4	$v_5$	$v_3$	$v_6$	$v_2$
5	$v_6$	$v_4$	$v_1$	$v_3$
6	$v_1$	$v_5$	$v_2$	$v_4$

### 2.5.2. Amélioration de la DTC en utilisant un tableau de commutation à douze secteurs

Améliorer les performances du contrôle DTC classique revient surtout à maîtriser la variation de la fréquence de commutation et réduire les ondulations sur le couple et sur le flux. Notre travail se concentre sur la minimisation des ondulations sur le couple et sur le flux ; pour cela nous allons aborder une solution basée sur l'affectation de la table de vérité avec table de 12 secteurs.

Dans le DTC classique à six secteurs, deux états de commutation par secteur ne sont pas pris en compte. Cela présente une confusion dans le contrôle du couple.

Dans le DTC douze secteurs, le vecteur  $v_1$  produit une forte augmentation du flux et une légère augmentation du couple. Au contraire,  $v_2$  produit une forte augmentation du couple et une faible augmentation du flux. Nous pouvons déduire qu'il est nécessaire de définir maintenant des variations de couple petites et grandes. Cela nécessite de diviser la bande d'hystérésis du couple en quatre parties. Ensuite, une table de consultation de douze secteurs est fournie comme indiqué dans le Tableau 2.3:

Tableau 2.3 Table de commutation de 12 secteurs

Secteurs ( $h_u \cdot h_\psi$ )	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
(1,2)	$v_2$	$v_3$	$v_3$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$	$v_6$	$v_1$	$v_1$	$v_2$
(1,1)	$v_2$	$v_2$	$v_3$	$v_3$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$	$v_6$	$v_1$	$v_1$
(1,-1)	$v_1$	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_3$	$v_3$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$	$v_6$
(1,-2)	$v_6$	$v_1$	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_3$	$v_3$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$
(0,2)	$v_3$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$	$v_6$	$v_1$	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_3$
(0,1)	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$	$v_6$	$v_1$	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_3$	$v_3$
(0,-1)	$v_5$	$v_5$	$v_6$	$v_6$	$v_1$	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_3$	$v_3$	$v_4$	$v_4$
(0,-2)	$v_5$	$v_6$	$v_6$	$v_1$	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_3$	$v_3$	$v_4$	$v_4$	$v_5$

## 2.6. Résultats de simulation

Un modèle de simulation du système a été établi par Simulink dans MATLAB. Une étude comparative entre le DTC 12 secteurs et le DTC classique à 6 secteurs est présentée. Pour obtenir une évaluation correcte entre les deux méthodes, les contrôleurs de vitesse PI sont configurés avec les mêmes paramètres. Le temps d'échantillonnage est fixé à 100µs. Les paramètres de la machines et du contrôleur sont donnés à l'annexe A. Des conditions de fonctionnement différentes sont utilisées pour les deux méthodes de contrôle.

Les performances en régime permanent avec couple de charge du moteur commandé sont présentées en premier lieu pour les deux méthodes. Ensuite, le test d'inversion du sens de rotation est présenté.

Pour les deux méthodes, les largeurs de bande choisies des contrôleurs d'hystérésis sont de  $\pm 0,01$  Wb pour le flux et de  $\pm 0.1$  N.m pour le couple.

### 2.6.1. Régime permanent avec couple de charge

Cette section présente les performances en régime permanent du DTC 12 secteurs et du DTC classique à 6 secteurs, lorsque la machine fonctionné à 1000 tr/min (105rad/s) avec couple de charge (5 Nm). Les figures 2.7 (a) et (b) montrent respectivement la vitesse, le courant du stator,

le couple développé et le flux du stator en régime permanent pour les deux méthodes. La référence du flux du stator est la valeur nominale (0.8Wb). Les résultats montrent que le DTC 12 secteurs donne des bonnes performances plus que le DTC classique; en particulier la réduction importante des ondulations de couple et de flux, qui conduit à une forme d'onde de courant sinusoïdale.

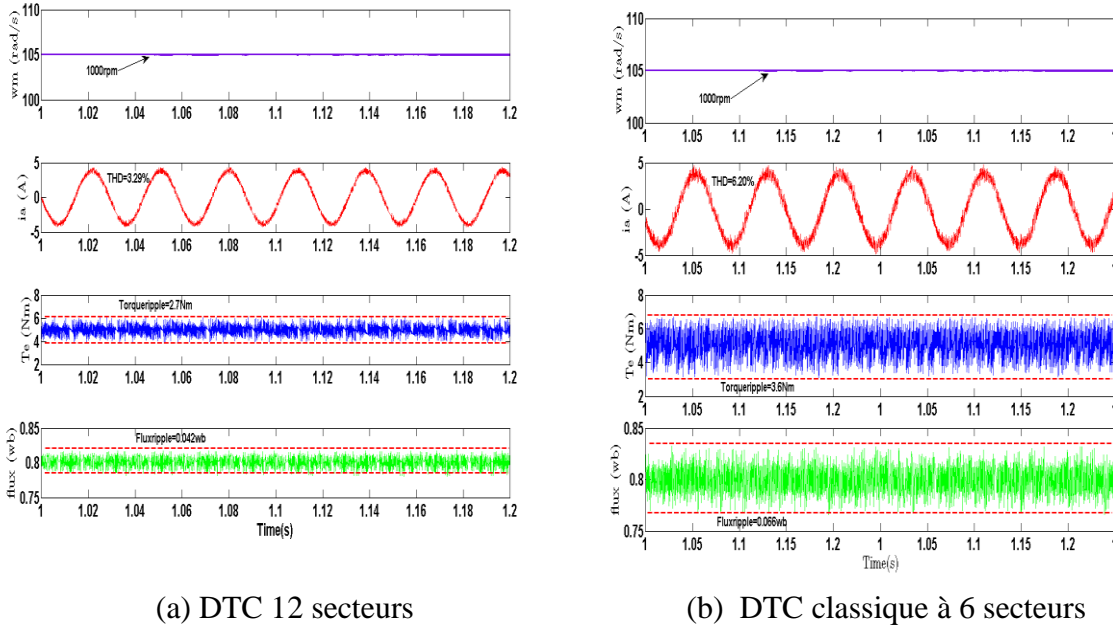
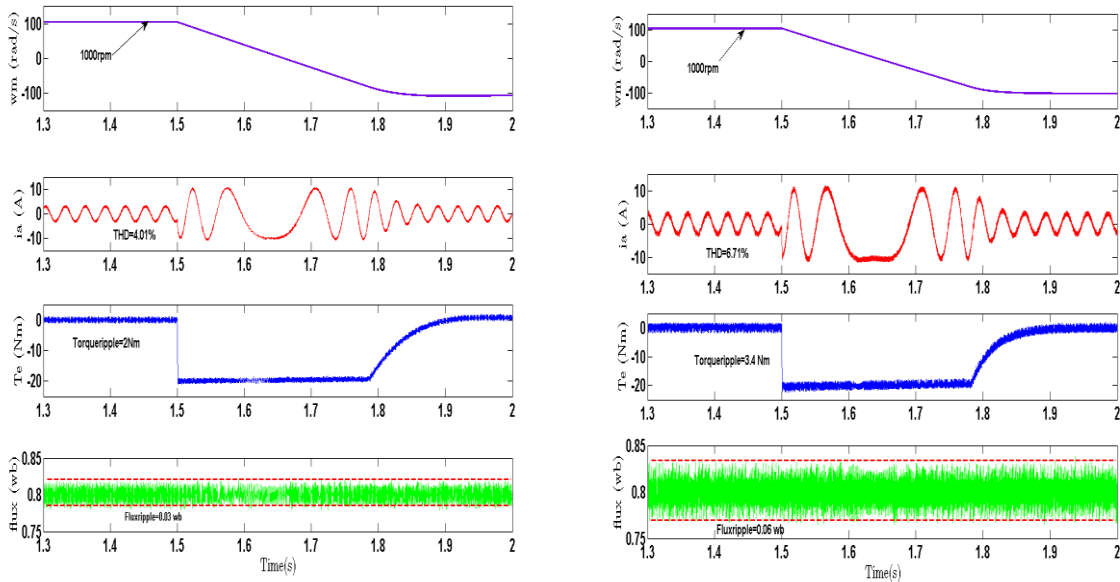


Fig. 2.7 Résultats de simulations pour 1000 tr/min avec 5.0 Nm couple de charge en régime permanent.

### 2.6.2. L'inversion du sens de rotation

La simulation suivante illustre une opération d'inversion du sens de rotation de 1000 à -1000 tr/min. Les figures 2.8 (a) et (b) montrent la dynamique de la vitesse, le couple développé, le flux statorique et le courant statorique pour les deux méthodes, respectivement. Les résultats montrent que le DTC 12 secteurs produit également de bonnes performances dynamiques en comparant avec le DTC classique. Cependant, un contrôle découplé du couple et du flux du stator est réalisé avec les deux méthodes.

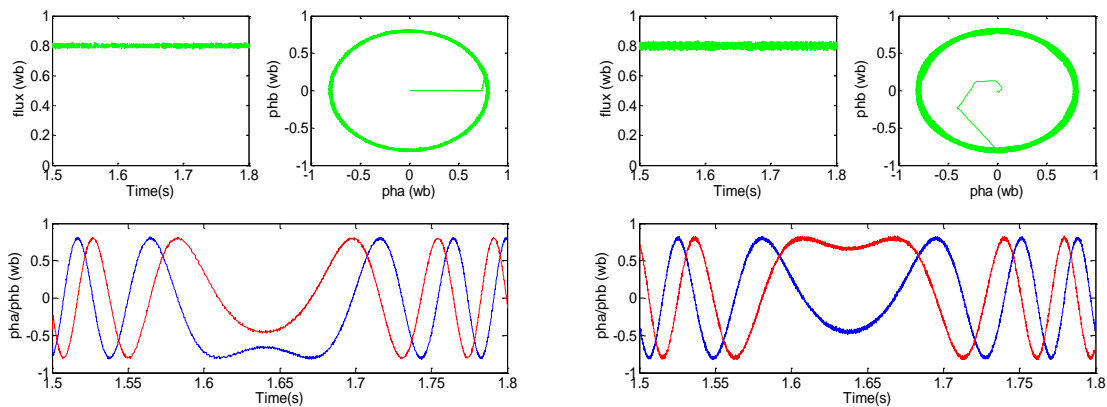


(a) DTC 12 secteurs

(b) DTC classique à 6 secteurs

Fig. 2.8 Résultats de simulation pour l'inversion du sens de rotation (1000 à -1000 tr/min)

Les figures 2.9 (a) et (b) montrent la dynamique des composantes de flux, l'amplitude du flux du stator et la trajectoire du flux pour les deux méthodes, respectivement. Les résultats montrent que le DTC 12 secteurs produit des performances dynamiques élevées par rapport au DTC classique, avec une réduction remarquable des ondulations du couple et du flux. L'inversion du sens du courant du stator et des composantes du flux est présentée pour les deux techniques. Les résultats montrent une forme d'onde du courant sinusoïdale avec un niveau réduit d'harmoniques pour le DTC12 secteurs.



(a) DTC 12 secteurs

(b) DTC classique à 6 secteurs

Fig. 2.9 composantes et trajectoire du flux statorique.

## 2.7. Résultats expérimentaux

Afin de valider les résultats obtenus par simulation, une partie de ce chapitre est consacrée à la réalisation d'une plateforme expérimentale pour l'entraînement de la MAS. Cette plateforme est réalisée dans le laboratoire de génie électrique de Biskra (LGEB) (Fig. 2.10). Elle est constituée d'un MAS à cage d'écurie de 3 kW alimenté par un onduleur (SIMEKRON). Une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) utilisée comme charge (génératrice) est couplée à l'arbre de MAS. Un rhéostat est placé en série avec l'armature du MSAP pour charger le moteur. La position du rotor est mesurée à l'aide d'un encodeur incrémental de 1024 points. Un autotransformateur connecté au réseau est utilisé pour l'alimentation électrique. Deux courants de phases sont mesurés par les capteurs de courant à effet Hall. La tension du bus continu est mesurée par un capteur de tension à effet Hall, respectivement. L'algorithme de contrôle est implémenté à l'aide de la carte dSPACE DS1104 avec logiciels Control Desk et MATLAB Simulink. Les paramètres de la MAS ont été obtenus par les essais conventionnels et sont donnés à l'annexe A.

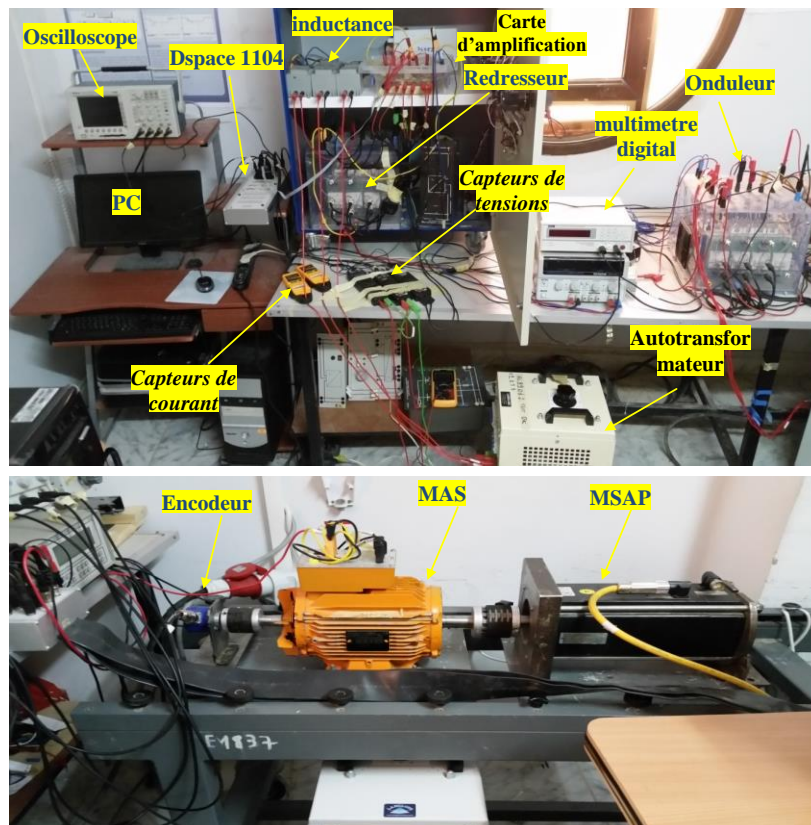


Fig.2.10 Plateforme expérimentale de la MAS (Lab. LGEB).

Différents tests ont été effectués en pratique pour évaluer les performances de la commande implantée en régime permanent et transitoire. Ils se résument par les points suivants :

- Démarrage à vide et régime permanent avec couple de charge.
- L'inversion du sens de rotation.
- Basse vitesse.
- Variation de la charge.

Les figures ci-dessous présentent les résultats expérimentaux de l'analyse comparative du DTC (a) 12 secteurs par rapport au DTC classique 6 secteurs (b).

2.7.1. Démarrage à vide et régime permanent avec couple de charge

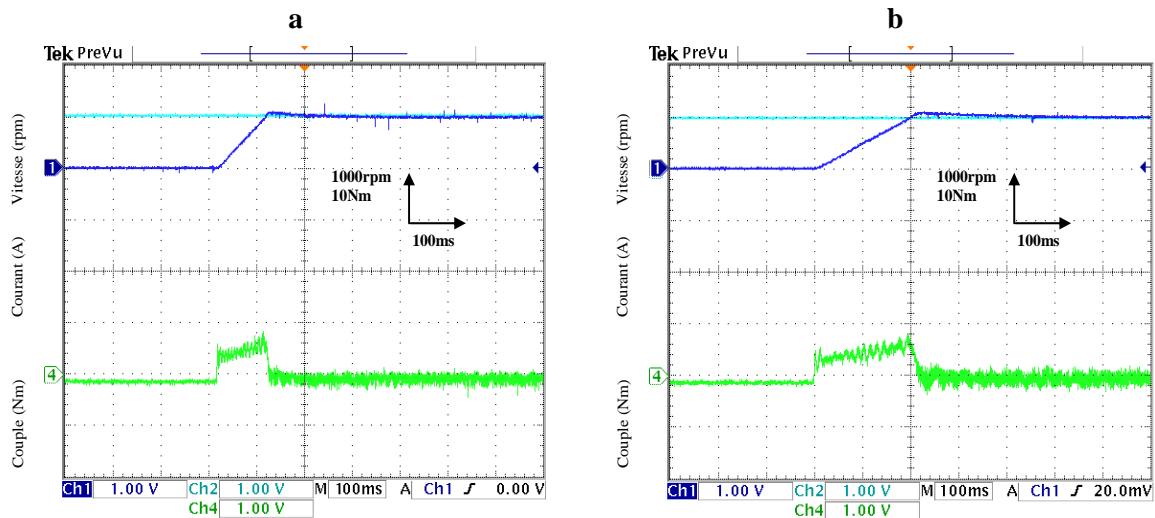


Fig.2.10 Démarrage à vide : réponses de vitesse rotorique et de couple électromagnétique.

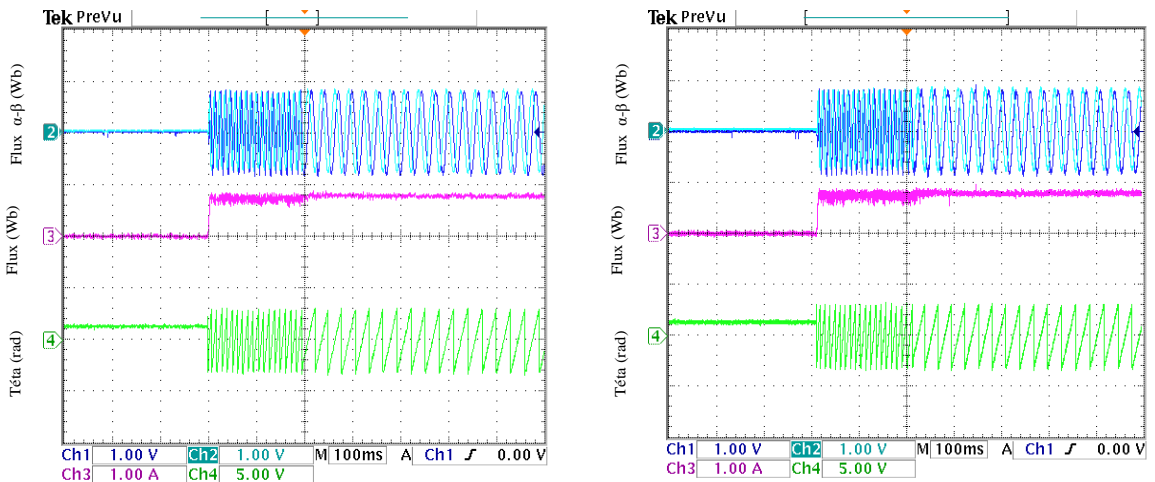


Fig.2.11 Démarrage à vide : Composantes du flux statorique ( $\psi_{s\alpha}$ ,  $\psi_{s\beta}$ ), L'amplitude du flux statorique et la position.



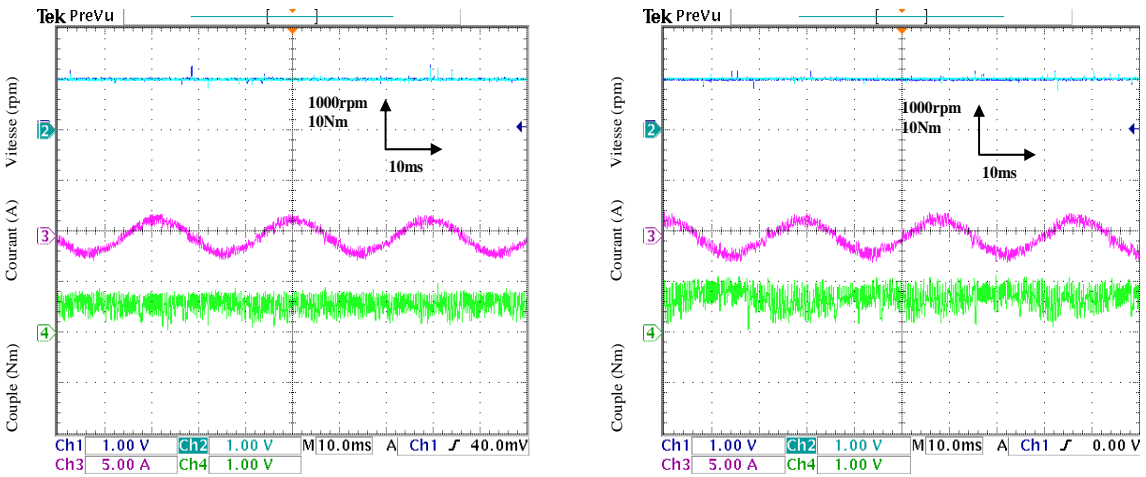


Fig.2.12 Régime permanent : réponses de vitesse rotorique, courant de phase statorique et de couple électromagnétique.

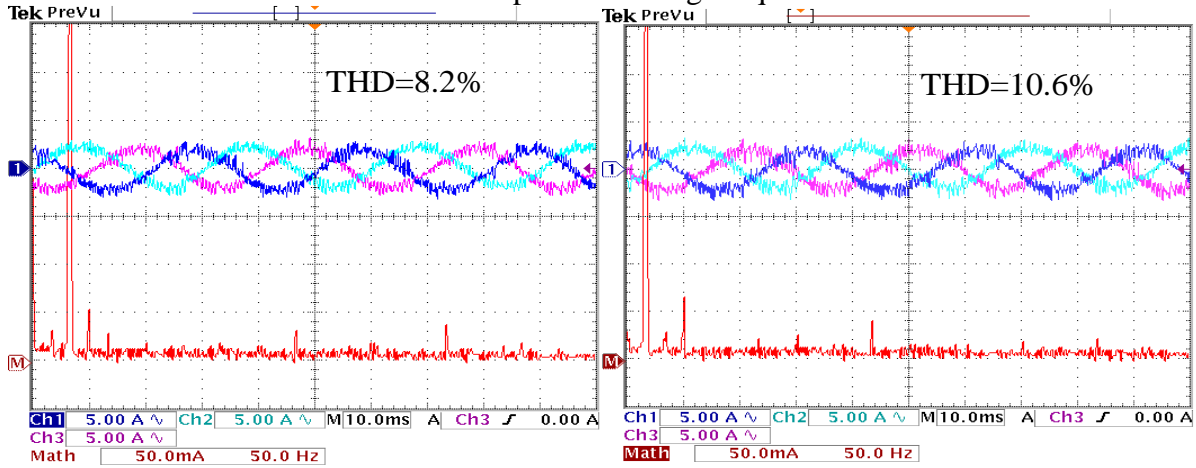


Fig.2.13 Spectre Harmoniques du courant statorique.

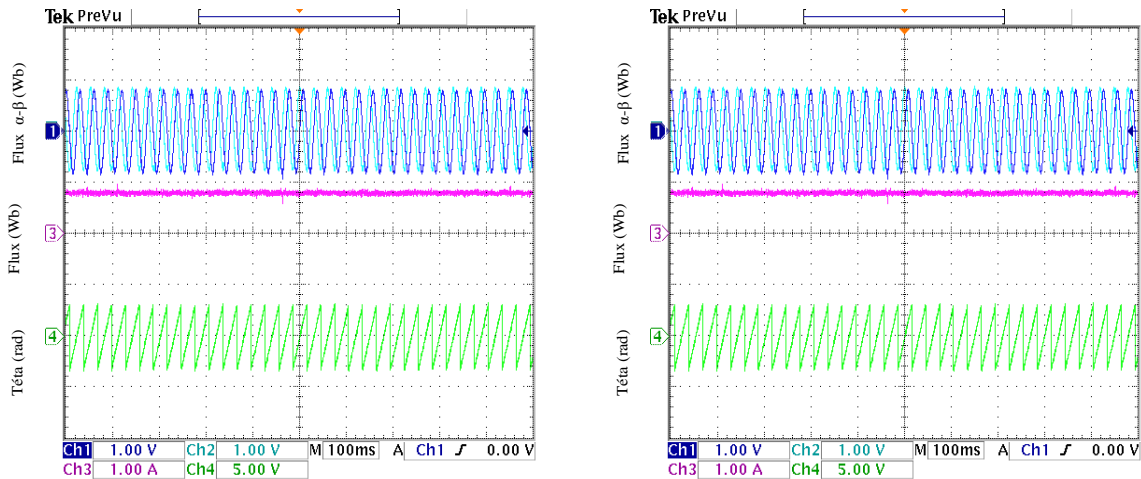


Fig.2.14 régime permanent : Composantes du flux statorique ( $\psi_\alpha$ ,  $\psi_\beta$ ), L'amplitude du flux statorique et la position.

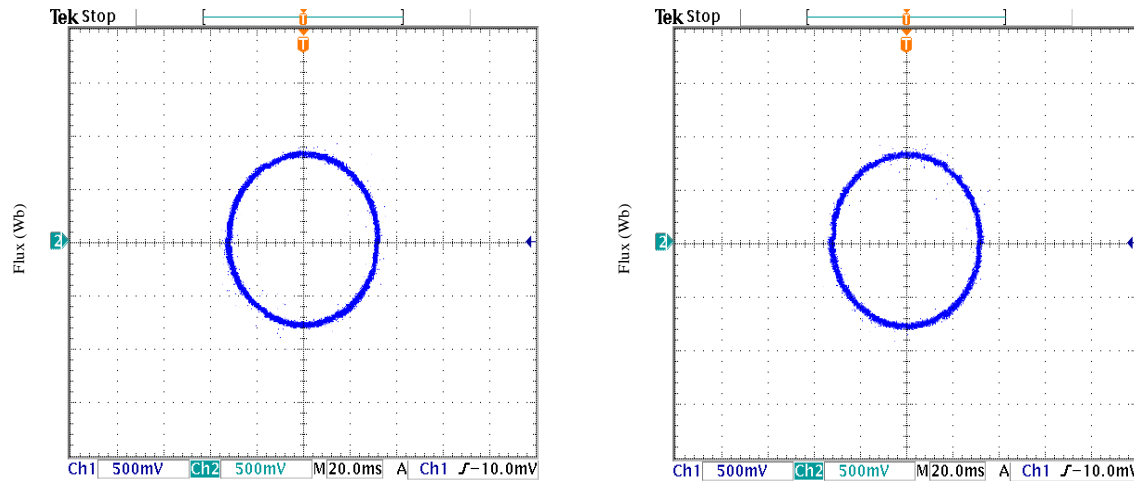


Fig.2.15 trajectoire circulaire du flux Statorique.

Fig.2.10 et Fig.2.12 montrent les résultats expérimentaux du démarrage à vide et en régime permanent du moteur pour DTC 12 secteurs et DTC classique à 6 secteurs. Les figures illustrent la vitesse rotorique (1div = 1000 tr/min) et le couple électromagnétique (1div = 10N.m). Les deux stratégies de contrôle sont caractérisées par une réponse de vitesse comparable et converge rapidement vers ses références sans dépassement. Il est clairement observé que le DTC 12 secteurs a moins d'ondulations de couple et de flux par rapport au DTC classique 6 secteurs.

Sur la Fig.2.12, le courant de phase statorique (1div = 5A) est présenté dans les mêmes conditions. On peut voir que le DTC 12 secteurs montre une meilleure forme d'onde sinusoïdale du courant avec moins d'harmoniques. De plus, il a été vérifié par l'analyse THD de la Fig.2.13 que le DTC 12 secteurs a un niveau harmonique plus bas (8,2%) que le DTC classique (10,6%).

Ensuite, La Fig.2.11 et Fig.2.14 illustrent les composantes du flux statorique ( $\psi_{s\alpha}$ ,  $\psi_{s\beta}$ ), l'amplitude du flux statorique (1div=1Wb) et la position au démarrage et en régime permanent. On peut voir que les ondulations de flux sont considérablement réduites dans le DTC 12 secteurs. L'évolution du flux dans le plan ( $\alpha, \beta$ ), est parfaitement circulaire avec minimum d'ondulations en DTC 12 secteurs (Fig.2.15).

### 2.7.2. L'inversion du sens de rotation

L'essai d'inversion de sens de rotation a été présenté dans les figures ci-dessous (Fig. 2,16-2,17). La référence de vitesse passe de (1000 tr/min à -1000 tr/min). Fig.2.16 illustre la vitesse rotorique, le courant de phase statorique et le couple électromagnétique. Un ZOOM est affiché dans la même figure.

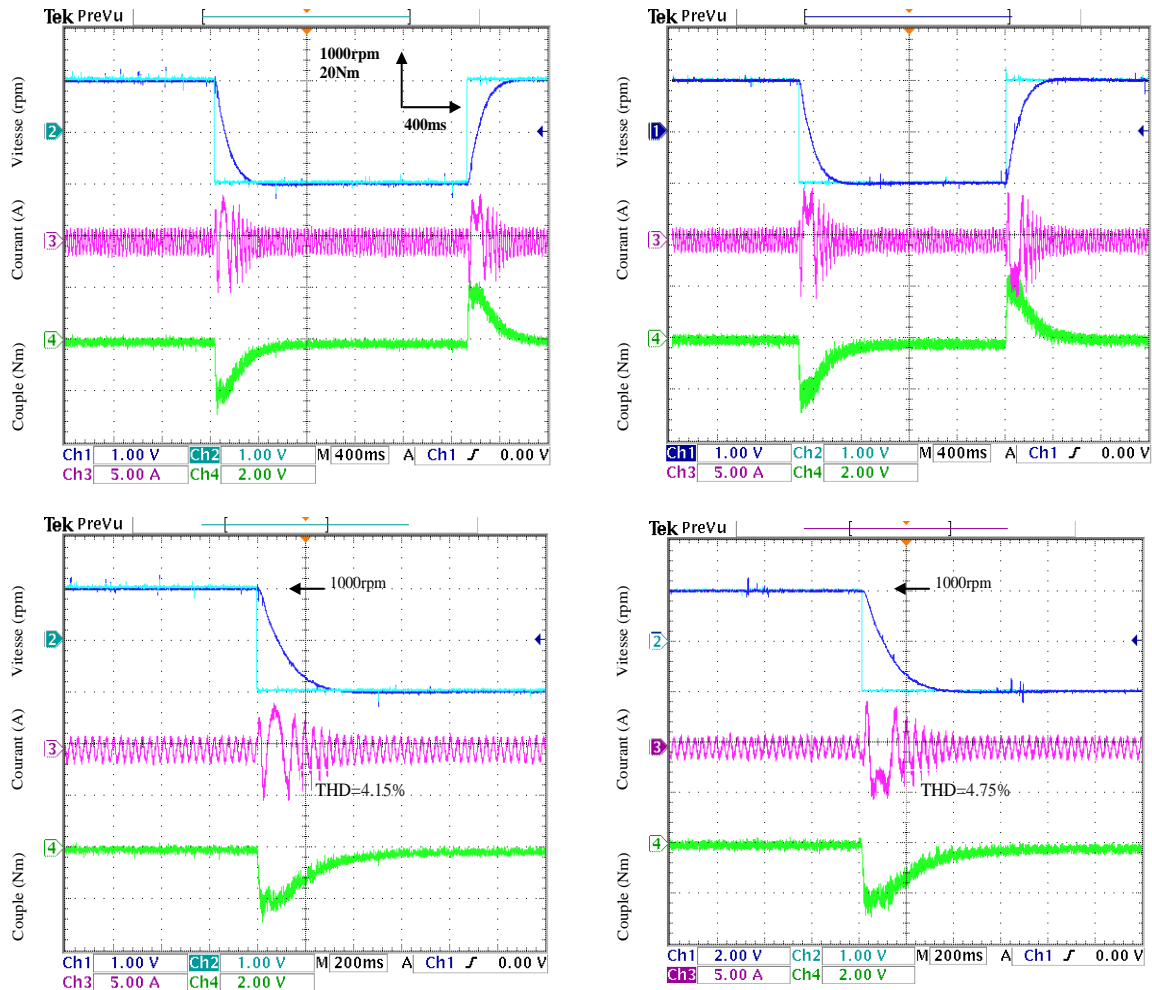


Fig.2.16 L'inversion du sens de rotation: réponses de vitesse rotorique, courant de phase statorique et de couple électromagnétique.

Les deux méthodes montrent un bon suivi dynamique de référence en transitoire et en régime permanent. Cependant, l'ondulation de couple des DTC 12 secteurs est plus faible que celle de DTC classique. L'inversion du sens du courant statorique est présentée pour les deux techniques. Ces résultats montrent une bonne forme d'onde sinusoïdale avec un niveau réduit d'harmoniques pour le DTC 12 secteurs. La Fig.2.17 présente les composantes du flux statorique ( $\psi_{s\alpha}$ ,  $\psi_{s\beta}$ ), L'amplitude du flux statorique et la position. Un ZOOM est affiché dans la même figure. Nous pouvons voir que le DTC 12 secteurs offre de faibles ondulations et harmoniques dans ces conditions de fonctionnement. Les deux stratégies montrent une dynamique rapide, malgré le niveau important d'ondulations pour le DTC classique. La position du flux est ajoutée pour indiquer que le sens de rotation est inversé.

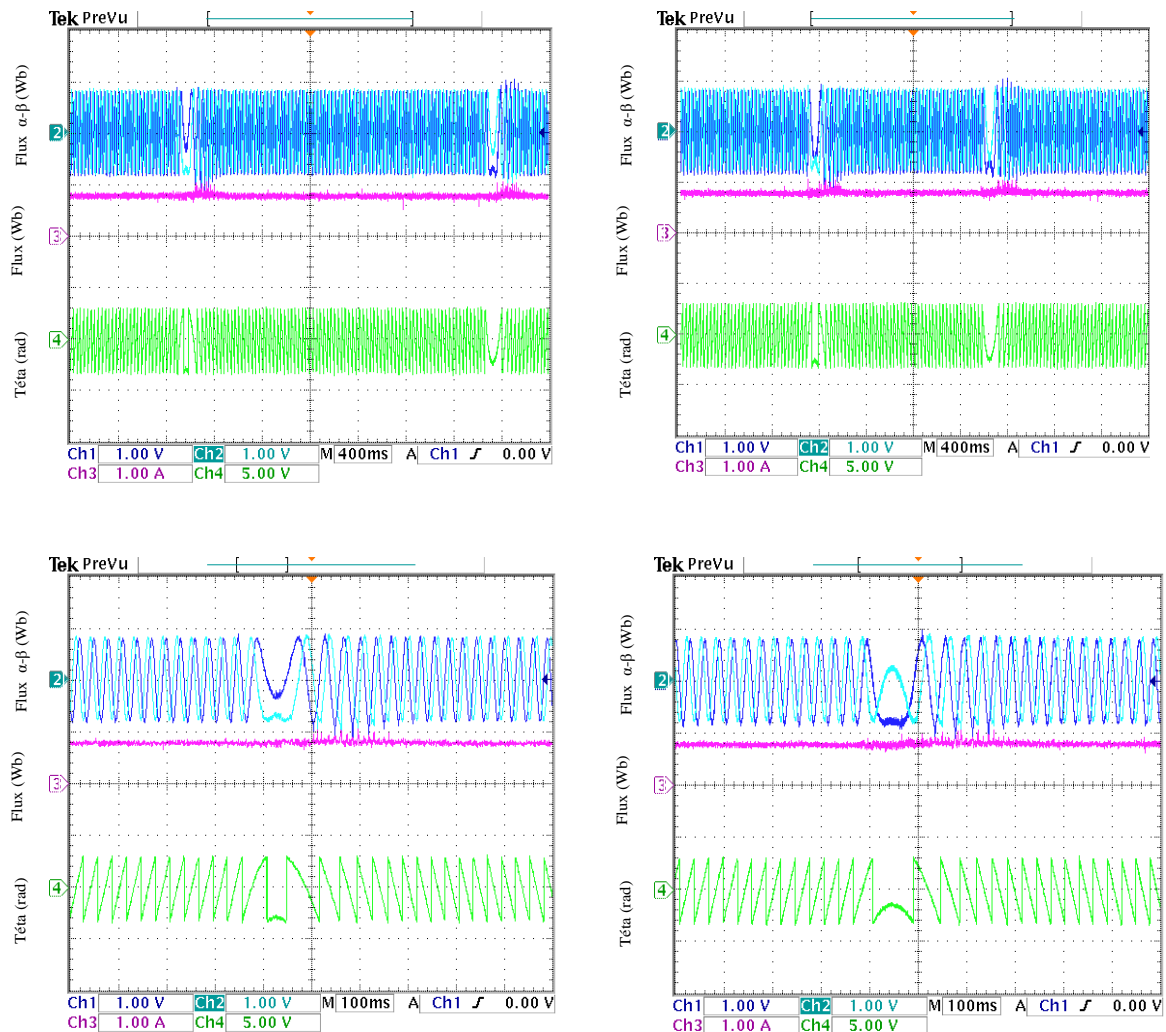


Fig.2.17 L'inversion du sens de rotation: Composantes du flux statorique ( $\psi_{\alpha}$ ,  $\psi_{\beta}$ ), L'amplitude du flux statorique et la position.

### 2.7.3. Basse vitesse

Pour tester les performances à basse et moyenne vitesse, la machine est entraînée à 200 et à 400 tr/min. les résultats sont représentés sur les Fig. 2.18-2.19. Il est clairement visible que le contrôleur de vitesse PI n'a aucun problème pour suivre sa référence pour les deux stratégies de contrôle. Cependant, le niveau d'harmoniques de courant a été augmenté spécialement pour le DTC classique à 6 secteurs (200 tr/min) comme illustré sur la Fig.2.18 (b). Il est plus clair dans ZOOM. Tandis que le DTC 12 secteurs a conservé une forme d'onde de courant acceptable Fig.2.18 (a).

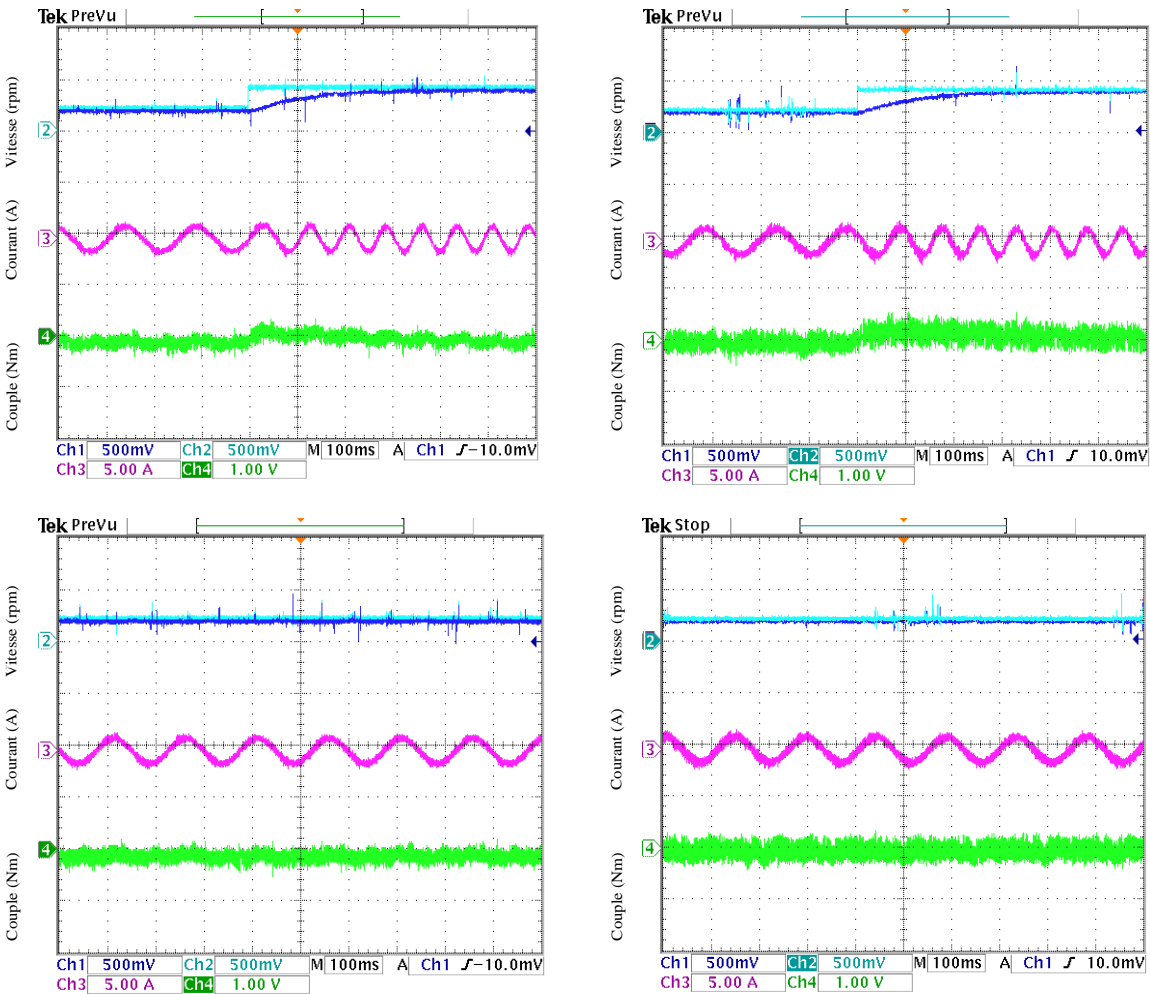


Fig.2.18 Basse vitesse : réponses de vitesse rotorique, courant de phase statorique et de couple électromagnétique (200tr/min à 400tr/min).

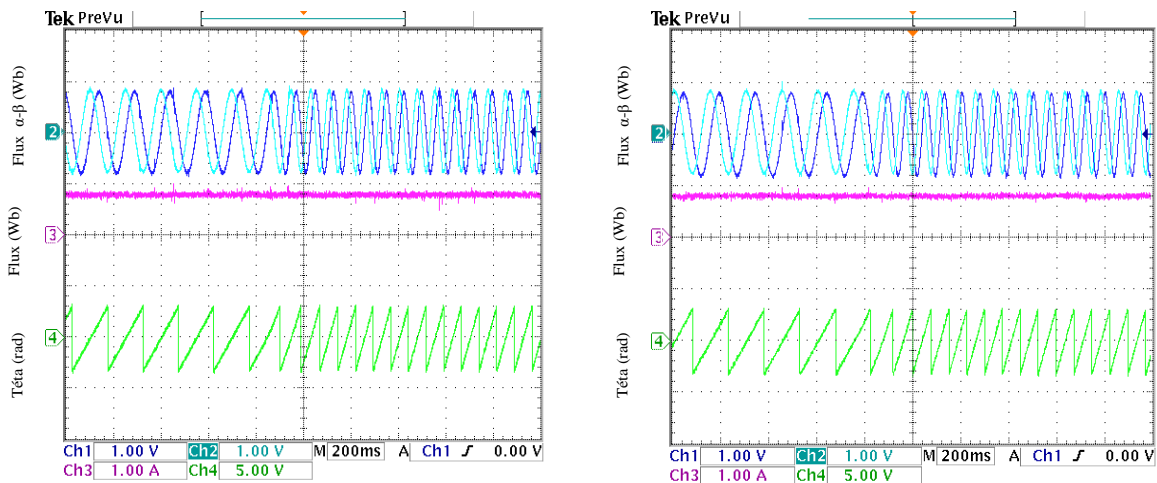


Fig.2.19 Basse vitesse : Composantes du flux statorique ( $\psi_{\alpha}$ ,  $\psi_{\beta}$ ), l'amplitude du flux statorique et la position.

Ensuite, la Fig.2.19 présente les composantes du flux statorique ( $\psi_{s\alpha}$ ,  $\psi_{s\beta}$ ), l'amplitude du flux statorique et la position. Les résultats montrent que la forme d'onde du flux est acceptable. Les performances du DTC classique ont été considérablement réduites lorsque la machine fonctionne à faible vitesse, à cause de la chute de la tension statorique, qui ne peut plus être négligée dans ce cas ; ce qui influe sur l'estimation du flux statorique.

### 2.7.4. Variation de la charge

Les résultats suivants montrent les performances du DTC classique à 6 secteurs et le DTC 12 secteurs, sous une variation de couple de charge de 10 (Nm) pendant que la machine tourne à 1000 tr/min.

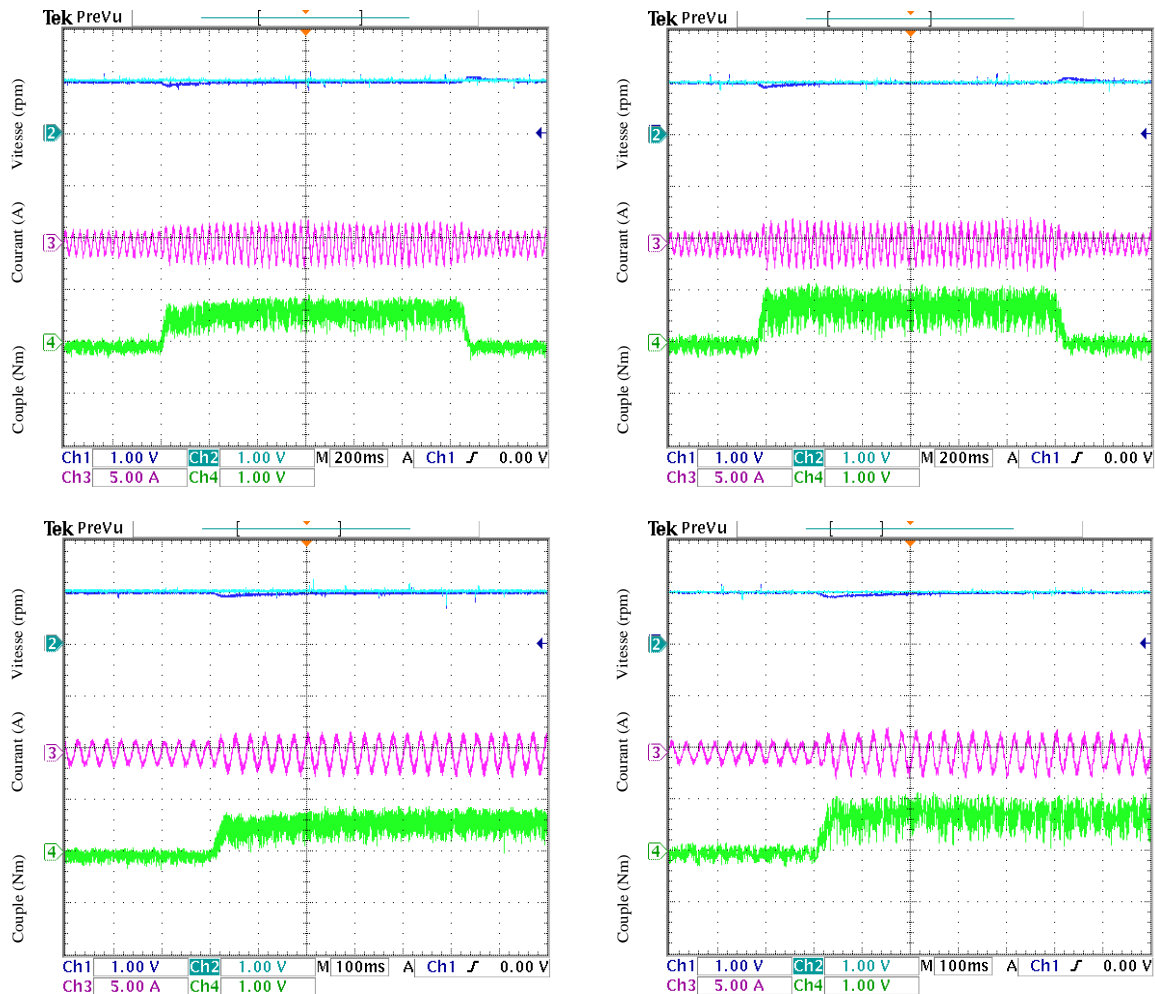


Fig.2.20 Variation de la charge : réponses de vitesse rotorique, courant de phase statorique et de couple électromagnétique.

Dans la Fig. 2.20, le comportement de la vitesse rotorique, courant de phase statorique et de couple électromagnétique lors d'une variation de charge, sont observés. Pendant le changement de couple de charge, le flux statorique reste constant à sa valeur nominale, ce qui assure un contrôle découplé du couple et du flux. La vitesse du moteur revient à sa valeur de référence dans un temps court (0,15 s) et les réponses de vitesse sont identiques pendant la perturbation de la charge pour les deux stratégies. Cependant l'ondulation de couple au niveau de la stratégie DTC classique est plus élevée par rapport au DTC 12 secteurs.

## 2.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la MAS et les convertisseurs de tension triphasés. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de Park et Clark, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone.

Les performances des deux méthodes DTC ont été étudiées et comparées par simulation numérique à l'aide de MATLAB/Simulink. De plus, une implémentation expérimentale a été élaborée afin de valider la théorie et les résultats de la simulation. Cela a été fait en utilisant le MATLAB / Simulink avec une interface en temps réel liée à la carte Dspace 1104. Les résultats expérimentaux obtenus ont également été discutés et ressemblaient aux résultats de simulation. Les résultats de simulation et pratique ont montrés clairement que les ondulations au niveau du couple et du flux sont considérablement réduites, en utilisant le DTC 12 secteurs. De plus, le courant de phase statorique est caractérisé par une bonne forme d'onde de courant avec moins d'harmoniques. En outre, le DTC 12 secteurs permet un meilleur contrôle dynamique dans les différentes conditions de fonctionnement, telles que l'application de la charge, l'inversion du sens de la vitesse et le fonctionnement à basse vitesse.

Le prochain chapitre présentera un algorithme de DTC basé sur un modèle de contrôle prédictif afin de surmonter les problèmes de la DTC classique à 6 et à 12 secteurs, afin de réduire en plus le les ondulations du couple et du flux, ainsi que la minimisation de la fréquence de commutation.

## 2.9. Bibliographiques

- [1] A. Ammar, *Amélioration des Performances de la Commande Directe de Couple (DTC) de La Machine Asynchrone par des Techniques Non-Linéaires*, PhD Thesis. 2017.
- [2] M. El-Hawary., *Induction Motors and Their Control*, Wiley-IEEE. 2002.
- [3] I. Takahashi and T. Noguchi, “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor,” *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986.
- [4] U. Baader, M. Depenbrock, and G. Gierse, “Direct self control of inverter-fed induction machine, a basis for speed control without speed-measurement,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 3, pp. 581–588, 1989.
- [5] F. Blaschke., “The principle of field orientation applied to the new trans-vector closed-loop control system for rotating field machines,” *Siemens Rev.*, p. 34:217– 220, 1972.
- [6] Z. Zhang, R. Tang, B. Bai, and D. Xie, “Novel Direct Torque Control Based on Space Vector Modulation With Adaptive Stator Flux Observer for Induction Motors,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 8, pp. 3133–3136, Aug. 2010.
- [7] F. Giri, *AC electric motors control advanced design techniques and applications*. 2013.
- [8] J. P. H. Benoît Robyns, Bruno Francois, Philippe Degobert, *Vector Control of Induction Machines, Desensitisation and Optimisation Through Fuzzy Logic*, Springer-V. 2012.
- [9] N. R. N. Idris and A. H. M. Yatim, “Direct Torque Control of Induction Machines With Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 758–767, Aug. 2004.



# **Chapitre 3**

## **Commande Prédicative Classique de la Machine Asynchrone**

### 3.1. Introduction

La technique modèle de commande prédictive (Model Predictive Control (MPC)) présente de nombreux avantages pour les systèmes d'entraînements qui nécessitent un contrôle dynamique élevé. Le concept est facile à comprendre et à implémenter, les contraintes et les non-linéarités peuvent être incluses et les cas multi variables peuvent être considérés. Ce schéma de contrôle nécessite beaucoup de calculs par rapport aux stratégies traditionnelles. Heureusement, les performances des processeurs actuels sont suffisamment puissantes pour rendre cette approche possible. La principale différence entre la commande prédictive et les stratégies traditionnelles est le pré calcul du comportement du système, et sa prise en compte dans l'algorithme de contrôle avant que la différence entre la référence et la valeur mesurée ne se produise. La boucle de retour Proportionnel-Intégrateur (PI) corrige la différence de contrôle quand elle est déjà apparue[1].

Dans ce chapitre on présente deux approches différentes pour commander la MAS. La première approche s'appelle la commande prédictive de couple (Predictive Torque Control : PTC) et utilise une fonction de coût unique construite par une combinaison linéaire des fonctions objectif, afin de déterminer le meilleur vecteur de tension à appliquer dans la prochaine période d'échantillonnage. Les erreurs du couple et du flux sont inclus dans une fonction de coût en utilisant des facteurs de poids[2][3]. Ces facteurs dépendent du point de fonctionnement et des paramètres du système. De plus, ils influencent sur les performances du contrôleur car ils déterminent l'importance relative du couple et du flux du stator. La mise en œuvre de PTC dépend fortement du modèle de système, c'est pourquoi ce sujet a été étudié dans le chapitre précédent. La deuxième approche s'appelle la commande prédictive de courant (Predictive Current Control : PCC), elle est basée sur la commande vectorielle (FOC). Le même principe est utilisé, mais les erreurs des courants sont inclus dans une fonction de coût sans utilisant des facteurs de poids. Enfin, les deux approches seront étudiées par simulation et mise en œuvre expérimentale dans différents modes de fonctionnement[4].

### 3.2. Commande prédictive de couple d'un MAS (PTC)

Comme déjà mentionné, PTC utilise la même approche que le DTC. Cela signifie que l'ensemble de l'algorithme de contrôle est effectué en coordonnées  $(\alpha - \beta)$ . Contrairement à cela, le FOC

utilise un système de coordonnées  $(d-q)$  est aligné sur le flux du rotor. La méthode d'Euler-forward est utilisée pour discrétiser les équations différentielles, pour la réussite de la mise en œuvre en temps réel.

### 3.2.1. Algorithme de la commande prédictive de couple

Le schéma PTC est représenté sur la Fig. 3.1; il comprend trois étapes: l'estimation du flux et du couple, la prédiction du flux et du couple, l'optimisation de la fonction de coût.

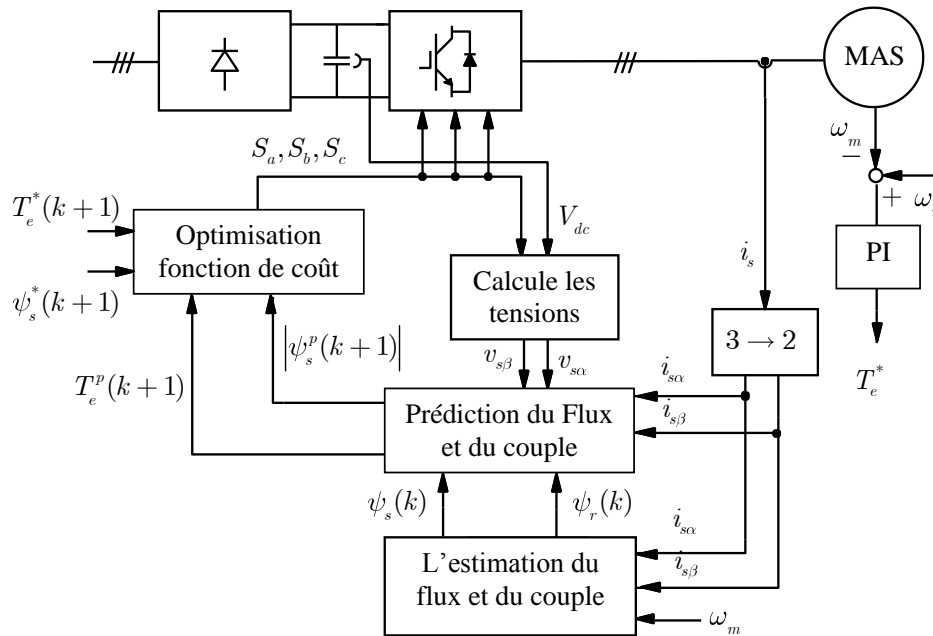


Fig. 3.1: schéma de base du PTC

### 3.2.2. Estimation du flux et du couple

Les performances de toutes les stratégies basées sur le DTC reposent principalement sur une estimation précise du flux du stator, obtenue grâce à l'utilisation des tensions et des courants du stator. Il existe deux familles différentes d'estimateurs de flux de stator qui sont basés sur le modèle de tension ou le modèle du courant, tels que définis par (2.1) et (2.2), respectivement. L'estimateur utilisant un modèle de tension nécessite moins de paramètres que celui basé sur le modèle du courant. Cependant, en pratique, l'intégrateur idéal dans (2.1) ne peut pas fonctionner correctement en raison d'un décalage de composante continue (DC offset) des capteurs de courant. Les DC offset dans les mesures des courants du stator sont inévitables, inhérentes aux capteurs de courant et aux circuits de conditionnement des signaux. Les erreurs provoquées par la DC offset s'accroissent pendant le processus d'intégration, ce qui entraîne l'instabilité du système

d'entraînement. La solution la plus communément adoptée consiste à utiliser un Filtre Passe-Bas (FPB) au lieu de l'intégrateur idéal. Dans des conditions de fonctionnement normales, le FPB peut toujours effectuer la tâche d'intégration. Lorsque le signal est continu, la constante de temps du filtre et le gain de compensation du FPB deviennent infinis et l'intégration ne peut plus être effectuée. Mais des erreurs d'amplitude et d'angle de phase seraient introduites par le FPB, et les mesures supplémentaires pour compenser les erreurs rendent le contrôleur plus complexe. Dans le PTC, les flux rotorique et statorique sont estimés par le modèle du courant de la MAS [5]. Ils peuvent être exprimés par les expressions suivantes.

$$\frac{d\vec{\psi}_r}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} \vec{i}_s - \left( \frac{R_r}{L_r} - j\omega_e \right) \vec{\psi}_r \quad (3.1)$$

$$\vec{\psi}_s = \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}_r + \sigma L_s \vec{i}_s \quad (3.2)$$

En utilisant l'approximation d'Euler-forward, la forme discrète de (3.1) et (3.2) peut être obtenues comme:

$$\vec{\psi}_r(k) = \vec{\psi}_r(k-1) + T_s \left[ R_r \frac{L_m}{L_r} \vec{i}_s(k) - \left( \frac{R_r}{L_r} - j\omega_e \right) \vec{\psi}_r(k-1) \right] \quad (3.3)$$

$$\vec{\psi}_s(k) = \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}_r(k) + \sigma L_s \vec{i}_s(k) \quad (3.4)$$

Ensuite, le couple électromagnétique estimé peut être obtenu comme:

$$\hat{T}_e(k) = 1.5p\mathfrak{S}m \vec{\psi}_s^*(k) \cdot \vec{i}_s(k) \quad (3.5)$$

### 3.2.3. Prédiction du flux et du couple

Puisque les variables de contrôle dans le PTC sont le flux statorique et le couple électromagnétique, leur comportement doit être prédit à l'étape d'échantillonnage  $(k+1)$ . En règle générale, le modèle de la tension statorique de la MAS est utilisé pour la prédiction de flux statorique et peut être exprimé en étapes de temps discrètes comme:

$$\vec{\psi}_s^p(k+1) = \vec{\psi}_s^p(k) + T_s \vec{v}_s(k) - T_s R_s \vec{i}_s^p(k) \quad (3.6)$$

Pour prédire le couple électromagnétique, le courant statorique est également prédit. Par conséquent, les prédictions du courant statorique et du couple peuvent être définies comme:

$$\vec{i}_s^p(k+1) = \left(1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma}\right) \vec{i}_s^p(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \times \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[ \left( \frac{k_r}{\tau_r} - k_r j\omega_e \right) \vec{\psi}_r^p(k) + \vec{v}_s(k) \right] \right\} \quad (3.7)$$

$$T_e^p(k+1) = 1.5p \Im m \left( \vec{\psi}_s^p(k+1) \cdot \vec{i}_s^p(k+1) \right) \quad (3.8)$$

Où  $k_r = \frac{L_m}{L_r}$  est le facteur de couplage du rotor,  $R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$  est la résistance équivalente référée

au stator,  $\tau_\sigma = \frac{L_\sigma}{R_\sigma}$  est la constante du temps transitoire du stator,  $L_\sigma = \sigma L_s$  est l'inductance de fuite

et  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$  est la constante de temps du rotor. Puisque la constante de temps du rotor est beaucoup

plus grande que le temps d'échantillonnage et que le flux rotorique se déplace très lentement par rapport au flux statorique, on peut supposer que  $\omega(k) = \omega(k+1)$  et  $\psi_r(k) = \psi_r(k+1)$ , respectivement, [6].

#### 3.2.4. Optimisation de la fonction de coût

Dans le PTC, généralement, la fonction de coût comprend des valeurs absolues d'erreur de couple et d'erreur de flux. Par conséquent, la fonction de coût peut être définie comme [7] :

$$g = \left| T_e^*(k+1) - T_e^p(k+1) \right| + \lambda_p \left| \left| \psi_s^* \right| - \left| \psi_s^p(k+1) \right| \right| \quad (3.9)$$

Où  $T_e^*(k+1)$  est le couple de référence,  $T_e^p(k+1)$  est le couple prédit, il est générée par un régulateur de vitesse PI,  $\left| \psi_s^* \right|$  est le flux du stator de référence qui est toujours maintenu constant et  $\left| \psi_s^p(k+1) \right|$  est le flux du stator prédit. Dans cette étude, le facteur de poids  $\lambda_p$  détermine l'importance relative du flux statorique par rapport au couple. Etant donné que le temps d'échantillonnage est très petit, on suppose que  $T_e^*(k+1) = T_e^*(k)$ .

Des contraintes dures peuvent également être ajoutées aux fonctions de coût. Les contraintes dures sont une caractéristique de sécurité qui limite l'amplitude du courant de démarrage. Si, par exemple, le courant prévu dépasse la limite maximale ( $I_{\max}$ ) pour le moteur, une pénalité est ajoutée à la fonction de coût. Dans l'équation 3.9, l'infini est ajouté à la fonction de coût si  $I_{\max}$  est dépassé ; la fonction de coût prend la valeur  $g = \infty$ , ce qui signifie que ce vecteur de tension n'est pas choisi. Si le courant prédit est inférieur à  $I_{\max}$ , zéro est ajouté à la fonction de coût et seul le vecteur de tension qui minimise l'erreur actuelle est choisi.

Pour éviter la surintensité, la fonction de coût  $g$  doit contenir un autre terme  $I_m$

Par conséquent, le terme  $I_m$  peut être défini comme [8] :

$$I_m = \begin{cases} \infty & \text{Si } \left| \vec{i}_s^p(k+1) \right| > I_{\max} \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (3.10)$$

Par conséquent, la fonction de coût totale  $g$  est donnée par:

$$g = \left| T_e^*(k+1) - T_e^p(k+1) \right| + \lambda_p \left\| \vec{\psi}_s^* - \vec{\psi}_s^p(k+1) \right\| + I_m \quad (3.11)$$

Le terme  $I_m$  n'a pas besoin de facteur de poids. Le vecteur de tension ayant la valeur minimale de  $g$  sera sélectionné comme vecteur optimal  $v_{opt}$  et sera appliqué au moteur par l'onduleur dans l'instant d'échantillonnage suivant.

#### 3.2.5. Compensation du temps de retard de calcul

En implémentation expérimentale, le temps de calcul d'un algorithme de contrôle introduit un temps de retard à l'étape  $(k+1)$  qui doit être compensé. Cela se fait par deux étapes de prédiction  $(k+2)$ . Ainsi, pour résoudre ce problème, le vecteur de tension optimal est sélectionné en minimisant la fonction de coût suivante[9].

$$g = \left| T_e^*(k+2) - T_e^p(k+2) \right| + \lambda_p \left\| \vec{\psi}_s^* - \vec{\psi}_s^p(k+2) \right\| + I_m \quad (3.12)$$

### 3.3. Commande prédictive de courant d'un MAS (PCC)

Le PCC par rapport au PTC, utilise le principe de FOC: au lieu d'effectuer le contrôle en coordonnées de stator fixe, une transformation de coordonnées de stator fixe  $(\alpha-\beta)$  au

coordonnées  $(d-q)$  orientées flux rotorique est réalisée de telle façon qu'une commande indépendante du courant  $i_{ds}$  produisant le flux et du courant  $i_{qs}$  produisant le couple est possible.

### 3.3.1. Algorithme de la commande prédictive de courant

Le schéma PCC est représenté sur la Fig.3.2; il comprend trois étapes: l'estimation du flux, la prédiction de courant et l'optimisation de la fonction de coût.

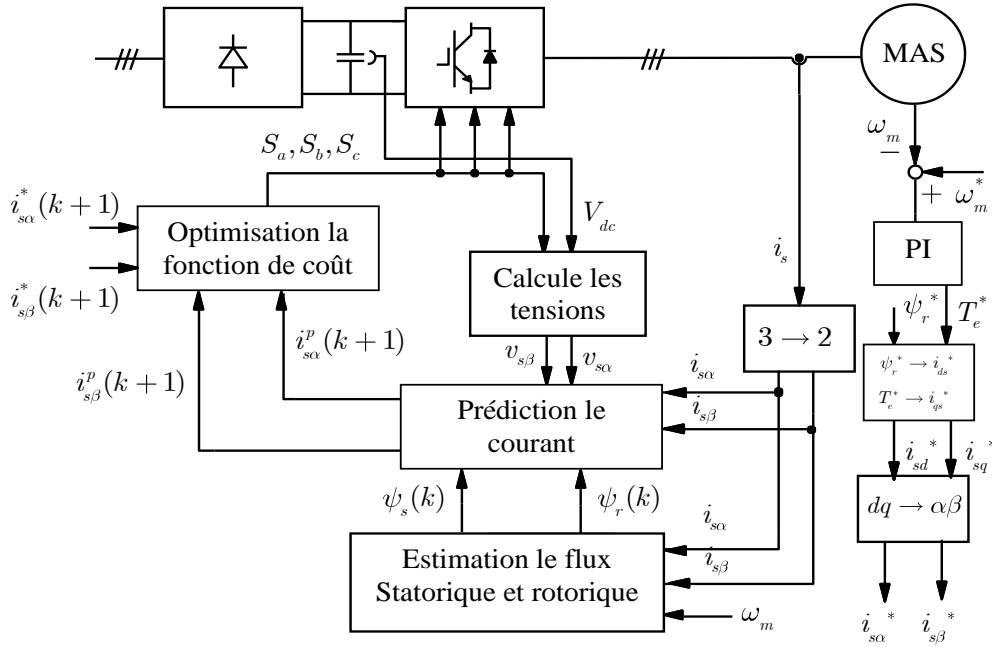


Fig. 3.2: schéma de base du PCC

### 3.3.2. Estimation du flux

Cette étape est similaire à la phase précédente de la méthode PTC. Le modèle de courant de la MAS est choisi pour estimer le flux rotorique. Ensuite, une relation simple entre le flux statorique et rotorique est utilisée pour estimer le flux statorique. Par conséquent, les flux rotorique et statorique estimés sous la forme discrétisé peuvent être exprimés comme suit:

$$\vec{\hat{\psi}}_r k = \vec{\hat{\psi}}_r k-1 + T_s \left[ R_r \frac{L_m}{L_r} \vec{i}_s k - \left( \frac{R_r}{L_r} - j\omega_e k \right) \vec{\hat{\psi}}_r k-1 \right] \quad (3.13)$$

$$\vec{\hat{\psi}}_s k = \frac{L_m}{L_r} \vec{\hat{\psi}}_r k + \sigma L_s \vec{i}_s k \quad (3.14)$$

L'estimation du couple n'est pas requise dans le PCC, mais la génération des courants de référence est nécessaire. Le couple de référence  $T_e^*$  est généré de manière externe par un régulateur de vitesse PI et la référence de l'amplitude du flux rotorique est considérée comme une valeur constante. Les valeurs de référence correspondantes pour le flux rotorique et les courants produisant le couple  $i_{qs}^*$  et  $i_{ds}^*$  sont données par :

$$i_{ds}^* = \frac{|\psi_r^*|}{L_m} \quad (3.15)$$

$$i_{qs}^* = \frac{2L_r T_e^*}{3L_m |\psi_r^*|} \quad (3.16)$$

Dans la fonction de coût, les valeurs des composantes du courant statorique dans le repère  $\alpha - \beta$  sont requises. La transformation de Park inverse est présentée pour satisfaire à cette exigence comme suit:

$$\begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d \\ q \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

Où  $\theta$  est l'angle de rotation.

### 3.3.3. prédiction du courant

Le courant statorique doit être prédit à l'étape d'échantillonnage  $(k+1)$ . Ainsi, les prédictions du courant statorique peuvent être données par l'expression suivante :

$$\vec{i}_s^p(k+1) = \left(1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma}\right) \vec{i}_s^p(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \times \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[ \begin{pmatrix} k_r \\ \tau_r \end{pmatrix} - k_r j \omega_e k \right] \vec{\psi}_r^p(k) + \vec{v}_s^p(k) \right\} \quad (3.18)$$

### 3.3.4. Optimisation de la fonction de coût

Une fonction de coût prédéfinie les variables prédites, elle inclut des valeurs absolues des erreurs des composantes du courant statorique  $i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha}^p$ ,  $i_{s\beta}^* - i_{s\beta}^p$  et le terme limitant la surintensité  $I_m$  peut être définie comme :

$$g = \left| i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha}^p(k+1) \right| + \left| i_{s\beta}^* - i_{s\beta}^p(k+1) \right| + I_m \quad (3.19)$$

Où  $i_s^*$  est le courant de référence,  $i_s^p$  est le courant prédit.

Pour réduire la fréquence de commutation, un terme de transition de commutation est inclus dans la fonction de coût et peut être donné comme.



$$n_{sw} = \sum_{x=a,b,c} |S_x^{k+1}| - S_x^k \quad (3.20)$$

Où  $S_x^{k+1}$  l'état de commutation probable pour l'instant suivant ( $k+1$ );  $S_x(k)$  est l'état de commutation appliqué à l'onduleur à l'instant ( $k$ ) et  $i$  l'indice des vecteurs de tension possibles  $\{v_0 \dots v_7\}$ .

La fonction de coût totale  $g$  avec compensation du retard du temps de calcul est donnée par:

$$g = |i_{sx}^* - i_{sx}^p(k+2)| + |i_{s\beta}^* - i_{s\beta}^p(k+2)| + \lambda_n n_{sw} + I_m \quad (3.21)$$

Où  $\lambda_n$  est le facteur de poids de  $n_{sw}$ . Le vecteur de tension ayant la valeur minimale de  $g$  sera sélectionné comme vecteur optimal  $v_{opt}$  et sera appliqué au moteur par l'onduleur à l'instant d'échantillonnage suivant.

### 3.4. Résultats de simulation

Pour vérifier l'efficacité des deux méthodes PTC et PCC, une comparaison par simulation dans l'environnement MATLAB/Simulink est effectuée. Les paramètres de la machine et du contrôleur sont donnés à l'annexe A. Pour obtenir une comparaison équitable entre les deux méthodes, les contrôleurs de vitesse PI sont configurés avec les mêmes paramètres.

#### 3.4.1. Régime permanent avec couple de charge

Le premier test consiste à vérifier les comportements du système en régime permanent. Les deux méthodes fonctionnent à la vitesse de 1000 tr/min (100rad/s) avec une charge de 5 Nm. Pendant le test, la vitesse mesurée, le couple électromagnétique, le courant statorique et le flux sont observés. Les résultats de simulation associés à la méthode PCC et à la méthode PTC sont présentés aux Fig. 3.3(a) et 3.3(b), respectivement. A partir des courbes, nous pouvons voir que les deux méthodes ont des comportements similaires pour ce régime de fonctionnement. Pour la méthode PCC la forme d'onde du courant est légèrement meilleure par rapport à la méthode PTC. Cependant, pour les ondulations de couple, la méthode PTC présente moins d'ondulations en comparant avec la méthode PCC.

#### 3.4.2. L'inversion du sens de rotation

Les performances dans toute la plage de vitesse sont étudiées dans ce test. Le moteur passe de la vitesse +1000 tr/min à la vitesse -1000 tr/min. Pendant ce processus dynamique, la vitesse

### Chapitre 3 Commande prédictive Classique de la machine asynchrone

mesurée, le couple électromagnétique, le courant statorique et le flux sont observés. Les résultats des deux méthodes sont représentés sur les Fig. 3.4(a) et 3.4(b). Il est clair que les deux méthodes ont des performances très similaires. Le temps de stabilisation est pratiquement le même, il est de l'ordre de 300 ms. Les ondulations de couple dans le cas de la méthode PTC sont légèrement inférieures à celles de la méthode PCC. De ces simulations, nous pouvons conclure que les deux méthodes peuvent fonctionner dans toute la plage de vitesse avec un bon comportement, à pleine charge et en régimes stables. Dans la section suivante, d'autres comparaisons seront faites en utilisant des résultats expérimentaux.

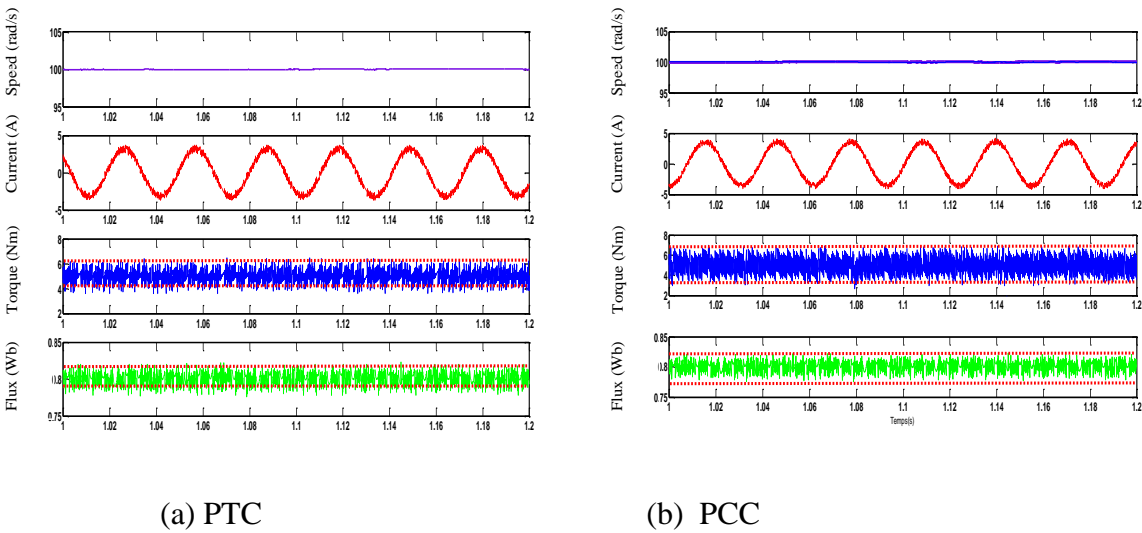


Fig. 3.3 Résultats de simulations pour 1000 tr/min avec 5.0 Nm couple de charge en régime permanent.

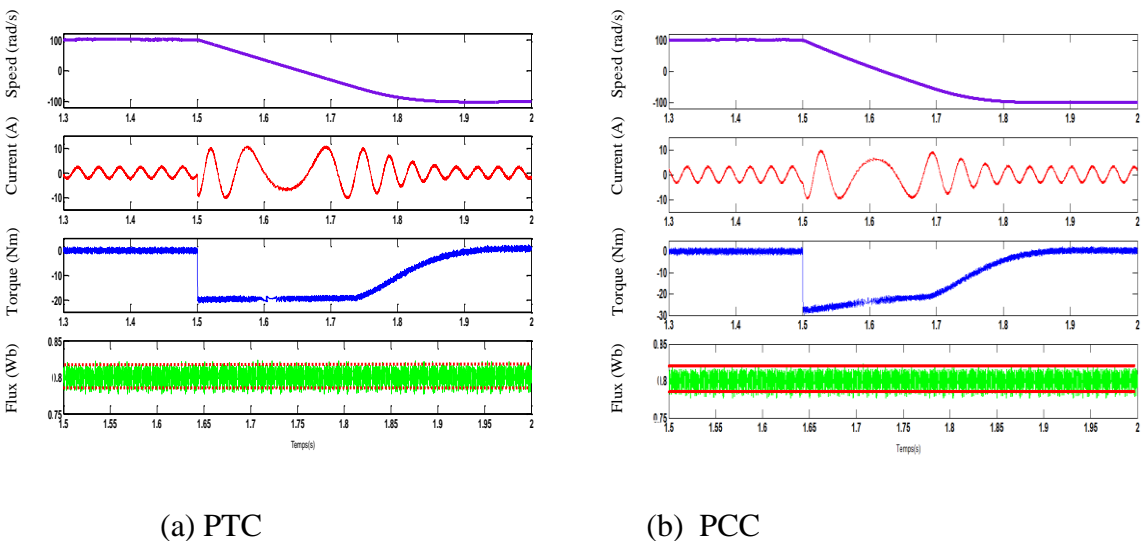


Fig. 3.4 Résultats de simulation pour l'inversion du sens de rotation (1000 à -1000 tr/min)

### 3.5. Résultats expérimentaux

Les deux méthodes PTC et PCC sont validées expérimentalement sur notre banc d'essai. Pour garantir une comparaison équitable, les deux méthodes utilisent la même fréquence d'échantillonnage de 10 kHz et les mêmes paramètres pour le contrôleur PI de vitesse. L'équation (3.19) indique que la méthode PCC n'a pas besoin du facteur de poids. Deux courants sont contrôlés de manière identique. Cependant, la méthode PTC possède un facteur de poids  $\lambda_p$ . Pour évaluer équitablement les performances, nous implémentons d'abord l'algorithme PCC en enregistrant la fréquence de commutation moyenne. La validation de la méthode PTC montre qu'en ajustant le facteur de poids, on peut atteindre une fréquence de commutation très similaire à celle atteinte avec la méthode PCC. Enfin, les deux méthodes ont presque la même fréquence de commutation moyenne.

Les figures ci-dessous présentent les résultats expérimentaux de l'analyse comparative du PTC (a) par rapport au PCC (b).

#### 3.5.1. Démarrage à vide et régime permanent avec couple de charge

Le premier test montre la performance des stratégies PTC et PCC au démarrage à vide et en régime permanent. Le point de fonctionnement sélectionné prend en compte une vitesse du rotor de 1000tr/min avec un couple de charge de 5Nm.

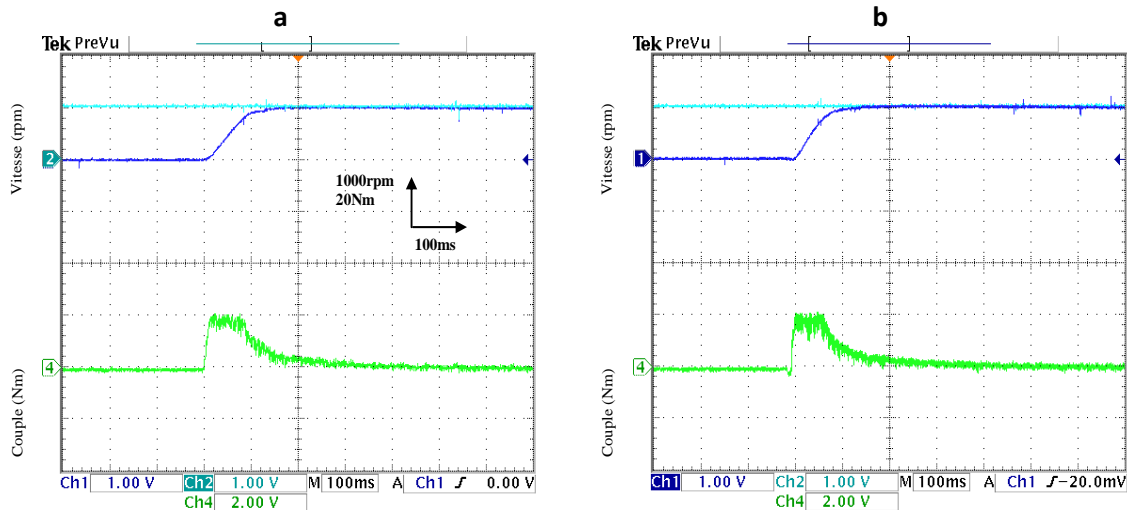


Fig.3.5 Démarrage à vide : réponses de vitesse et de couple électromagnétique.

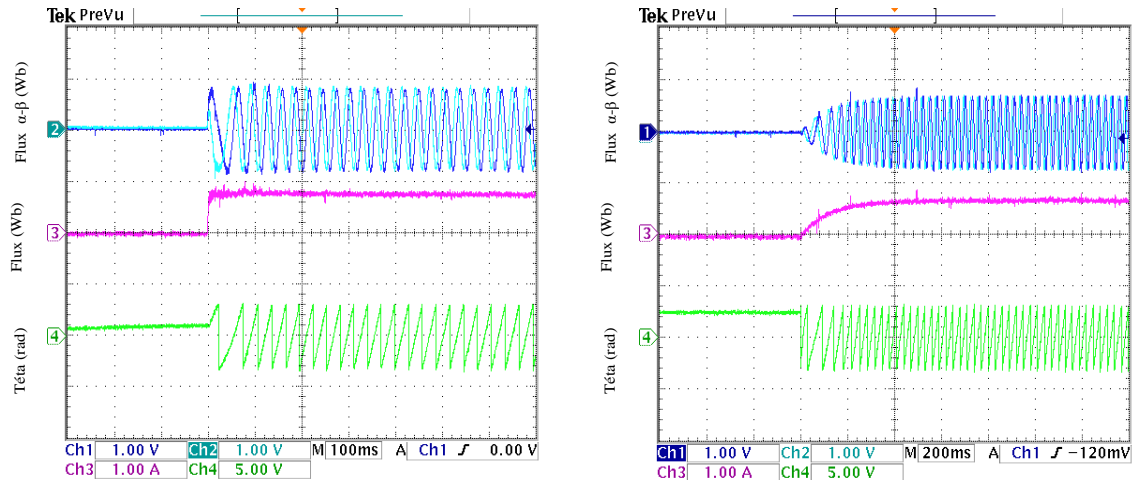


Fig.3.6 Démarrage à vide : Composantes du flux statorique ( $\psi_\alpha$ ,  $\psi_\beta$ ), amplitude du flux statorique et position.

La Fig.3.5 illustre la vitesse du rotor (1div = 1000tr/min) et le couple électromagnétique (1div = 10N.m). Il est à noter que les deux techniques ont une réponse vitesse/couple similaire, puisque les deux méthodes utilisent le même régulateur de vitesse PI en boucle externe. La Fig.3.6 illustre l'amplitude du flux statorique, les composantes du flux et la position respectivement. Il est clair d'après la Fig.3.6 (a) que le PTC est caractérisé par une dynamique du flux très rapide, avec un suivi presque instantané de la référence.

La Fig. 3.7 présente la vitesse de rotation, le courant statorique et le comportement du couple en régime permanent. On peut observer que le courant statorique dans la méthode PCC présente une faible distorsion et une faible ondulation par rapport à la méthode PTC. Le spectre harmonique du courant statorique est présenté dans la Fig. 3.8.

En tenant compte du THD du courant statorique et de la complexité du choix du facteur de poids, la stratégie PCC présente un avantage par rapport au PTC. Cependant, le PCC présente un taux d'ondulations de couple élevé par rapport à la méthode PTC. La fréquence moyenne de commutation pour les deux stratégies est équivalente, elle est de l'ordre de 2,7 kHz.

Les Fig. 3.9 et 3.10 représentent l'amplitude du flux statorique, les composantes du flux, la position et la trajectoire circulaire du flux. Les amplitudes du flux ont de faibles ondulations et suivent la valeur de référence (1div = 1Wb). Les composantes du flux, ainsi que la trajectoire montrent aussi des performances comparables.

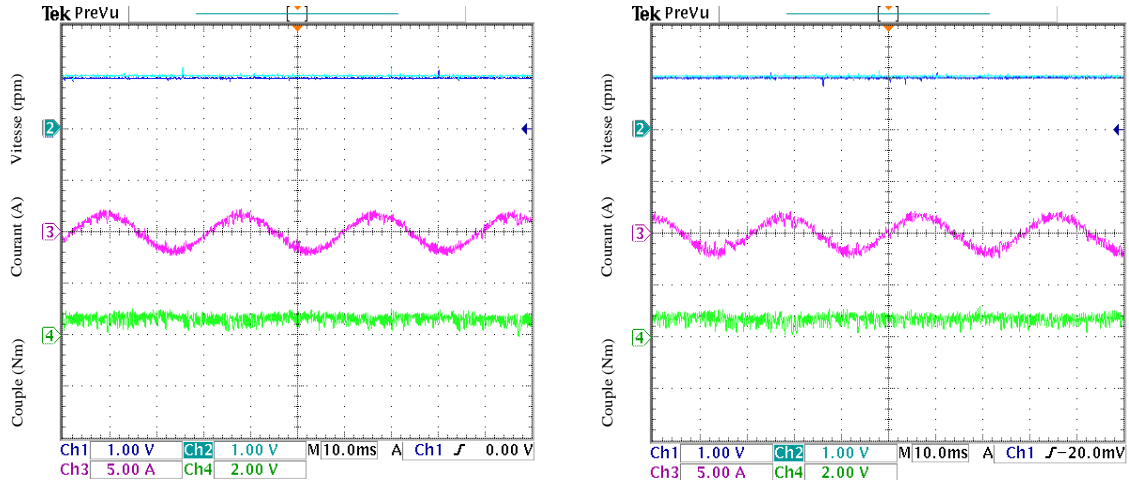


Fig.3.7 Régime permanent : réponses de vitesse rotorique, courant de phase statorique et de couple électromagnétique.

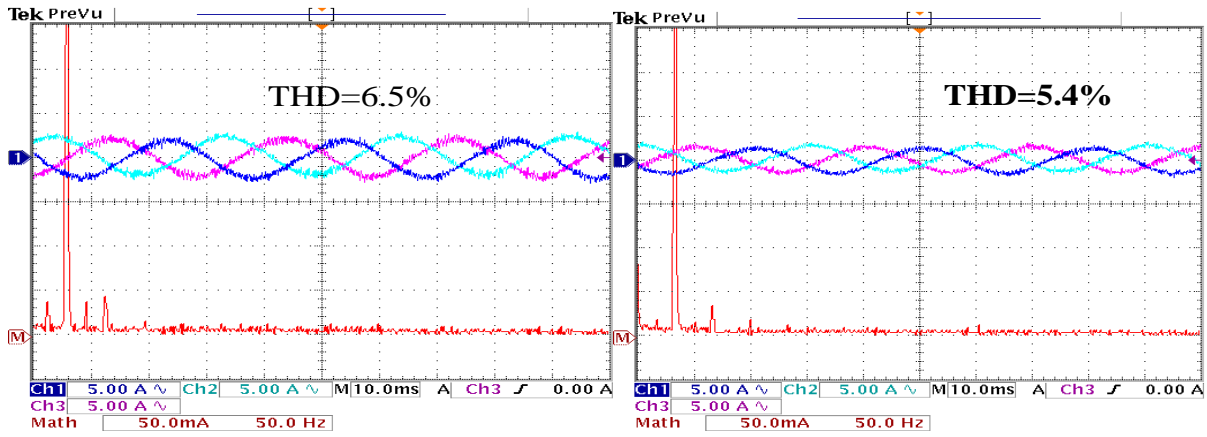


Fig.3.8 Spectre harmoniques du courant statorique.

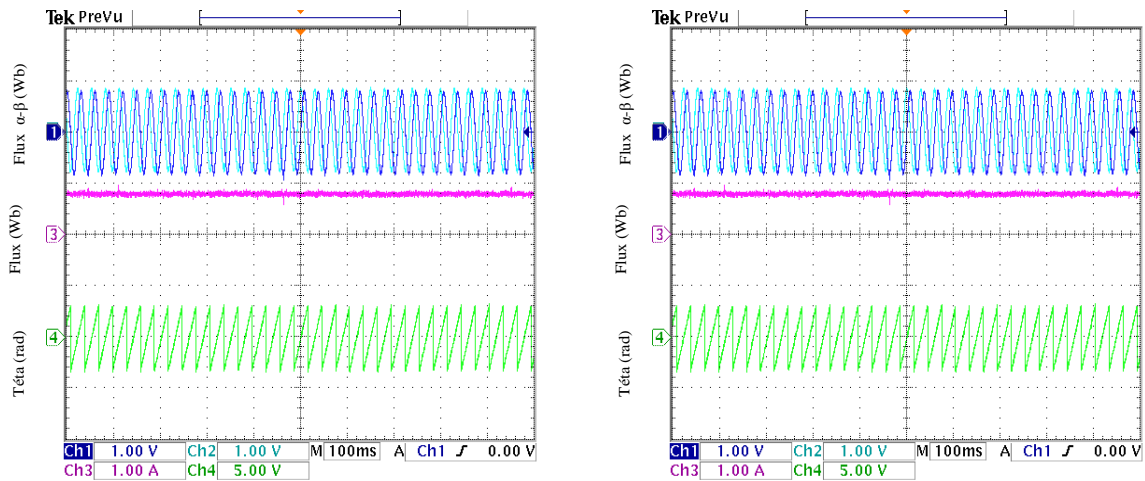


Fig.3.9 régime permanent : Composantes du flux statorique ( $\psi_\alpha$ ,  $\psi_\beta$ ), amplitude du flux statorique et position.

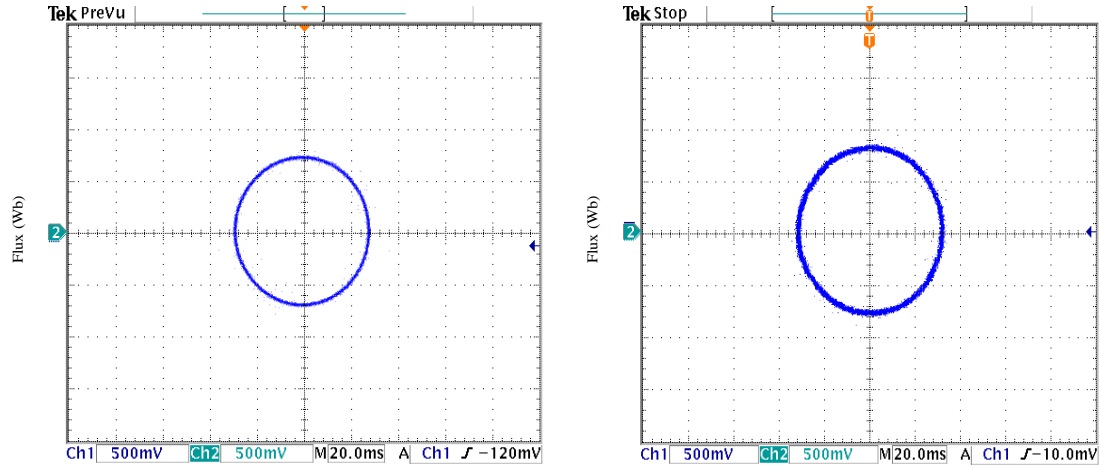


Fig.3.10 Trajectoire du flux statorique.

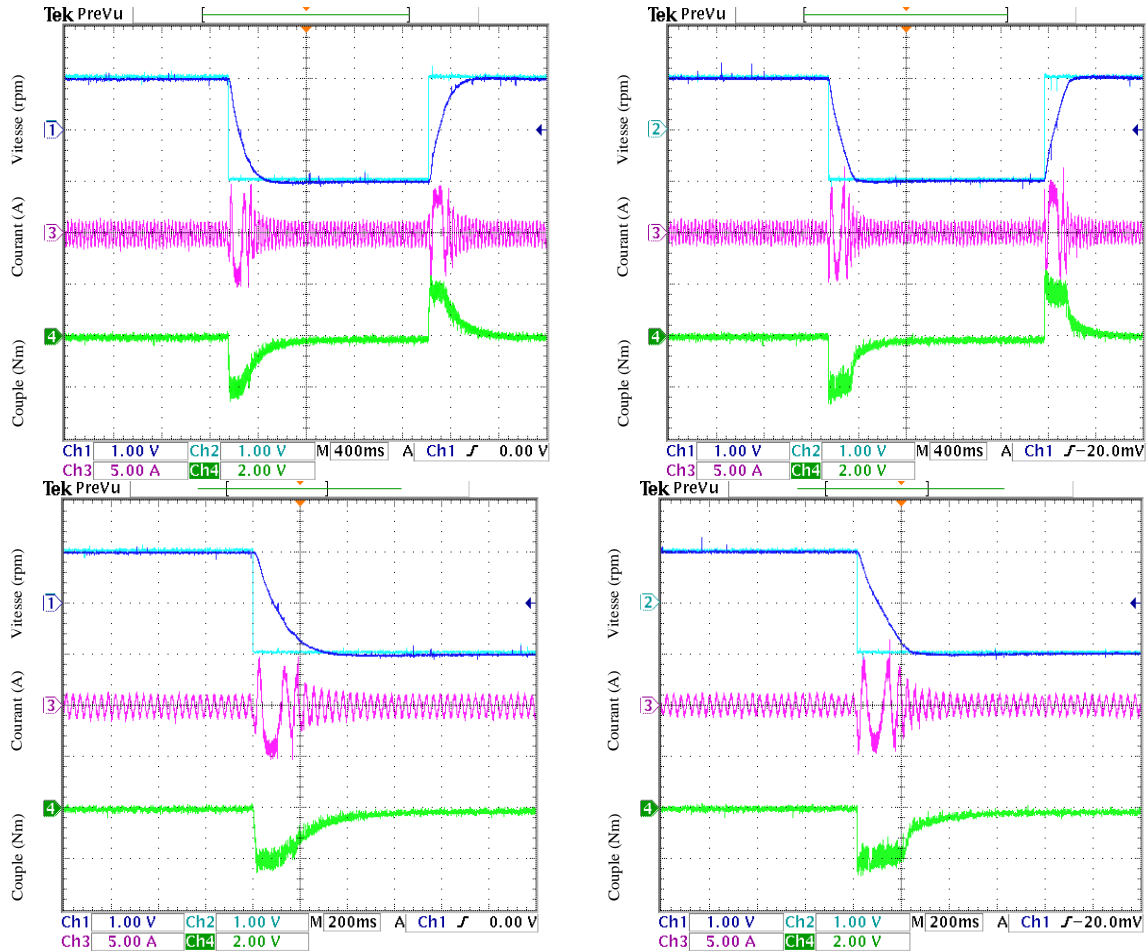


Fig.3.11 L'inversion du sens de rotation: réponses de vitesse rotorique, courant de phase statorique et de couple électromagnétique.

### 3.5.2. L'inversion du sens de rotation

Les résultats expérimentaux suivants illustrent une opération d'inversion de sens de rotation de 1000 à -1000 tr/min. La Fig. 3.11 avec ZOOM montre la vitesse, le courant de phase et le couple. Les deux approches ont des réponses dynamiques similaires; cependant, la méthode PTC reste toujours caractérisée par un taux d'ondulations faible en comparant avec le PCC. Les performances du courant statorique dans les deux cas est pratiquement les mêmes.

Les composantes du flux statorique ( $\psi_{s\alpha}$ ,  $\psi_{s\beta}$ ), l'amplitude du flux statorique et la position sont présentées aux Fig. 3.12 avec ZOOM. La référence du flux est de 0,8 Wb. Les résultats de simulation montrent un très bon comportement du flux en régime permanent et en régime transitoire pour les deux méthodes. Le suivi du flux dans le PTC est meilleur que celui obtenu avec le PCC. Le découplage du couple et du flux statorique est assuré avec les deux méthodes proposées.

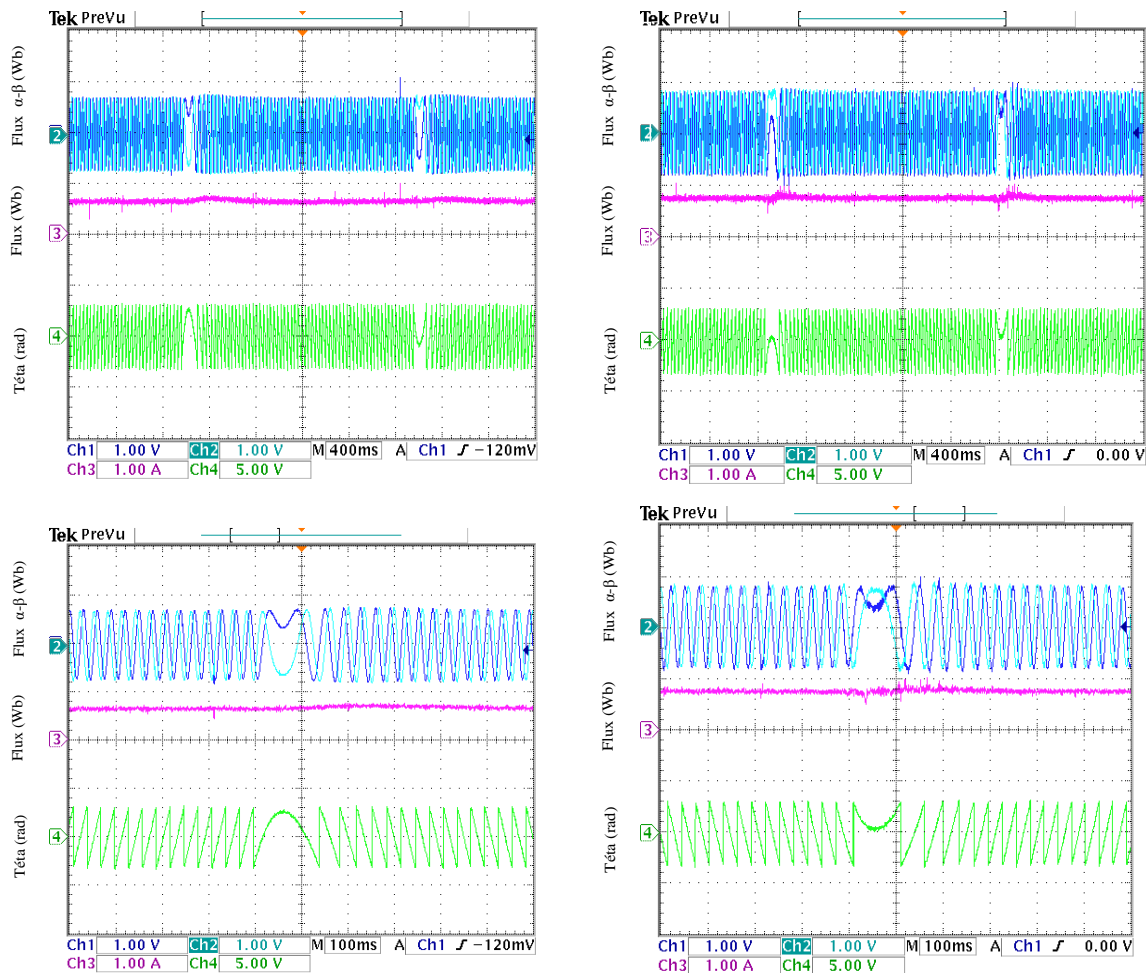


Fig.3.12 L'inversion du sens de rotation: Composantes du flux statorique ( $\psi_{s\alpha}$ ,  $\psi_{s\beta}$ ), amplitude du flux statorique et position

### 3.5.3. Basse vitesse

Les deux méthodes PTC et PCC sont testées pour les faibles et moyennes vitesses pour une variation de 200 à 400 tr/min. La Fig. 3.13 présente la vitesse du rotor, le courant statorique et le comportement du couple. La réponse de la vitesse et le suivi sont parfaits pour les deux méthodes. Le système de contrôle a conservé de bonnes performances même à très basse vitesse (200 tr/min). Nous pouvons voir que les deux méthodes ont une bonne réponse de couple; mais, la méthode PTC présente moins d'ondulations de couple.

La Fig. 3.14 présente les composantes du flux statorique ( $\psi_s\alpha$ ,  $\psi_s\beta$ ), l'amplitude du flux statorique et la position à basse vitesse. On peut noter que les deux méthodes ont la même dynamique de couple. Cependant, les ondulations de couple en PTC sont réduites par rapport au PCC, à cause du contrôle direct du couple en PTC.

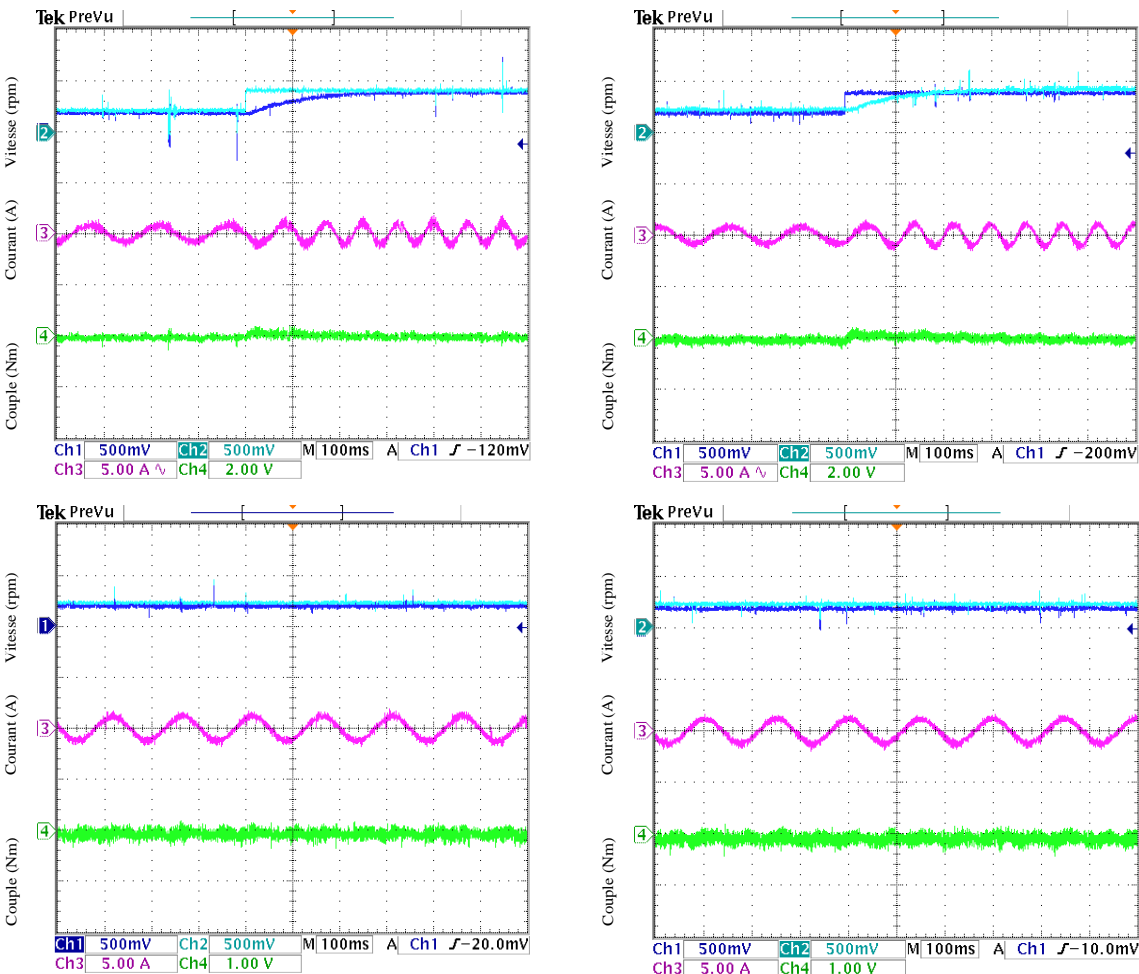


Fig.3.13 Basse vitesse : réponses de vitesse rotorique, courant de phase statorique et couple électromagnétique (200tr/min à 400tr/min).



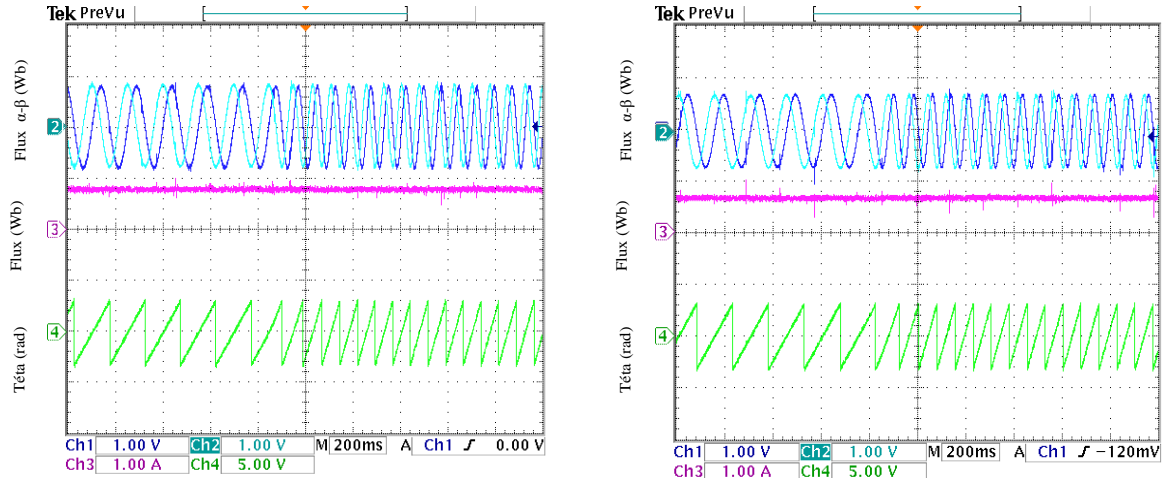
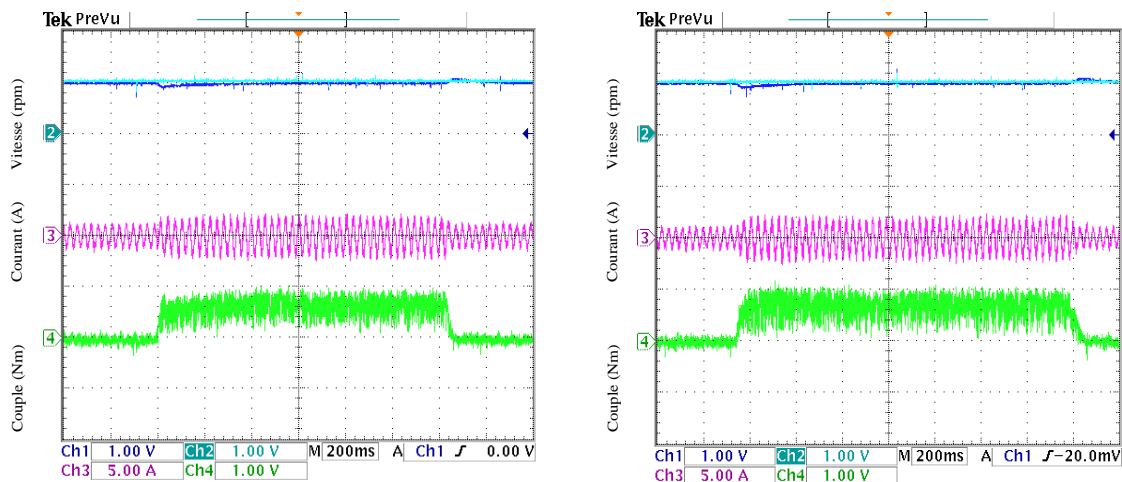


Fig.3.14 Basse vitesse : Composantes du flux statorique ( $\psi_{\alpha}$ ,  $\psi_{\beta}$ ), amplitude du flux statorique et position.

### 3.5.4. Variation de la charge

Les résultats expérimentaux suivants montrent les performances des méthodes PTC et PCC sous une variation de couple de charge de 5 Nm pendant que la machine tourne à 1000 tr/min. Sur la Fig.3.15, le comportement de la vitesse, du courant de phase statorique et du couple sont observés. Puisque le même régulateur de vitesse PI est utilisé, la réponse de la vitesse est pratiquement la même pour les deux stratégies. Notons toujours, que les ondulations du couple pour la méthode PCC sont relativement élevées par rapport à la méthode PTC.



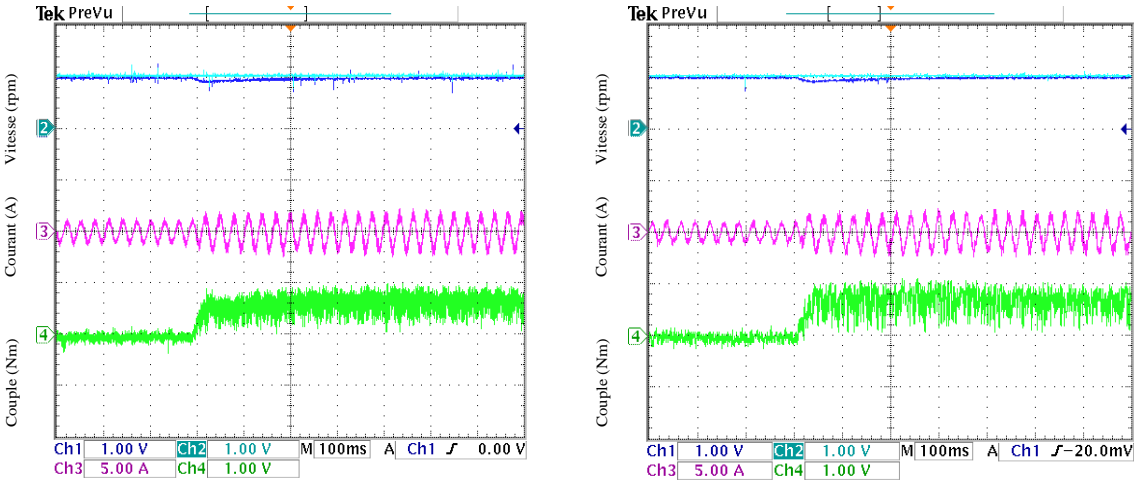


Fig.3.15 Variation de la charge : réponses de la vitesse rotorique, courant de phase statorique et de couple électromagnétique.

### 3.6.Discussion

Dans cette section, les détails des comparaisons sont discutés et présentés dans le tableau I. Ils ont beaucoup de fonctionnalités en commun. Les deux méthodes PTC et PCC appartiennent à la commande MPC, et ils ont des concepts intuitifs et des implémentations simples par rapport à la méthode FOC. Cependant, dans la méthode PCC, La transformation de Park est nécessaire, ce qui nécessite le calcul de la position du flux rotorique. Par conséquent, la méthode PTC est relativement simple que la méthode PCC. Les deux méthodes ne nécessitent ni PI interne ni modulateur, ce qui conduit à une dynamique rapide, mais fréquence de commutation variable. Pour le comportement du courant, la fréquence de commutation variable est un inconvénient par rapport à la méthode FOC traditionnelle. En raison des avantages du MPC, les fonctions de coût sont très flexibles et les contraintes du système sont très faciles à inclure dans le PCC et le PTC. En ce qui concerne les efforts de calcul, la méthode PCC nécessite un temps de calcul inférieur parce que son algorithme calcule seulement les équations du courant, mais l'algorithme de la méthode PTC doit calculer le flux statorique, les courants statorique et le couple pour tous les vecteurs de tension. La méthode PCC a besoin aussi de Park et de la transformation inverse, mais ce temps de calcul est insignifiant par rapport à l'exécution des prédictions et la fonction de coût. Pour l'onduleur de tension à deux niveaux, nous avons sept vecteurs de tension différents. Si on utilise un onduleur multi-niveau, nous pouvons imaginer que l'algorithme PCC réduira considérablement le temps de calcul. Par conséquent, la méthode PCC peut fonctionner à haute fréquence d'échantillonnage plus facilement que la méthode PTC. Afin de résoudre cet

### Chapitre 3 Commande prédictive Classique de la machine asynchrone

inconvenient, il faut réduire le nombre de vecteurs de prédiction et le temps de calcul par le développement d'une autre méthode basé sur le choix des vecteurs de prédiction. Cette méthode sera présentée dans le chapitre suivant.

Dans la méthode PCC, deux courants sont contrôlé de manière identique; par conséquent, aucun paramètre n'a besoin d'être réglé. Dans la méthode PTC, au moins un facteur de poids doit être pris en compte, ce qui influence directement la performance de la commande. A partir des tests effectués, on peut observer que les méthodes PCC et PTC ont des performances très bonnes et similaires en le régime permanent et transitoire.

Le problème des facteurs de poids est abordé de trois manières différentes, la première est basée sur le balayage hors ligne du  $\lambda_p$  en termes d'indices de performance différents. La deuxième est la transformation du problème de contrôle, d'un contrôle du flux et du couple (PTC) à un contrôle de courant (PCC) dans un cadre rotatif. Cependant, le PCC n'offre pas la même flexibilité que le PTC. La dernière méthode proposée est d'éviter complètement l'utilisation des facteurs de pondération, en utilisant des optimisations multi-objectives. Cette méthode est présentée dans le chapitre suivant.

Tableau 3.1: Comparaison entre la PCC et la PTC

Caractéristique	PCC	PTC
<b>Contrôleurs de courant PI</b>	NO	NO
<b>Modulateur de largeur d'impulsion</b>	NO	NO
<b>fréquence de commutation</b>	variable	variable
<b>Dynamique</b>	rapide	rapide
<b>Ondulation de couple</b>	plus haute	plus bas
<b>Ondulation de flux</b>	plus haute	plus bas
<b>THD du courant du stator</b>	plus bas	plus haute
<b>complexité conceptuelle</b>	simple	simple
<b>Contraintes incluses</b>	Oui	Oui
<b>complexité de la mise en œuvre</b>	moyenne	simple
<b>efforts de calcul</b>	plus bas	plus haute

### 3.7. Conclusion

Dans ce chapitre, les performances des deux méthodes PTC et PCC ont été étudiées et comparées, premièrement par la voie de la simulation numérique à l'aide de MATLAB/Simulink. Deuxièmement à travers l'implémentation expérimentale autour de la carte dSPACE 1104. Les deux méthodes sont des méthodes de contrôle direct sans contrôleur PI du courant interne ou un modulateur. La méthode PCC est caractérisée par un temps de calcul inférieur à la méthode PTC. Cet avantage rend la méthode PCC plus appropriée pour les applications avec les convertisseurs multi-niveaux. A partir des résultats de simulation et expérimentaux, il est très clair que les méthodes PCC et PTC ont pratiquement des performances très bonnes et similaires en régime permanent et transitoire. Du point de vue ondulations de couple, la méthode PTC est caractérisée par un taux d'ondulations plus faible.

### 3.8. Bibliographiques

- [1] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model Predictive Control: MPC's Role in the Evolution of Power Electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, Dec. 2015.
- [2] H. Miranda, P. Cortes, J. I. Yuz, and J. Rodriguez, "Predictive Torque Control of Induction Machines Based on State-Space Models," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1916–1924, Jun. 2009.
- [3] J. Rodriguez, R. M. Kennel, J. R. Espinoza, M. Trincado, C. A. Silva, and C. A. Rojas, "High-Performance Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Assessment," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 812–820, Feb. 2012.
- [4] S. A. Davari, D. A. Khaburi, and R. Kennel, "An Improved FCS–MPC Algorithm for an Induction Motor With an Imposed Optimized Weighting Factor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1540–1551, Mar. 2012.
- [5] M. Habibullah, D. D.-C. Lu, D. Xiao, and M. F. Rahman, "A Simplified Finite-State Predictive Direct Torque Control for Induction Motor Drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. c, pp. 1–1, 2016.

- [6] F. Wang, S. Li, X. Mei, W. Xie, J. Rodríguez, and R. M. Kennel, “Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives : An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods,” *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 11, no. 3, pp. 671–681, 2015.
- [7] J. Rodriguez, R. Kennel, J. Espinoza, M. Trincado, C. Silva, and C. Rojas, “High Performance Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Assessment,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 99, pp. 812–820, 2011.
- [8] M. Habibullah and D. D.-C. Lu, “A Speed-Sensorless FS-PTC of Induction Motors Using Extended Kalman Filters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 6765–6778, 2015.
- [9] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, “Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 1323–1325, 2012.

# **Chapitre 4**

## **Commande Prédicative Avancée de la Machine Asynchrone**

### 4.1.Introduction

Le temps de calcul et la conception d'une fonction de coût sont des contraintes pour la mise en œuvre de l'algorithme PTC. Ces contraintes sont dues au calcul du couple, le nombre de vecteurs de tension disponibles (vecteurs de prédiction) et au réglage du facteur de poids pour les erreurs de couple et de flux dans la fonction de coût[1][2][3]. Pour résoudre ces problèmes, nous allons présenter dans ce chapitre deux approches de PTC, la première approche s'appelle DPTC (Direct Predictive Torque Control), basée sur la table de commutation de la DTC qui permet de réduire le nombre de vecteurs de prédiction et donc le temps de calcul. Trois vecteurs de tension au lieu de huit vecteurs sont sélectionnés en tant que vecteurs de prédiction à partir de la position du flux statorique et le signe de l'erreur de couple, ainsi, la fréquence de commutation de l'onduleur est réduite par rapport à la stratégie PTC classique. La deuxième approche est basée sur la stratégie d'Optimisation Multi-Objectif (OMO), pour éviter la sélection des facteurs de poids dans la fonction de coût. Enfin, les deux approches seront validées par simulation et mise en œuvre expérimentale pour différentes conditions de fonctionnement[4][5].

### 4.2.Commande prédictive de couple basée sur la DTC (DPTC).

La structure du DPTC est similaire à la PTC classique, comme le montre la Fig. 4.1.

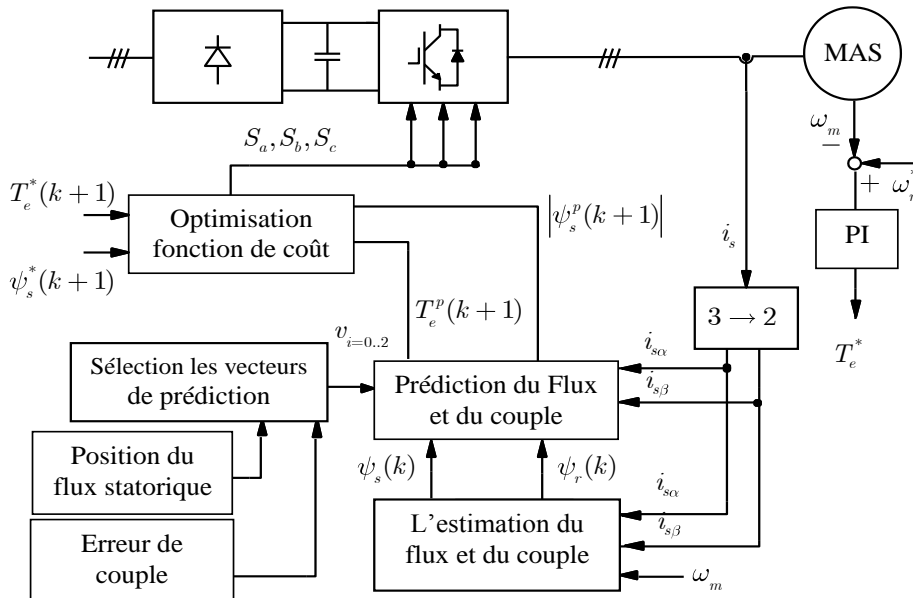


Fig. 4.1: schéma bloc de base de la DPTC

La seule différence est la sélection des vecteurs de tension pour la prédiction et l'optimisation. Dans la méthode DPTC, seulement trois vecteurs de tension au lieu de huit vecteurs possibles  $\{v_0, \dots, v_7\}$  sont évalués. Donc, le temps de calcul est réduit[6].

La méthode DPTC comprend quatre étapes au lieu de trois étapes : l'estimation du flux et du couple, la sélection des vecteurs de prédiction, la prédiction du flux et du couple et l'optimisation de la fonction de coût.

### 4.2.1. Estimation du flux et du couple

Cette étape est similaire à la méthode PTC classique, les flux rotorique et statorique sont estimés sous la forme discrétisée suivante:

$$\vec{\psi}_r(k) = \vec{\psi}_r(k-1) + T_s \left[ R_r \frac{L_m}{L_r} \vec{i}_s(k) - \left( \frac{R_r}{L_r} - j\omega_e(k) \right) \vec{\psi}_r(k-1) \right] \quad (4.1)$$

$$\vec{\psi}_s(k) = \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}_r(k) + \sigma L_s \vec{i}_s(k) \quad (4.2)$$

Ensuite, le couple électromagnétique estimé est donné par l'expression suivante:

$$\hat{T}_e(k) = 1.5p \Im m \left\{ \vec{\psi}_s^*(k) \vec{i}_s(k) \right\} \quad (4.3)$$

### 4.2.2. Sélection des vecteurs de prédiction

Pour réduire le nombre de vecteurs de tension et, par conséquent, le temps de calcul, un procédé de sélection de vecteurs de tension optimaux est proposé sur la base de la stratégie DTC. Les six secteurs sont considérés. Le flux statorique  $\psi_s$  peut être positionné dans chaque secteur, comme le montre la Fig. 4.2. Les vecteurs de tension qui font tourner  $\psi_s$  dans le sens inverse des aiguilles d'une montre augmentent le couple électromagnétique et inversement. De plus, les vecteurs de tension qui sont dirigés vers le centre du repère fixe  $\alpha - \beta$ , diminuent le flux statorique et inversement. Maintenant, en supposant que le flux du stator se situe dans le secteur 1, et que le couple et le flux statorique doivent être augmentés  $\delta T_e = T_e^* - \hat{T}_e \geq 0$  et  $\delta \psi_s = |\psi_s^*| - |\hat{\psi}_s| \geq 0$ , donc seulement 3 vecteurs de tension sont acceptables  $v_0, v_2, v_3$ .



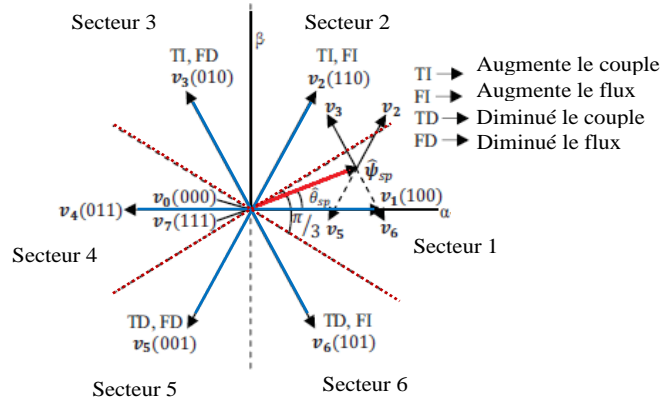


Fig. 4.2. Distribution dans l'espace de tous les vecteurs admissibles de tension d'un 2L-VSI montrant la stratégie de sélection des vecteurs de prédiction.

L'état du couple et l'erreur du flux et leurs vecteurs de tension correspondants dans le sixième secteur sont donnés dans le Tableau 4.1. On peut remarquer que certains des vecteurs de tension pourraient être assimilés, mais pour l'analyse complète, tous les vecteurs de tension sont considérés. Les vecteurs admissibles de tension dans les autres secteurs peuvent être obtenus avec le même procédé. Avec cette méthode, le nombre de vecteurs de prédiction est réduit de 8 à 3 (two actifs et un vecteur nul  $v_0$  ou  $v_7$ ).

La méthode de sélection de vecteurs de tension optimaux exige le secteur qui contient le vecteur d'espace du flux statorique. Par conséquent, la détermination de la position exacte du flux statorique  $\theta_s$  est nécessaire.

Tableau 4.1 : Les vecteurs actifs de prédiction choisis pour tous les secteurs

$\theta_s$	$\left[ \frac{-\pi}{6}, \frac{\pi}{6} \right]$	$\left[ \frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2} \right]$	$\left[ \frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6} \right]$	$\left[ \frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6} \right]$	$\left[ \frac{7\pi}{6}, \frac{3\pi}{2} \right]$	$\left[ \frac{3\pi}{2}, 2\pi \right]$
Secteur	1	2	3	4	5	6
$\delta T_e > 0$	$v_0 v_2 v_3$	$v_0 v_3 v_4$	$v_0 v_4 v_5$	$v_0 v_5 v_6$	$v_0 v_6 v_1$	$v_0 v_1 v_2$
$\delta T_e < 0$	$v_0 v_5 v_6$	$v_0 v_6 v_1$	$v_0 v_1 v_2$	$v_0 v_2 v_3$	$v_0 v_3 v_4$	$v_0 v_4 v_5$

### 4.2.3. Prédiction du flux et du couple

Le modèle de la tension statorique de la MAS est utilisé pour la prédiction du flux statorique, et peut être exprimé en temps discret comme suit:

$$\vec{\psi}_s^p(k+1) = \vec{\psi}_s^p(k) + T_s \vec{v}_s(k) - T_s R_s \vec{i}_s^p(k) \quad (4.5)$$

Les prédictions du courant statorique et du couple peuvent être définies comme:

$$\vec{i}_s^p(k+1) = \left(1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma}\right) \vec{i}_s^p(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \times \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[ \left( \frac{k_r}{\tau_r} - k_r j \omega_e(k) \right) \vec{\psi}_r^p(k) + \vec{v}_s(k) \right] \right\} \quad (4.6)$$

$$T_e^p(k+1) = 1.5 p \Im m \left\{ \vec{\psi}_s^p(k+1) \cdot \vec{i}_s^p(k+1) \right\} \quad (4.7)$$

### 4.2.4. Optimisation de la fonction de coût

La fonction de coût comprend des valeurs absolues de l'erreur du couple et de l'erreur du flux. Par conséquent, la fonction de coût peut être définie comme :

$$g = \left| T_e^*(k+1) - T_e^p(k+1) \right| + \lambda_p \left| \left| \psi_s^* \right| - \left| \psi_s^p(k+1) \right| \right| \quad (4.8)$$

Où  $T_e^*(k+1)$  est le couple de référence,  $T_e^p(k+1)$  est le couple prédit, il est générée par un régulateur de vitesse PI,  $\left| \psi_s^* \right|$  est le flux de stator de référence qui est toujours maintenu constant et  $\left| \psi_s^p(k+1) \right|$  est le flux du stator prédit. Le facteur de poids  $\lambda_p$  détermine l'importance relative du flux statorique par rapport au couple. Étant donné que le temps d'échantillonnage est très petit, on suppose que  $T_e^*(k+1) = T_e^*(k)$ .

Pour éviter la surintensité, la fonction de coût  $g$  doit contenir un autre terme  $I_m$

Le terme  $I_m$  peut être défini par l'expression suivante:

$$I_m = \begin{cases} \infty & \text{Si } \left| \vec{i}_s^p(k+1) \right| > I_{\max} \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (4.9)$$

La fonction de coût totale  $g$  avec compensation du retard du au temps de calcul est:

$$g = \left| T_e^* \ k+2 - T_e^p \ k+2 \right| + \lambda_p \left\| \vec{\psi}_s^* - \vec{\psi}_s^p \ k+2 \right\| + I_m \quad (4.10)$$

Le vecteur de tension ayant la valeur minimale de  $g$  sera sélectionné comme vecteur optimal  $v_{opt}$  et sera appliqué au moteur à travers l'onduleur dans l'instant d'échantillonnage suivant.

La procédure de DPTC globale peut être résumée par l'organigramme suivant :

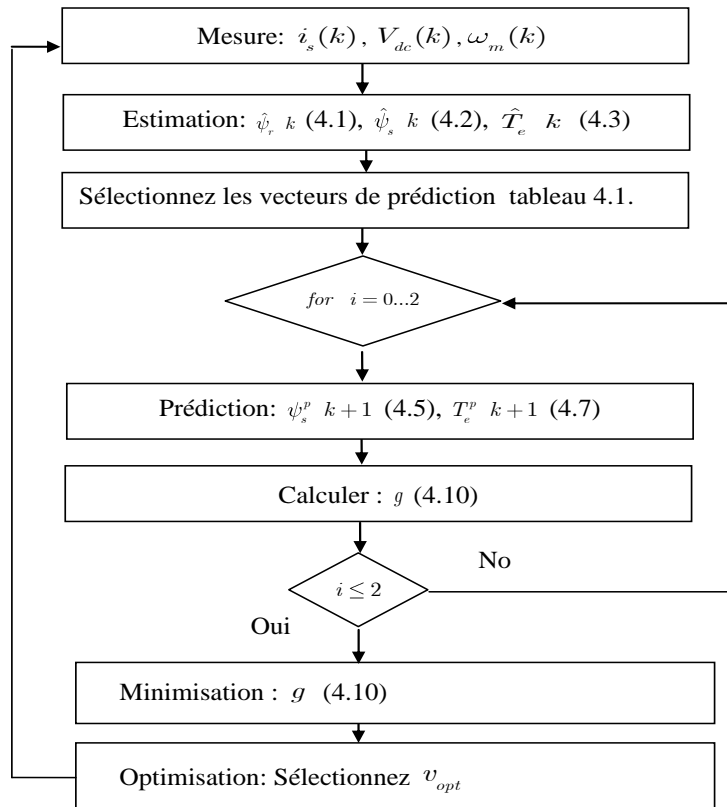


Fig. 4.3. Organigramme de DPTC

### 4.3.DPTC basée sur l'optimisation multi-objective (DPTC-OMO)

La sélection de la valeur  $\lambda_p$  est une tâche difficile et elle à une grande influence sur les performances de la DPTC. Pour résoudre ce problème, il faut éliminer le facteur de poids  $\lambda_p$  de la fonction coût. La méthode basée sur l'optimisation multi-objective (OMO) utilise deux fonctions de coût différentes au lieu d'une fonction coût unique pour résoudre le problème de sélection du vecteur de tension dans les PTC classiques.

$$g_1 = \left| T_e^* \ k+2 - T_e^p \ k+2 \right| \quad (4.11)$$

$$g_2 = \left\| \left| \vec{\psi}_s^* \right| - \left| \vec{\psi}_s^p \right| k + 2 \right\| \quad (4.12)$$

Où  $g_1$  et  $g_2$  sont les erreurs de couple et du flux statorique, respectivement. Cette stratégie repose sur l'évaluation de ces composants indépendamment pour trois vecteurs de tension de l'onduleur sélectionné par la méthode précédente DPTC. Les étapes de la stratégie sont les suivantes : Premièrement, les erreurs obtenues à partir du calcul des deux fonctions de coût  $g_1$  et  $g_2$  sont classées. Les vecteurs de tension avec une erreur plus faible, obtiennent un classement inférieur, alors que les vecteurs de tension avec une erreur plus élevée obtiennent un classement supérieur.

$$g_1 v_s k \rightarrow r_1 v_s k \quad (4.13)$$

$$g_2 v_s k \rightarrow r_2 v_s k \quad (4.14)$$

Où  $r_1 v_s k$  et  $r_2 v_s k$  sont les valeurs de classement associées à  $g_1$  et  $g_2$ , respectivement. La stratégie de classement proposée peut être décrite dans les séquences suivantes (voir la Fig. 4.4).

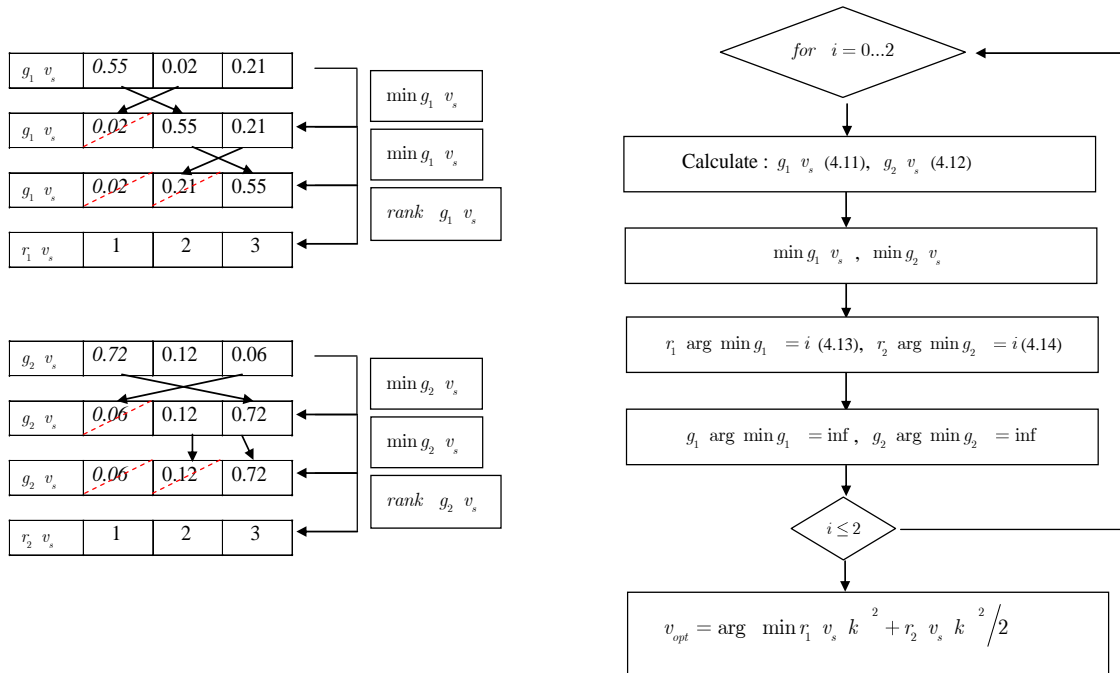


Fig. 4.4. Les étapes de la stratégie de classement

Deuxièmement, le meilleur vecteur de tension est sélectionné en prenant la valeur minimale de ses classements ; ce qui entraîne un suivi équivalent pour les variables, le couple et le flux. Après cela, le classement d'optimisation est donné par :

$$v_{opt} = \arg \min \frac{r_1 v_s k^2 + r_2 v_s k^2}{2} \quad (4.15)$$

Pour expliquer bien l'algorithme DPTC-OMO, un exemple est donné dans le tableau 4.2.

Tableau 4.2. Exemple de sélection de vecteur de tension par DPTC-OMO

$v_s$	$g_1 v_s$	$g_2 v_s$	$r_1 v_s$	$r_2 v_s$	$r_1 v_s k+1^2 + r_2 v_s k+1^2 / 2$
$v_0$	0.55	0.06	3	1	5.5
$v_2$	0.02	0.12	1	2	2.5
$v_5$	0.21	0.72	2	3	6.5

L'erreur du couple est obtenue par la tension  $v_2$  est  $g_1 v_2 = 0.02$ , la valeur de classement attribuée est  $r_1 v_2 = 1$  parce que c'est la valeur d'erreur inférieure, tandis que l'erreur du couple obtenue par la tension  $v_0$  est  $g_1 v_0 = 0.55$ , donc le classement attribué est  $r_1 v_0 = 3$  parce que c'est la plus grande valeur d'erreur. La même procédure devrait être effectuée pour les erreurs du flux avec son attribution de classement respective  $r_2$ .

Il est possible que certains vecteurs de tension aient le même classement. Pour résoudre ce problème, nous choisissons l'optimisation présentée dans (4.15).

Enfin, le vecteur de tension  $v_2$  donne la plus faible valeur du classement  $\frac{r_1^2 + r_2^2}{2} = \frac{1^2 + 2^2}{2} = 2.5$

et, donc le vecteur de tension à appliquer dans le temps d'échantillonnage suivant est  $v_2$ .

L'algorithme DPTC-OMO n'a pas besoin de calcul car c'est très simple.

La procédure de DPTC-OMO globale peut être résumée par l'organigramme suivant :

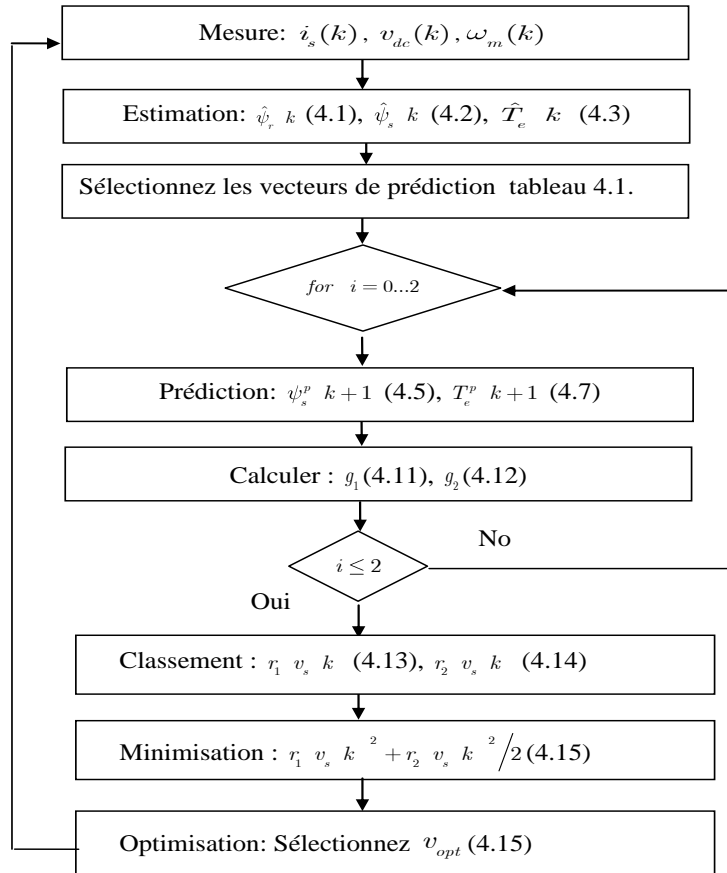


Fig. 4.5. Organigramme de DPTC-OMO

#### 4.4. Résultats de simulation

Pour valider les deux méthodes DPTC et DPTC-OMO proposées, une simulation dans l’environnement Matlab/Simulink a été réalisée en utilisant les paramètres donnés à l’annexe A. Les algorithmes de contrôle présentés dans la Fig. 4.3 et la Fig. 4.5 ont été implémentés en C car c’est le même code utilisé pour les tests expérimentaux. Les résultats de simulation sont présentés comme suit.

##### 4.4.1. Régime permanent en charge

Les comportements en régime permanent de la DPTC et la DPTC-OMO ont été montrés sur la Fig. 4.6. Les valeurs de référence du flux et de la vitesse sont de 0,8 Wb et de 1000 tr/min (100rad/s), respectivement. Le couple de charge est de 5 N.m. Les résultats sont présentés comme suit: vitesse de rotation, le courant statorique, le couple électromagnétique le flux statorique.

Tableau 4.3 Comparaison des performances en régime permanent

Méthode	DPTC	DPTC-OMO
ondulation du couple (N.m)	1.4	1.6
ondulation du flux (Wb)	0.024	0.026
(THD) du courant statorique (%)	3.09	3.32
fréquence de commutation (kHz)	2.94	2.4

La comparaison entre les deux méthodes montre que la performance de la DPTC est pratiquement similaire à la méthode DPTC-OMO, alors que le facteur de poids est éliminé. Il convient de noter que les performances de DPTC pourraient être améliorées en augmentant la fréquence d'échantillonnage et, par conséquent, la fréquence de commutation. Le courant statorique dans la DPTC présente une faible distorsion (3.09), par rapport à la DPTC-OMO (3.32). La fréquence de commutation est considérablement réduite dans la DPTC-OMO (2.4) en comparant avec la DPTC (2.94). La comparaison des performances en régime permanent est présentée dans le tableau 4.3.

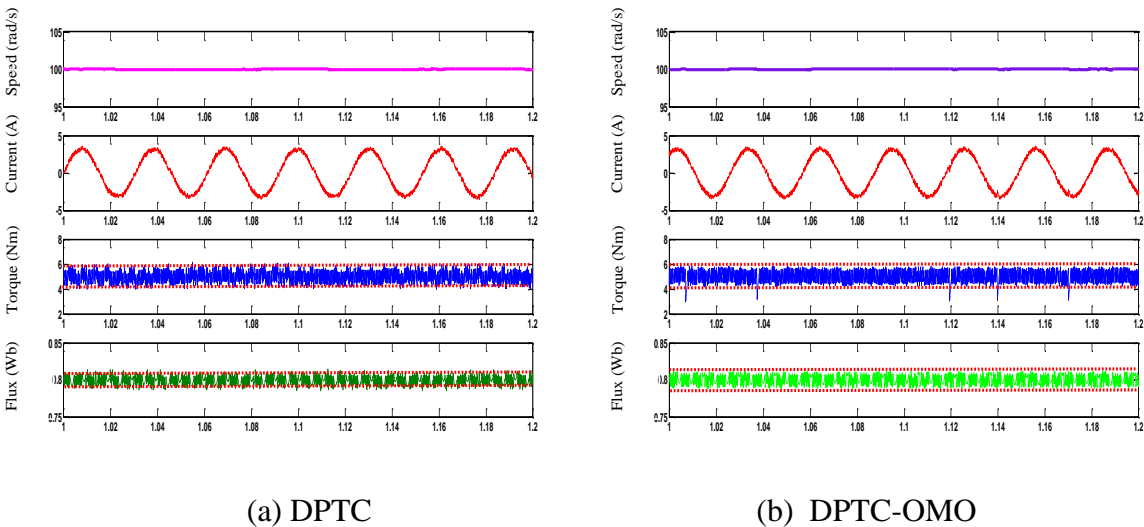


Fig. 4.6 Résultats de simulation pour 1000 tr/min avec 5.0 Nm couple de charge en régime permanent.

### 4.4.2. Inversion du sens de rotation

Afin de comparer le comportement transitoire des deux méthodes, une opération d'inversion du sens de rotation de 1000rpm à -1000rpm a été réalisée. La Fig.4.7. montre la vitesse de rotation, le courant statorique, le couple électromagnétique et le flux statorique. La régulation de la vitesse

est assurée par un contrôleur PI, et pour cette raison, la vitesse à une réponse douce. Le découplage entre le couple électromagnétique et le flux est réalisé avec les deux méthodes. Les deux méthodes présentent des réponses dynamiques similaires, mais les ondulations du flux et du couple en DPTC sont légèrement réduites par rapport à la méthode DPTC-OMO.

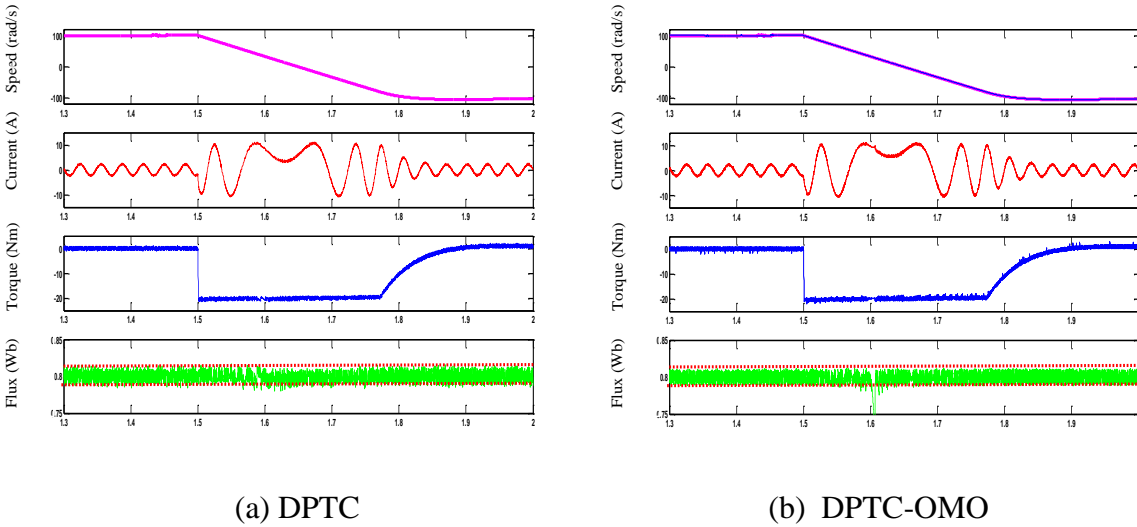


Fig. 4.7 Résultats de simulation pour l'inversion du sens de rotation (1000 à -1000 tr/min)

### 4.5. Résultats expérimentaux

Dans le cadre de la validation des résultats simulation, des tests expérimentaux sont également réalisés sur la plate-forme d'entraînement de la MAS alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. Les paramètres de la machine et les paramètres de contrôle sont donnés à l'annexe A. Pendant les tests, toutes les variables sont affichées sur un oscilloscope numérique via un convertisseur DAC intégré dans le Dspace1104, à l'exception du courant du stator, qui est mesuré directement par une sonde de courant. Le temps d'échantillonnage pour DPTC et DPTC-OMO est fixé à 100  $\mu$ s. Pour le calcul du THD, le courant est capturé dans le ControlDesk et par la suite il est analysé par MATLAB.

Les figures ci-dessous présentent les résultats expérimentaux de l'analyse comparative du DPTC (a) par rapport au DPTC-OMO (b).

#### 4.5.1. Démarrage à vide et régime permanent

Premièrement, les réponses dynamiques au démarrage pour le DPTC et DPTC-OMO sont illustrées sur la Fig.4.8, où la machine commence à partir de l'arrêt avec à une vitesse de



référence de 1000tr/min. On voit bien que la réponse dynamique de la DPTC est très similaire à celle de la DPTC-OMO. Cependant, la méthode DPTC présente moins d'ondulations au niveau du flux et du couple (Fig.4.9). Cela confirme que la DPTC peut atteindre de meilleures performances en régime permanent en comparant avec la DPTC-OMO sans dégradation des performances dynamiques.

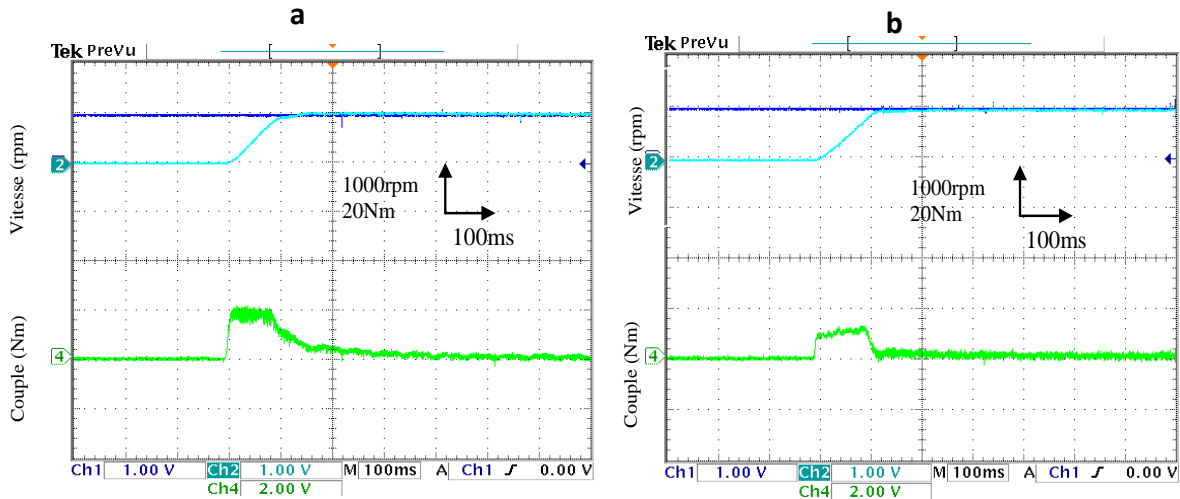


Fig.4.8 Démarrage à vide : réponses de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique.

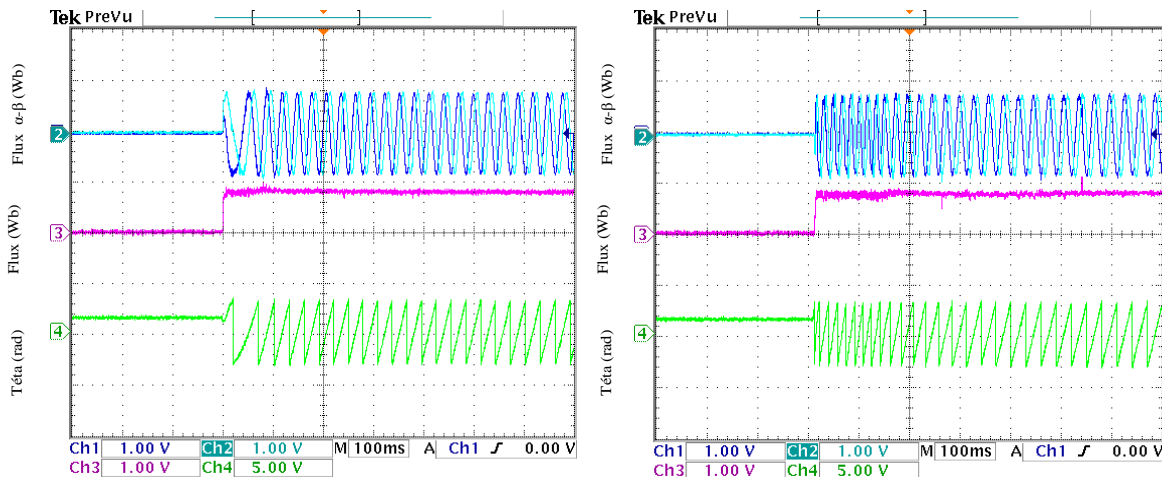


Fig.4.9 Démarrage à vide : Composantes du flux statorique ( $\psi_\alpha$ ,  $\psi_\beta$ ), amplitude du flux statorique et position.

Deuxièmement, les performances en régime permanent des deux méthodes DPTC et DPTC-OMO sont étudiées. La Fig.4.10 montre les réponses en régime permanent à 1000 tr / min avec un couple de charge de 5 N.m pour chaque méthode. De haut en bas, les courbes représentées sur la Fig.4.10 sont la vitesse rotorique, le courant de phase statorique et le couple

électromagnétique. On voit clairement que le DPTC proposé présente des performances bien meilleures que le DPTC-OMO en présentant des ondulations de couple et des harmoniques de courant beaucoup plus faibles. De plus, les réponses de vitesse pour les deux méthodes sont très similaires. La fréquence de commutation pour les deux méthodes est d'environ 3 kHz.

Le spectre harmoniques des deux méthodes à une vitesse de 1000 tr/min est illustré sur la Fig.4.11. On voit que le DPTC-OMO a le THD le plus élevé.

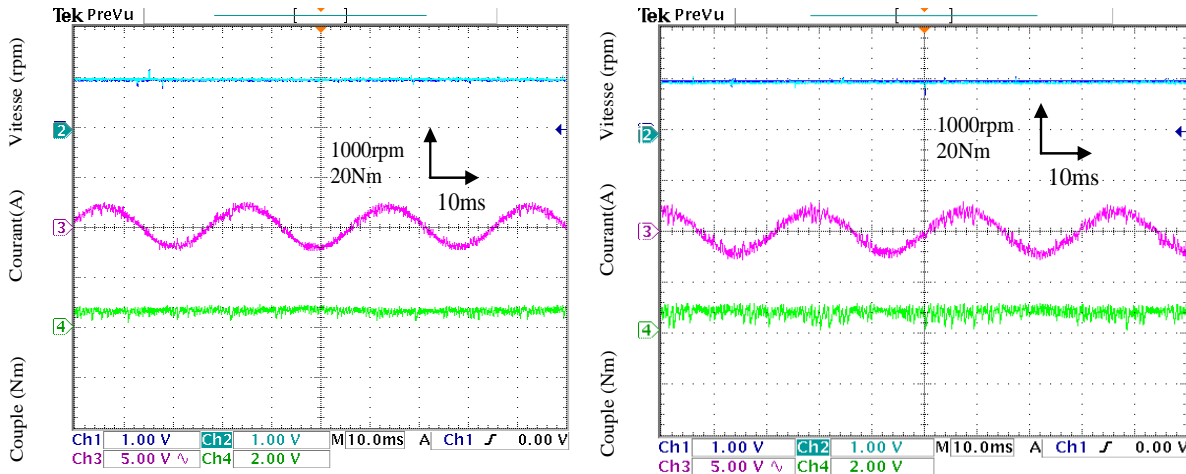


Fig.4.10 Régime permanent : réponses de la vitesse rotorique, courant de phase statorique et du couple électromagnétique.

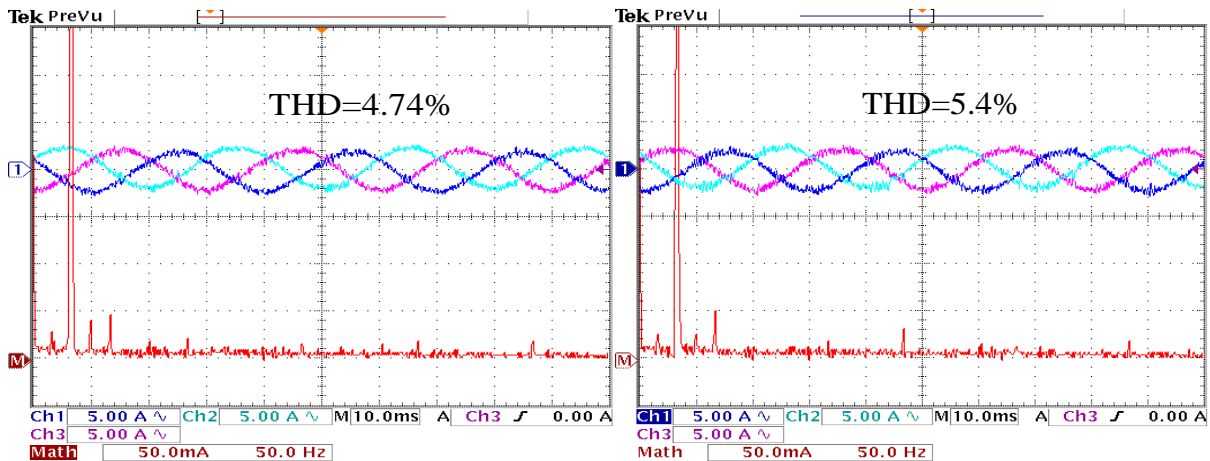


Fig.4.11 Spectre harmoniques du courant statorique.

L'amplitude du flux statorique, les composantes du flux, l'angle et la trajectoire circulaire du flux sont représentés par les Fig. 4.12 et 4.13, respectivement. L'amplitude du flux a de faibles

ondulations et suit bien sa référence (0.8Wb). Les composants du flux dans la trajectoire montrent une bonne forme d'onde et des ondulations comparables.

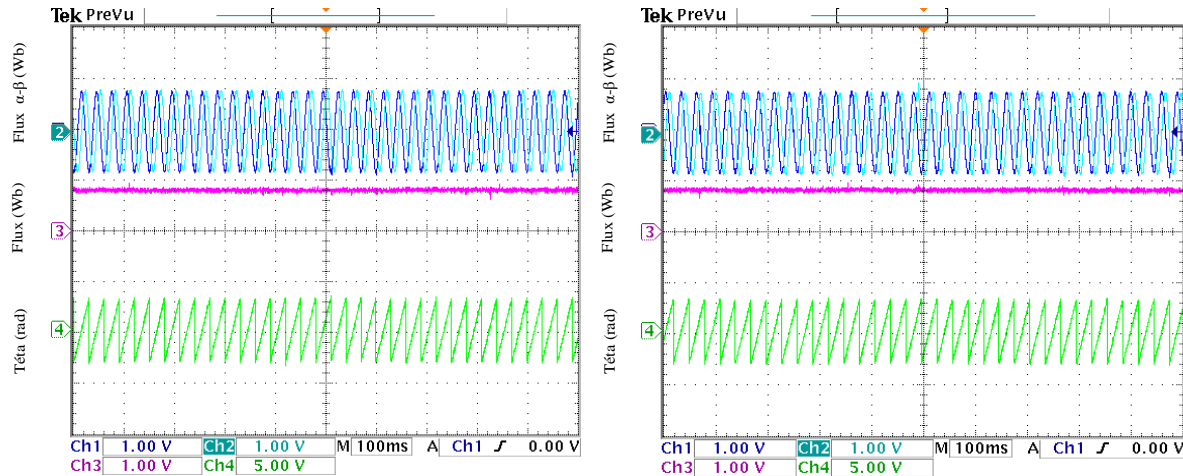


Fig.4.12 régime permanent : Composantes du flux statorique ( $\psi_\alpha$ ,  $\psi_\beta$ ), amplitude du flux statorique et position.

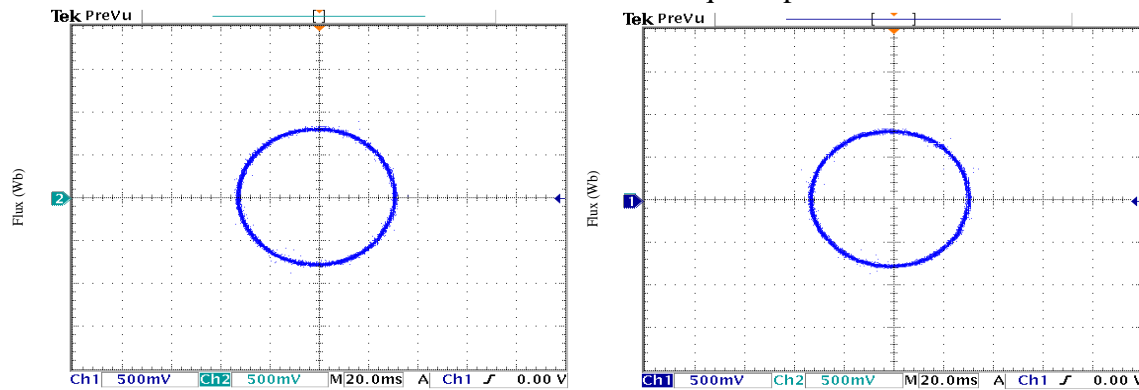


Fig.4.13 trajectoire circulaire du flux Statorique

Une comparaison expérimentale de la performance de chaque méthode en régime permanent est présentée dans le tableau 4.4.

Tableau 4.4 Comparaison expérimentale des performances en régime permanent

	DPTC	DPTC-OMO
ondulations du couple (N.m)	2	2.2
Ondulations du flux (Wb)	0.028	0.033
(THD) du courant statorique (%)	4.65	5.2
fréquence de commutation (kHz)	2.75	2.15
Temps d'exécution ( $\mu$ s)	48.30	52.20

### 4.5.2. Inversion du sens de rotation

Le test suivant montre une inversion du sens de rotation. L'essai est effectué en inversant la vitesse du MAS de +1000 tr/min à -1000 tr/min à vide. Les formes d'ondes expérimentales de la vitesse rotorique, du courant de phase statorique, du couple électromagnétique, du flux statorique et sa position pour la méthode DPTC sont présentés aux figures : Fig. 4.14(a) et la Fig. 4.15(a). On peut voir que le flux statorique suit bien sa référence nominale de 0.8 Wb et le couple généré suit correctement le couple de référence. On voit également que les performances en termes d'ondulations du couple et du flux sont acceptables. Les ondulations observées sont de 2 Nm et 0.03 Wb, respectivement. Pendant l'inversion de la vitesse, l'ondulation est légèrement augmentée en raison du courant plus élevé circulant dans l'enroulement du stator. Le THD du courant du stator est de l'ordre de 4,85%.

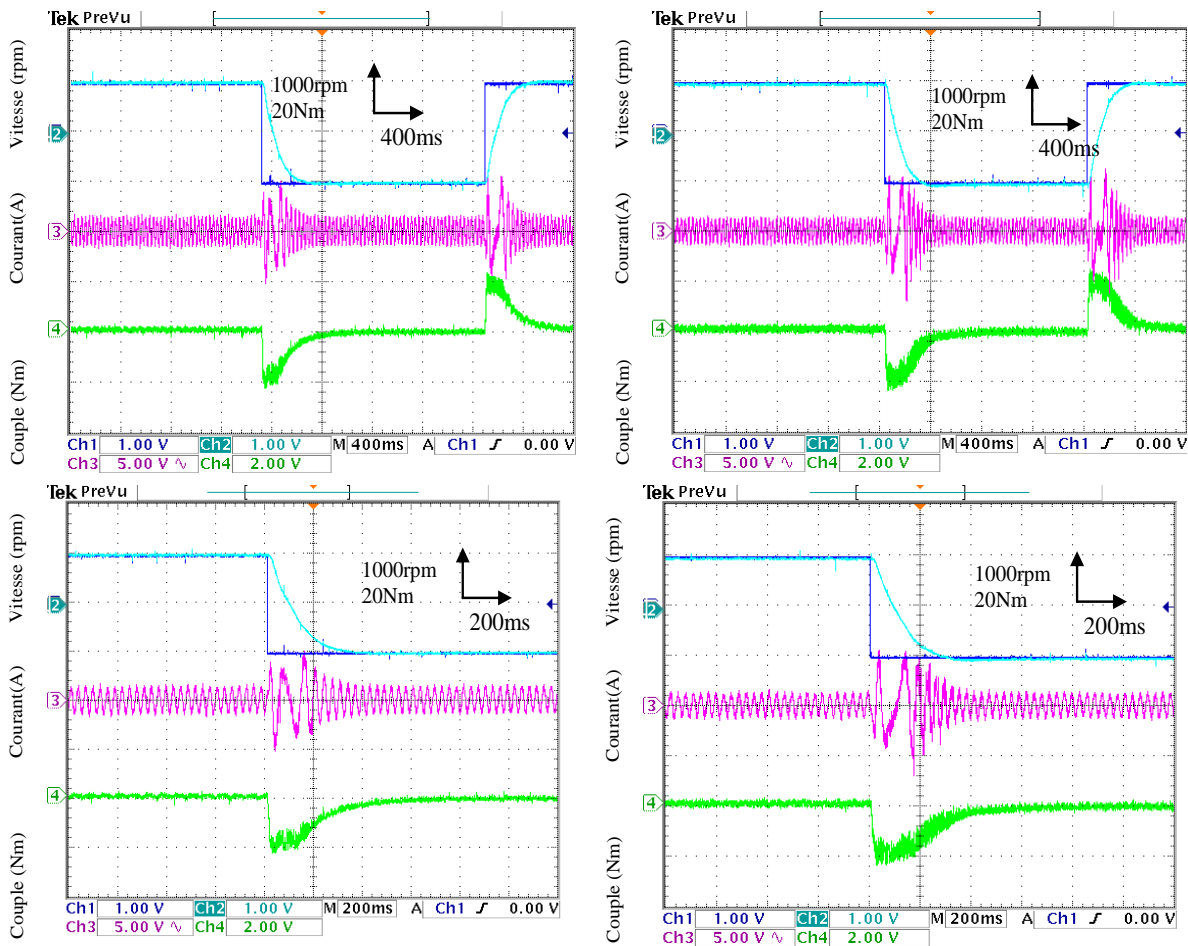


Fig.4.14 Inversion du sens de rotation: réponses de la vitesse rotorique, du courant de phase statorique et du couple électromagnétique.

Des performances similaires sont atteintes pour la stratégie DPTC-OMO, comme il est illustré sur la Fig. 4.14(b) et la Fig. 4.15(b). Cependant, le flux en transitoire est légèrement élevé.

Les ondulations du couple et du flux statorique et le THD du courant statorique pour la stratégie DPTC-OMO sont respectivement de 2,2 Nm, 0,033 Wb et 5,6%.

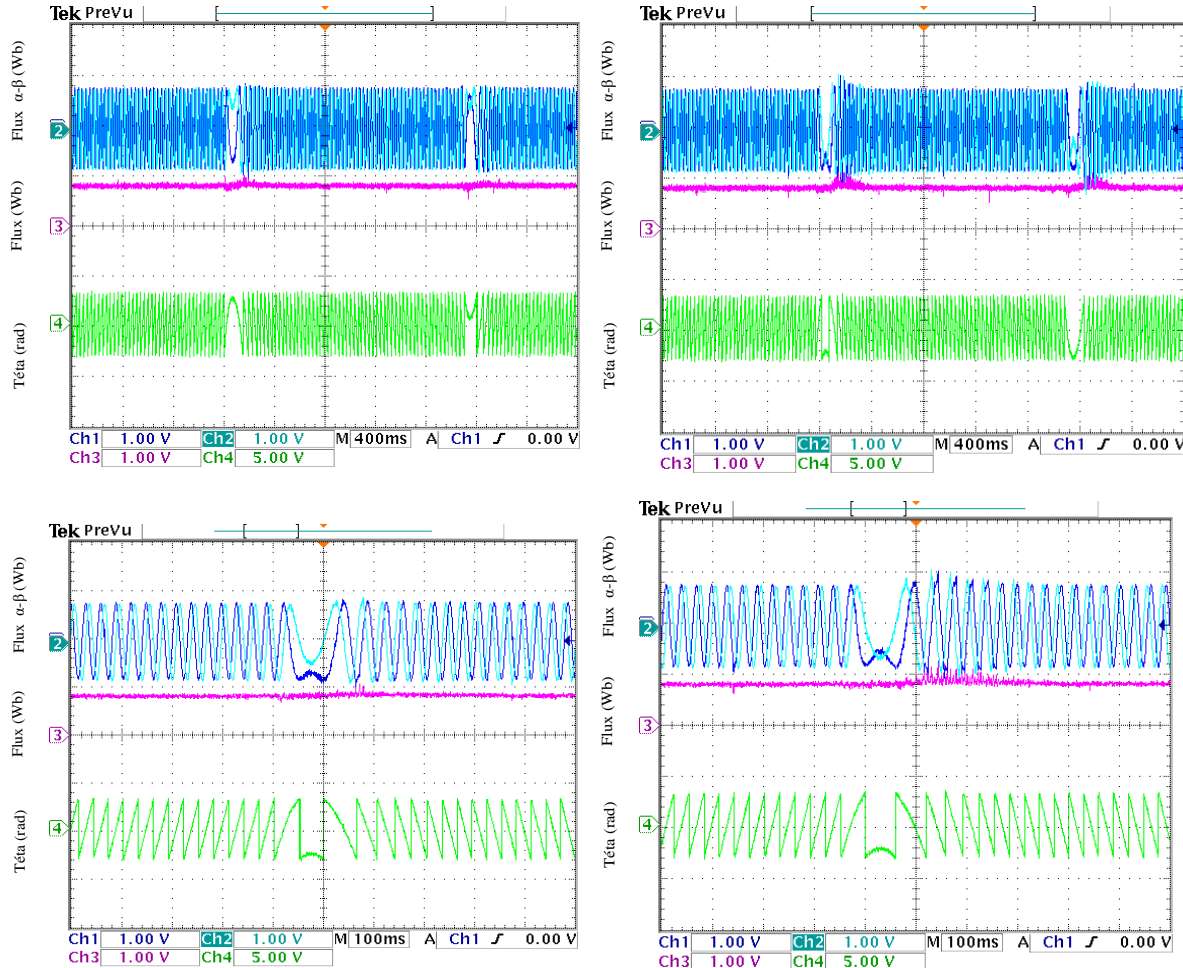


Fig.4.15 Inversion du sens de rotation: Composantes du flux statorique ( $\psi_{\alpha}$ ,  $\psi_{\beta}$ ), amplitude du flux statorique et position

### 4.5.3. Basse vitesse

Les figures : Fig.4.16 (a) et Fig.4.17(a) montrent le comportement à basse vitesse pour la stratégie DPTC de 200tr/min à 400tr/min. Pour le DPTC, les ondulations du couple et du flux statorique, ainsi que le THD du courant statorique sont respectivement de 2,1 Nm, 0,032Wb et 4,93%.

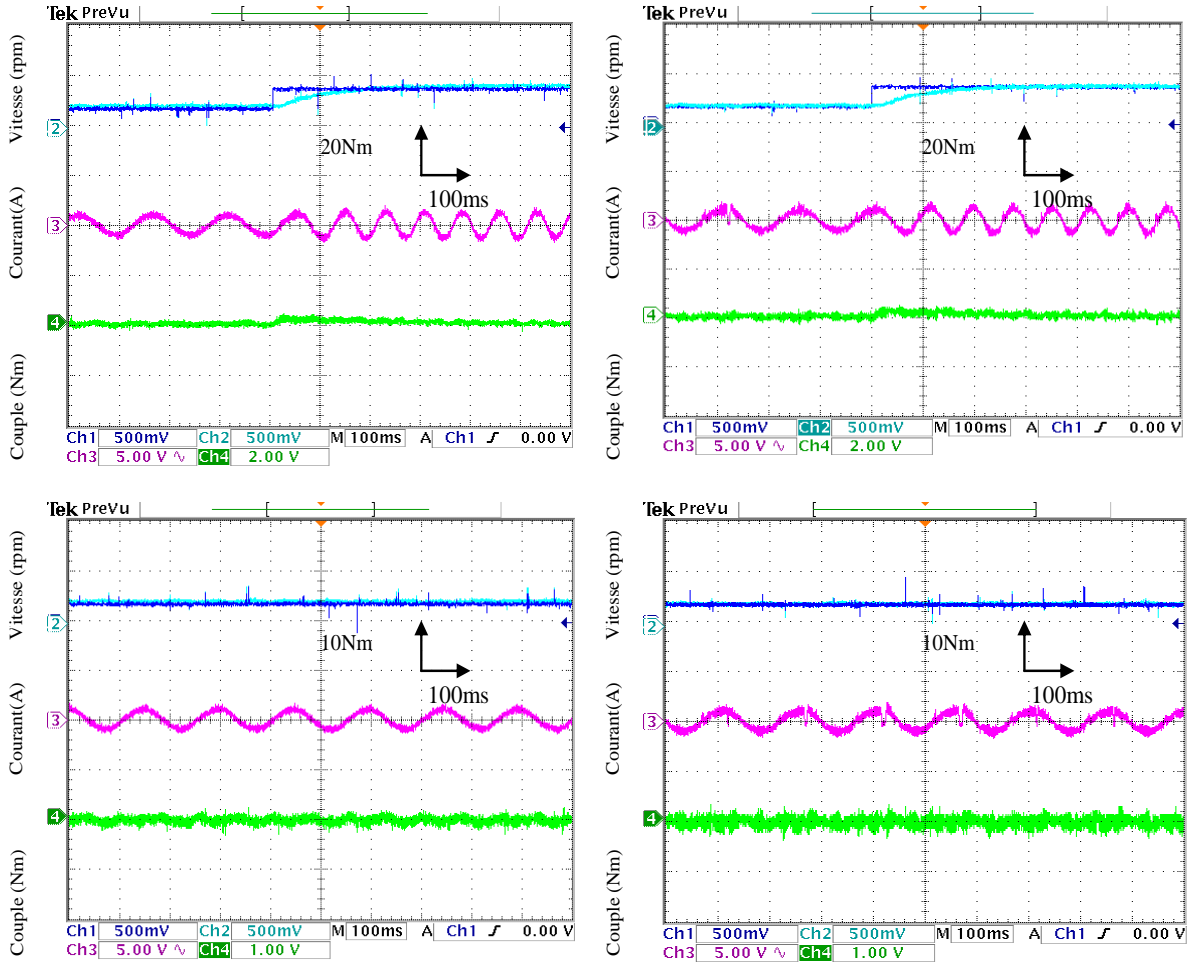


Fig.4.16 Basse vitesse : réponses de la vitesse rotorique, du courant de phase statorique et du couple électromagnétique (de 200tr/min à 400tr/min).

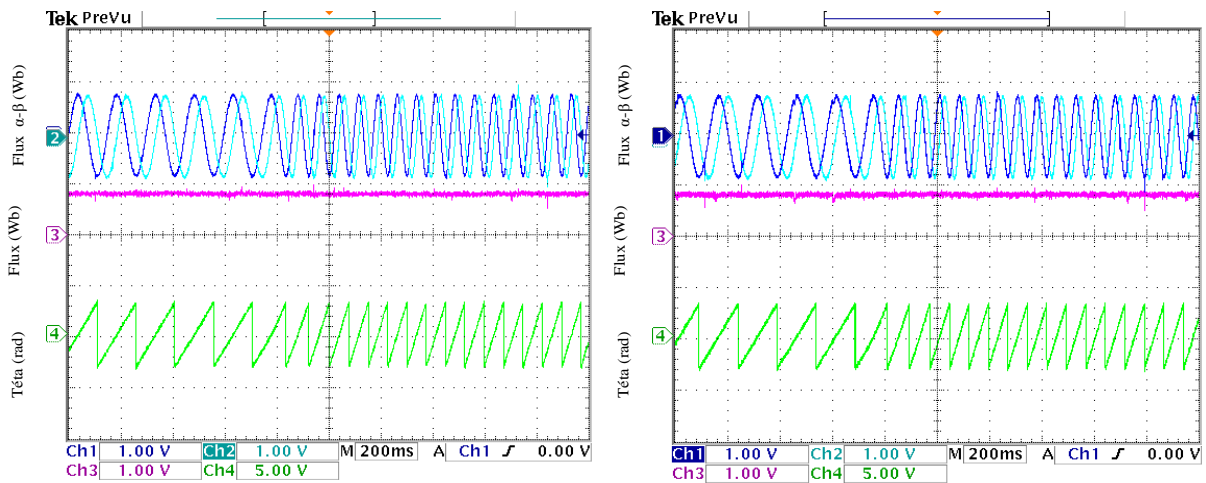


Fig.4.17 Basse vitesse : Composantes du flux statorique ( $\psi_\alpha$ ,  $\psi_\beta$ ), amplitude du flux statorique et position.

Les figures : Fig.4.16 (b) et Fig.4.17(b) montrent les réponses pour la stratégie DPTC-OMO. On trouve pratiquement les mêmes résultats qu'on a trouvés avec la stratégie DPTC. On voit clairement que les performances à basse vitesse du DPTC sont similaires à celles de la stratégie DPTC-OMO. Les ondulations du couple et du flux du stator, ainsi que le THD du courant statorique pour le DPTC-OMO sont respectivement de 2,35 Nm, 0,036 Wb et 5,8%.

### 4.5.4. Variation de la charge

La Fig.4.18(a) montre la robustesse de la stratégie DPTC par rapport à une perturbation du couple de charge externe. La charge passe brusquement du couple à vide au couple de charge de 5 N.m.

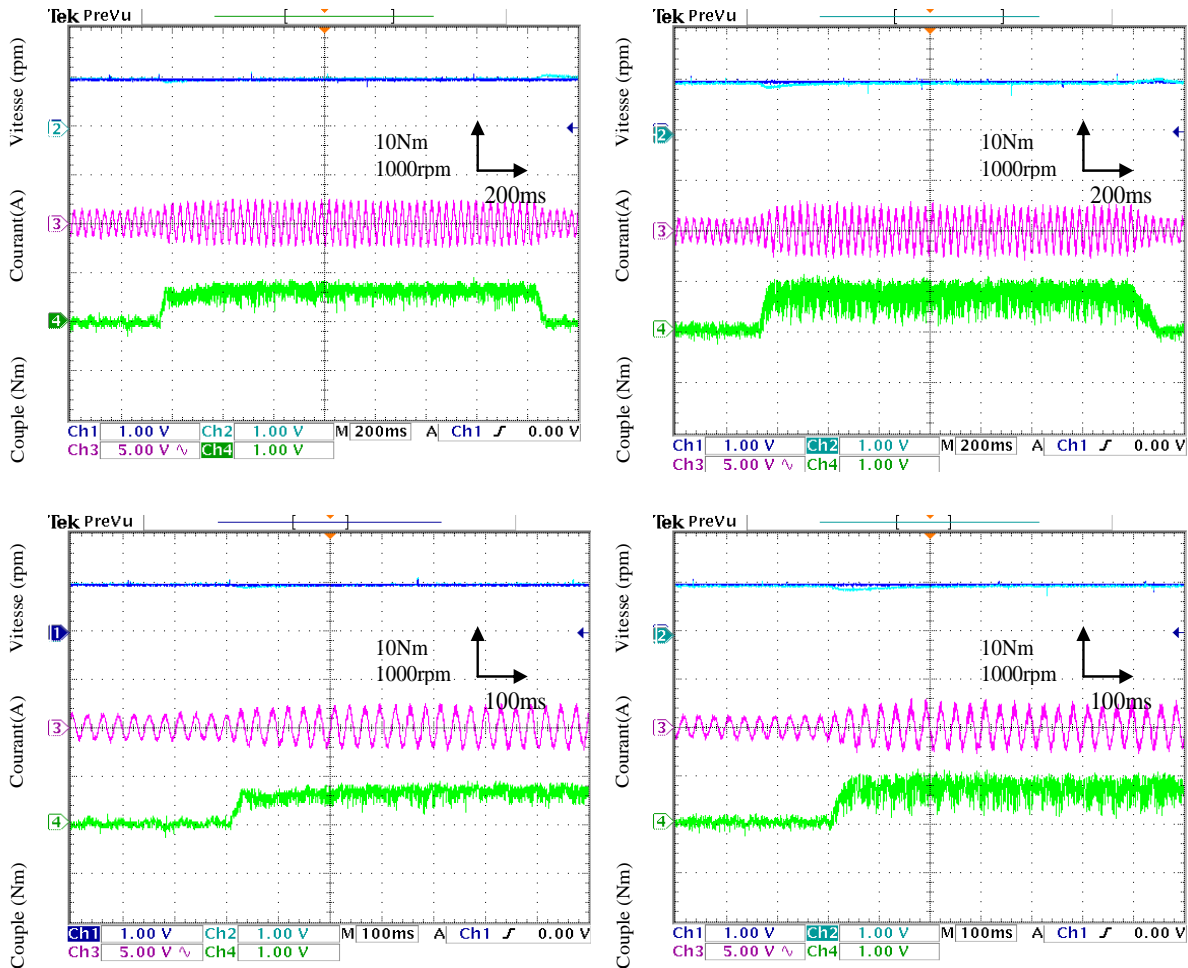
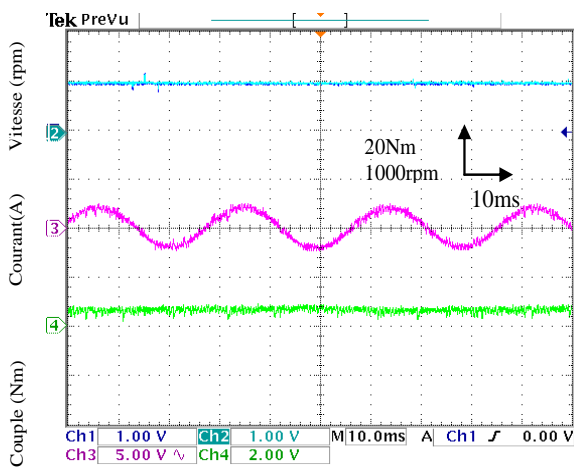


Fig.4.18 Variation de la charge : réponses de la vitesse rotorique, du courant de phase statorique et du couple électromagnétique.

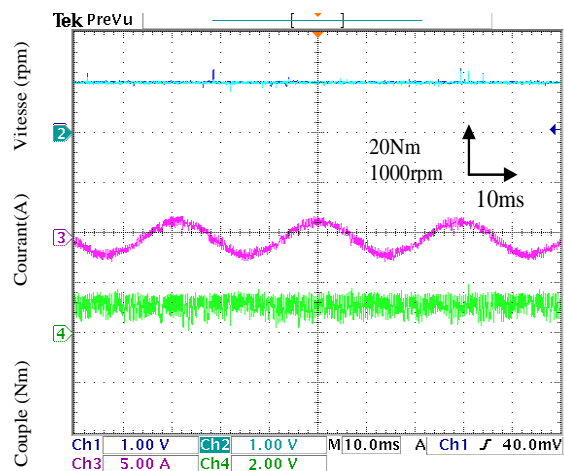
On constate une légère chute et un petit dépassement dans la réponse de vitesse en raison de la perturbation de la charge. Les ondulations du couple augmentent légèrement après l'application de la charge. L'ondulation du couple passe de 1,5 à 2,1 Nm. Des réponses similaires sont observées pour la stratégie DPTC-OMO (Fig.4.18(b)). L'ondulation du couple passe de 1,8 à 2,6 Nm.

### 4.6. Comparaison des performances des algorithmes DPTC, PTC, PCC et DTC à 12 secteurs

Dans cette section, une brève comparaison des algorithmes DPTC, PTC, PCC classique et DTC 12 secteurs est présentée. La stratégie DPTC a été sélectionnée en raison des performances expérimentales similaires obtenues avec le DPTC-OMO. Pour obtenir une comparaison plus réaliste, certaines considérations concernant la fréquence de commutation et le temps d'échantillonnage ont été prises en compte. Le premier vise à atteindre une fréquence de commutation équivalente au moins au point de fonctionnement spécifique auquel la comparaison à l'état stable est effectuée. Puisque le DPTC est une méthode à fréquence de commutation variable en raison de l'absence de modulateur. L'équivalence de la commutation entre les quatre stratégies est obtenue en prenant comme référence la fréquence moyenne de commutation dans le DPTC. Ensuite, en modifiant le facteur de poids dans le PTC classique et les bandes d'hystérésis dans le DTC à 12 secteurs, il est possible d'obtenir une fréquence de commutation très similaire en régime permanent.



DPTC



DTC 12 secteurs



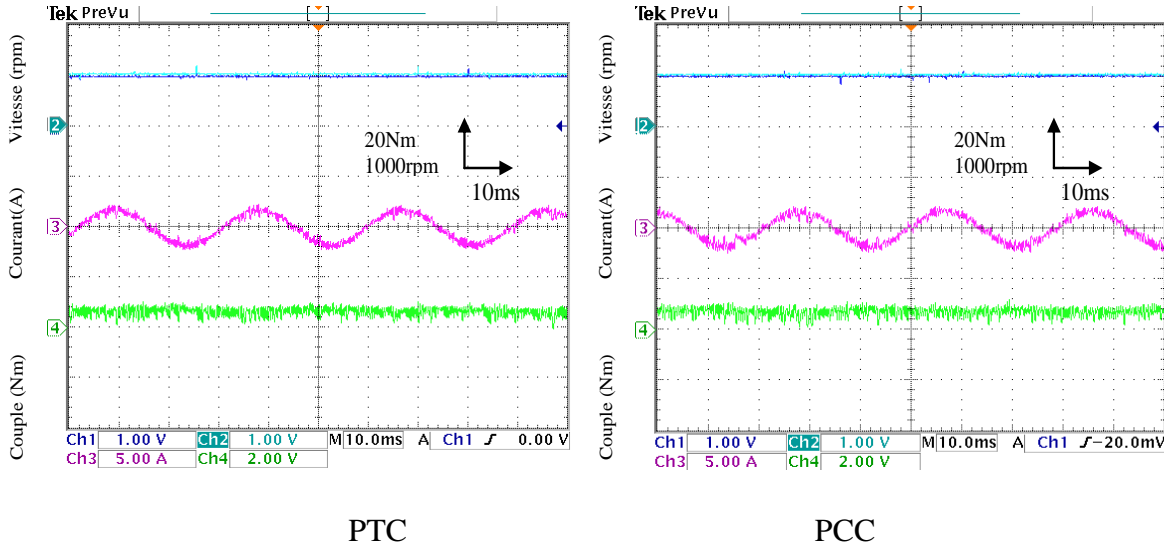


Fig.4.20 Régime permanent : réponses de la vitesse rotorique, du courant de phase statorique et du couple électromagnétique pour les quatre méthodes.

Ce test est développé pour montrer le comportement stable pour les quatre méthodes. La MAS tourne à 1000 tr/min avec une charge de 5 Nm. La Fig.4.20 présente les résultats pour les quatre méthodes. Les quatre méthodes atteignent de très bons résultats. La distorsion harmonique totale (THD) calculée pour le DPTC, le DTC-12secteurs, le PTC et le PCC est de 4.65%, 8,20%, 5,5% et 4,4%, respectivement. Le PCC présente le meilleur THD, parmi les quatre méthodes. Cependant, les trois autres méthodes ont également de bons résultats. Le PTC et le DPTC ont moins d'ondulations de couple qui sont de l'ordre de 2 Nm et 2.1 Nm, respectivement. Le DTC-12secteurs a des ondulations légèrement plus grandes de l'ordre de 3,2 Nm.

A partir des résultats expérimentaux, on constate que les quatre méthodes (DPTC, DTC, PTC et PCC) ont de bonnes performances. En général, le DPTC a un THD de courant légèrement meilleur par rapport aux autres méthodes. Les ondulations du couple sont réduites et le temps d'exécution est réduit en comparant avec les algorithmes PTC et PCC classique. Le DTC a une dynamique rapide mais des ondulations de couple plus importantes. Le PTC et le PCC ont un bon comportement avec moins d'ondulations de couple et une dynamique rapide. Les détails sont décrits dans le Tableau 4.5.

Tableau 4.5 Comparaison expérimentale des performances en régime permanent pour les quatre méthodes.

Méthodes	DTC	PCC	PTC	DPTC
ondulations de couple (N.m)	3.2	2.3	2.1	2
ondulation du flux (Wb)	0.037	0.034	0.03	0.028
(THD) du courant statorique (%)	8.20	4.4	5.5	4.65
fréquence de commutation (kHz)	3.75	3.35	2.75	2.55
Temps d'exécution ( $\mu$ s)	28.10	58.60	78.30	48.30

### 4.7. Conclusion

Dans ce chapitre et dans le cadre d'améliorer les performances de la PTC classique, deux algorithmes ont été proposés. La première utilise seulement trois vecteurs de tension au lieu des huit utilisés dans le PTC classique pour la prédiction et l'optimisation. Le nombre de vecteurs de prédiction est réduit, d'où la réduction du temps de calcul. Une réduction de la fréquence de commutation moyenne est obtenue en n'incluant pas le terme de transition de commutation dans la fonction coût, comme c'est le cas avec le PTC classique.

La deuxième méthode est basée sur l'OMO. Le principal avantage de cette approche est l'élimination des facteurs de poids, difficiles à optimiser. Les deux stratégies proposées ont été testées par simulation et validées avec par des résultats expérimentaux. La réduction du temps d'exécution et de la fréquence de commutation moyenne pour ces approches est de l'ordre de 30% et 35%, respectivement par rapport au PTC classique. Cette réduction est réalisée en gardant les performances du couple et du flux obtenus avec la méthode PTC classique. Ces approches montrent une bonne robustesse contre les perturbations du couple de charge et aux basses vitesses.

### 4.8. Bibliographiques

- [1] T. Geyer, "Computationally Efficient Model Predictive Direct Torque Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 10, pp. 2804–2816, Oct. 2011.
- [2] T. Geyer and D. E. Quevedo, "Performance of Multistep Finite Control Set Model Predictive Control for Power Electronics," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 3, pp. 1633–1644, Mar. 2015.

- [3] M. Parvez Akter, S. Mekhilef, N. Mei Lin Tan, and H. Akagi, “Modified Model Predictive Control of a Bidirectional AC–DC Converter Based on Lyapunov Function for Energy Storage Systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 2, pp. 704–715, Feb. 2016.
- [4] C. A. Rojas, J. Rodriguez, F. Villarroel, J. R. Espinoza, C. A. Silva, and M. Trincado, “Predictive Torque and Flux Control Without Weighting Factors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 2, pp. 681–690, Feb. 2013.
- [5] W. Xie *et al.*, “Finite-Control-Set Model Predictive Torque Control With a Deadbeat Solution for PMSM Drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 9, pp. 5402–5410, Sep. 2015.
- [6] M. Habibullah, D. D.-C. Lu, D. Xiao, and M. F. Rahman, “A Simplified Finite-State Predictive Direct Torque Control for Induction Motor Drive,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. c, pp. 1–1, 2016.

# **Chapitre 5**

## **Commande prédictive de puissance du convertisseur côté réseau**

### 5.1.Introduction

L'utilisation de redresseurs à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) offre plusieurs avantages par rapport à un redresseur à diode. Il est possible d'avoir un flux de puissance bidirectionnel, une puissance réactive contrôlable du côté de réseau, travaillé avec des courants d'entrée très sinusoïdaux atteignant un facteur de puissance proche de l'unité et une tension du bus continu contrôlable ce qui permet de réduire la taille du condensateur [1][2][3].

Afin de réduire les coûts et d'améliorer la fiabilité des systèmes de conversion de puissance, certaines topologies simplifiées de convertisseurs AC-DC-AC sont proposées. Le convertisseur triphasé à quatre interrupteurs a attiré beaucoup d'attention en raison de ses avantages de faible coût, de structure simple, de densité de puissance élevée et d'efficacité [4][5][6].

Dans ce chapitre, nous présenterons la commande prédictive de puissance et de couple (Predictive Power and Torque Control (PPTC)) de la MAS alimentée par un convertisseur AC-DC-AC. Plus précisément, la commande prédictive de puissance (Predictive Power Control (PPC)) du redresseur MLI côté réseau et la commande prédictive du couple (4 Switch Predictive Torque Control (4S-PTC)) de l'onduleur triphasé à quatre interrupteurs alimentant la MAS.

### 5.2.Commande prédictive de puissance et de couple (PPTC) de la MAS

La structure globale du PPTC de l'entraînement à MAS alimentée par un convertisseur AC-DC-AC est illustrée à la Fig.5.1. La tension du bus continu et le facteur de puissance sont contrôlés à travers le redresseur à MLI côté réseau, tandis que le contrôle du couple et du flux est assuré par l'onduleur côté machine. La démarche qui mène à cet objectif est détaillée dans les étapes qui suivent

#### 5.2.1. Commande prédictive de puissance (PPC) côté réseau

Le principe de cette approche, consiste à choisir au début de chaque période d'échantillonnage le vecteur de commande optimal à appliquer durant cette période pour optimiser une fonction de performance. Pour cela la méthode PPC comprend trois étapes: calcul de la puissance active et réactive, la prédiction de la puissance active et réactive, l'optimisation de la fonction coût.

5.2.1.1. Calcul de la puissance active et réactive

La puissance active et réactive sont calculées à partir du modèle du redresseur à MLI [7]. Ils peuvent être exprimés par les expressions suivantes :

$$P = \text{Re } \vec{v}_g \cdot \vec{i}_g = v_{g\alpha} \cdot i_{g\alpha} + v_{g\beta} \cdot i_{g\beta} \quad (5.1)$$

$$Q = \text{Im } \vec{v}_g \cdot \vec{i}_g = v_{g\beta} \cdot i_{g\alpha} - v_{g\alpha} \cdot i_{g\beta} \quad (5.2)$$

En utilisant l'approximation d'Euler-forward, les formes discrètes de (5.1) et (5.2) peuvent être obtenues comme:

$$P(k) = \text{Re } \vec{v}_g(k) \cdot \vec{i}_g(k) = v_{g\alpha}(k) \cdot i_{g\alpha}(k) + v_{g\beta}(k) \cdot i_{g\beta}(k) \quad (5.3)$$

$$Q(k) = \text{Im } \vec{v}_g(k) \cdot \vec{i}_g(k) = v_{g\beta}(k) \cdot i_{g\alpha}(k) - v_{g\alpha}(k) \cdot i_{g\beta}(k) \quad (5.4)$$

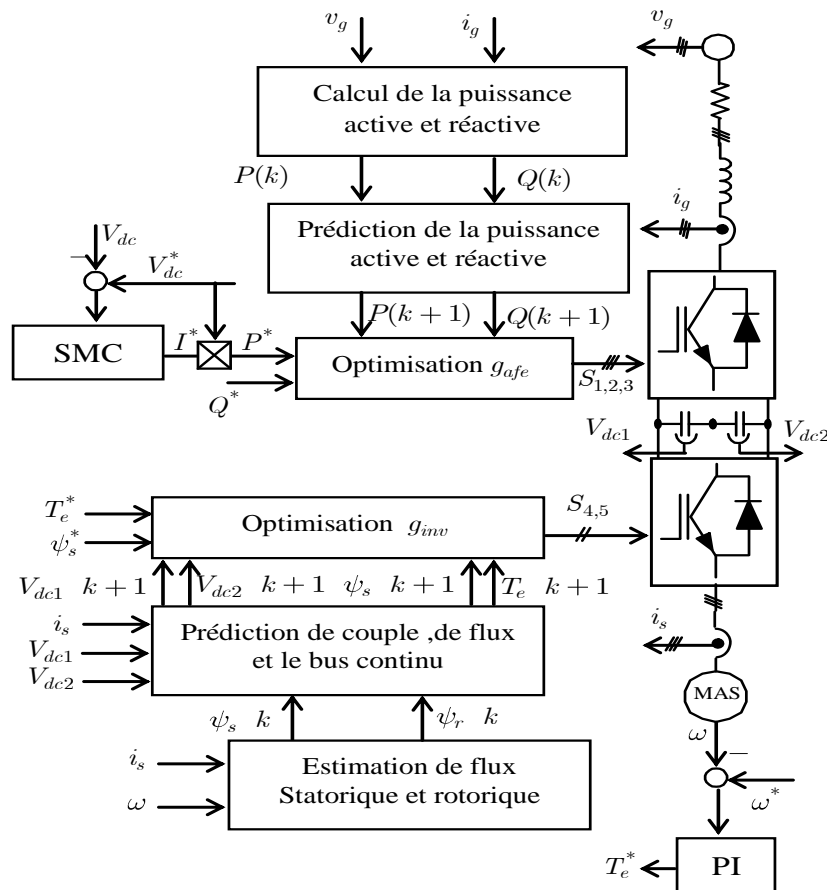


Figure 5.1 Schéma bloc de la commande PPTC de la MAS

### 5.2.1.2. Prédiction de la puissance active et réactive

Puisque les variables de contrôle dans le PPC sont la puissance active et la puissance réactive, leur comportement doit être prédit à l'étape d'échantillonnage  $k+1$ . Pour prédire la puissance active et la puissance réactive, le courant de réseau est également prédit. Par conséquent, les prédictions du courant de réseau et de la puissance active et réactive peuvent être définies comme:

$$\vec{i}_g(k+1) = \left(1 - \frac{R_g T_s}{L_g}\right) \vec{i}_g(k) + \frac{T_s}{L_g} \times [\vec{v}_g(k) - \vec{v}_{afe}(k)] \quad (5.5)$$

$$P(k+1) = \text{Re} \left[ \vec{v}_g(k+1) \cdot \vec{i}_g(k+1) \right] = v_{g\alpha}(k+1) \cdot i_{g\alpha}(k+1) + v_{g\beta}(k+1) \cdot i_{g\beta}(k+1) \quad (5.6)$$

$$Q(k+1) = \text{Im} \left[ \vec{v}_g(k+1) \cdot \vec{i}_g(k+1) \right] = v_{g\beta}(k+1) \cdot i_{g\alpha}(k+1) - v_{g\alpha}(k+1) \cdot i_{g\beta}(k+1) \quad (5.7)$$

Lors de la mise en œuvre de la PPC dans un système réel, un calcul important est requis; ce qui introduit un retard considérable dans l'actionnement, qui doit être compensé. La compensation est faite en deux étapes de prédiction. Maintenant, en supposant que la tension sélectionnée sera appliquée à l'instant  $k+1$ , il est nécessaire de prévoir le comportement du courant au moment  $k+2$ . En décalant le temps d'un pas en avant, l'expression du courant  $\vec{i}_g(k+2)$  est donnée par.

$$\vec{i}_g(k+2) = \left(1 - \frac{R_g T_s}{L_g}\right) \vec{i}_g(k+1) + \frac{T_s}{L_g} \times [\vec{v}_g(k+1) - \vec{v}_{afe}(k+1)] \quad (5.8)$$

Où  $i_g(k+2)$  est calculé en utilisant les mesures du courant et de la tension et en considérant la tension du convertisseur  $v_{afe}(k+1)$  celle sélectionnée à l'instant d'échantillonnage précédent. La tension du convertisseur  $v_{afe}(k+2)$  est la tension à appliquer.

Considérant la tension d'entrée et les vecteurs de courant en coordonnées orthogonales, pour un temps d'échantillonnage petit par rapport à la fréquence fondamentale du réseau ; on peut supposer que  $v_g(k+2) = v_g(k+1) = v_g(k)$ .

Les puissances active et réactive prédites sont données par les expressions suivantes.

$$P(k+2) = \text{Re} \left[ \vec{v}_g(k+2) \cdot \vec{i}_g^*(k+2) \right] = v_{g\alpha}(k+2) \cdot i_{g\alpha}(k+2) + v_{g\beta}(k+2) \cdot i_{g\beta}(k+2) \quad (5.9)$$

$$Q(k+2) = \text{Im} \left[ \vec{v}_g(k+2) \cdot \vec{i}_g^*(k+2) \right] = v_{g\beta}(k+2) \cdot i_{g\alpha}(k+2) - v_{g\alpha}(k+2) \cdot i_{g\beta}(k+2) \quad (5.10)$$

### 5.2.1.3. Optimisation de la fonction coût

La fonction coût comprend des valeurs absolues d'erreurs de la puissance active et réactive. Par conséquent, la fonction coût peut être définie comme

$$g_{ofe} = \left| P^* - P(k+2) \right| + \left| Q^* - Q(k+2) \right| \quad (5.11)$$

Où  $P(k+2)$  est la puissance active prédite,  $P^*$  est la référence de la puissance active, fournie par le régulateur de tension du bus continu à mode glissant. Elle s'ajuste continuellement pour éliminer l'erreur de suivi de référence de cette dernière en régime permanent.  $Q^*$  est la référence de la puissance réactive, elle est souvent imposée constante et nulle pour le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire.

Le vecteur de tension ayant la valeur minimale de  $g_{ofe}$  sera sélectionné comme vecteur optimal  $v_{opt}$  et sera appliqué au redresseur à l'instant d'échantillonnage suivant.

### 5.2.1.4. Le régulateur à mode glissant de la tension du bus continu

Pour obtenir de bonnes performances dynamiques du redresseur en régime transitoire et permanent, un régulateur à mode glissant (Sliding Mode Controller (SMC)) est utilisé pour la régulation de la tension du bus continu. La sortie du SMC correspond à la puissance nécessaire pour compenser l'erreur dans la tension du bus continu. Cette variable a été désignée comme référence de la puissance active  $P^*$ . Pour la conception du SMC, la procédure est la suivante:

Le circuit équivalent est défini par:



$$C_{eq} \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_{out} \quad (5.12)$$

L'erreur de tension du bus continu est définie comme par

$$e_v = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (5.13)$$

La fonction de Lyapunov est donnée par

$$V = \frac{1}{2} C_{eq} e_v^2 \quad (5.14)$$

Si  $V_{dc}^*$  est constant, alors

$$\dot{V} = e_v i_{out} - i_{dc} \quad (5.15)$$

En considérant  $|i_{out}| < I_{max}$ , la commande est donnée par l'expression suivante.

$$i_{dc} = I_{max} \text{sign } e_v \quad (5.16)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est exprimée sous la forme suivante.

$$\dot{V} = e_v i_{out} - I_{max} \text{sign } e_v = |e_v| i_{out} \text{sign } e_v - I_{max} \quad (5.17)$$

Comme  $|i_{out}| < I_{max}$  alors  $i_{out} \text{sign } e_v - I_{max} < 0$  d'où  $\dot{V} < 0$  et  $e_v$  converge asymptotiquement vers zéro.

Pour l'implémentation et dans le but de réduire le chattering, nous utilisons la fonction suivante:

$$i_{dc} = I_{max} \frac{e_v}{|e_v| + \varepsilon} \quad (5.18)$$

Avec  $\varepsilon$  une constante positive (limite sur l'erreur  $e_v$  qui converge vers une plage  $|e_v| < \varepsilon$ ).

L'organigramme de la PPC globale est donné par la figure 5.2.

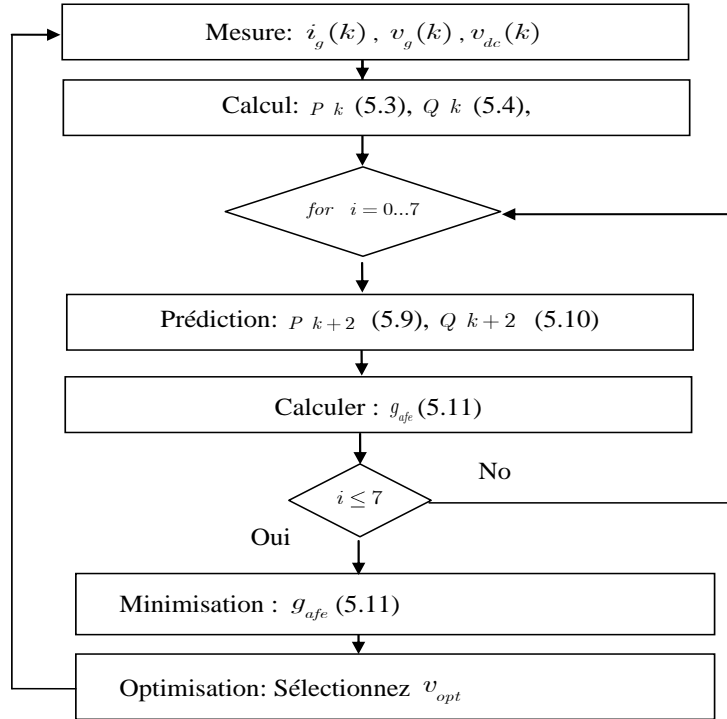


Fig. 5.2. Organigramme de la PPC

### 5.2.2. Commande prédictive de couple (4S-PTC)

Le schéma bloc PTC est le même présenté dans le chapitre 3 (Section 3.2), en changeant seulement le convertisseur alimentant la machine ; au lieu d'un onduleur trois bras, on utilise un onduleur deux bras (quatre interrupteurs). Cette section présente l'application de la (4S-PTC) pour la commande de la machine asynchrone (Fig.5.3). Le schéma de commande reste le même, ainsi que les équations de la MAS pour les prédictions. La fonction coût reste la même.

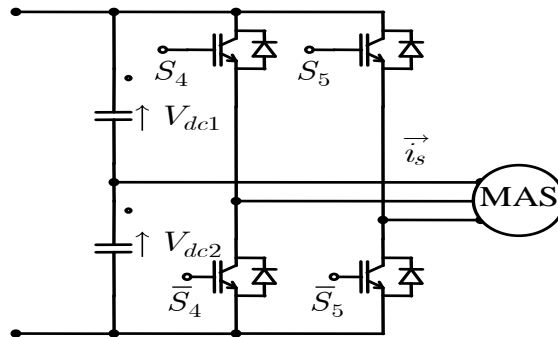


Fig.5.3. Onduleur à quatre interrupteurs

La principale différence est le nombre d'actionnements possibles. Dans le cas d'un onduleur à quatre interrupteurs, il y a 4 états de commutation, au lieu 8 états de commutation

disponibles dans un onduleur triphasé à six interrupteurs (tableau 5.1). En considérant les exigences spécifiques du convertisseur à quatre interrupteurs, la compensation du décalage de la tension du bus continu peut être incluse dans le schéma de commande.

Tableau 5.1 Les vecteurs de tension de l'onduleur à quatre interrupteurs

$v_n$	$S = [S_4, S_5]$	$v_s = v_\alpha + jv_\beta$
$v_0$	$[0, 0]$	$2/3 V_{dc2}$
$v_1$	$[0, 1]$	$V_{dc2} - V_{dc1} / 3 - j\sqrt{3} V_{dc1} + V_{dc2} / 3$
$v_2$	$[1, 0]$	$V_{dc2} - V_{dc1} / 3 + j\sqrt{3} V_{dc1} + V_{dc2} / 3$
$v_3$	$[1, 1]$	$-2/3 V_{dc1}$

### 5.2.2.1. Optimisation de la fonction coût

La fonction coût considérant les erreurs de couple et de flux, est la même que celle utilisée pour un onduleur triphasé à six interrupteurs:

$$g_{inv} = \left| T_e^* k + 2 - T_e^p k + 2 \right| + \lambda_p \left\| \vec{\psi}_s^* - \vec{\psi}_s^p k + 2 \right\| + I_m \quad (5.19)$$

Où le facteur de poids  $\lambda_p$  est ajusté de la même façon que dans la section 3.2.

Le vecteur tension ayant la valeur minimale de  $g_{inv}$  sera sélectionné comme vecteur optimal  $v_{opt}$  et sera appliqué à l'onduleur à quatre interrupteurs à l'instant d'échantillonnage suivant.

### 5.2.2.2. Compensation du déséquilibre de la tension du bus continu

Lorsque la 4S-PTC est implémentée pour un onduleur à quatre interrupteurs, une contrainte supplémentaire doit être prise en compte: le déséquilibre de la tension du bus continu. Cette contrainte peut être facilement considérée dans le schéma de commande en incluant un terme supplémentaire dans la fonction coût, donnée par l'expression suivante.

$$g_{inv} = \left| T_e^* k + 2 - T_e^p k + 2 \right| + \lambda_p \left\| \vec{\psi}_s^* - \vec{\psi}_s^p k + 2 \right\| + \lambda_{dc} \frac{|V_{dc1} k + 2 - V_{dc2} k + 2|}{V_{dc}} + I_m \quad (5.20)$$

Où  $\lambda_{dc}$  est le facteur de poids de la compensation du déséquilibre de la tension du bus continu.

Les tensions des condensateurs prédites peuvent être obtenues en considérant les expressions.

$$V_{dc1}(k+2) = V_{dc1}(k+1) - T_s / C_1 \cdot i_{dc1}(k+1) \quad (5.21)$$

$$V_{dc2}(k+2) = V_{dc2}(k+1) + T_s / C_2 \cdot i_{dc2}(k+1) \quad (5.22)$$

Où  $C_1, C_2$  sont les capacités supérieure et inférieure de bus continu.  $i_{dc1}(k), i_{dc2}(k)$  sont les courants supérieur et inférieur du bus continu.

$V_{dc1}(k+1)$  et  $V_{dc2}(k+1)$  peuvent être obtenues de la même manière.

Les courants du bus continu peuvent être exprimés en fonction des états de commutation sous la forme suivante.

$$i_{dc1}(k) = i_b(k) \cdot S_4 + i_c(k) \cdot S_5$$

(5.23)

$$i_{dc2}(k) = i_b(k) \cdot 1 - S_4 + i_c(k) \cdot 1 - S_5 \quad (5.24)$$

Où  $i_b(k)$  et  $i_c(k)$  sont les courants de phase.

L'organigramme de l'approche 4S-PTC est illustré par la figure 5.4:

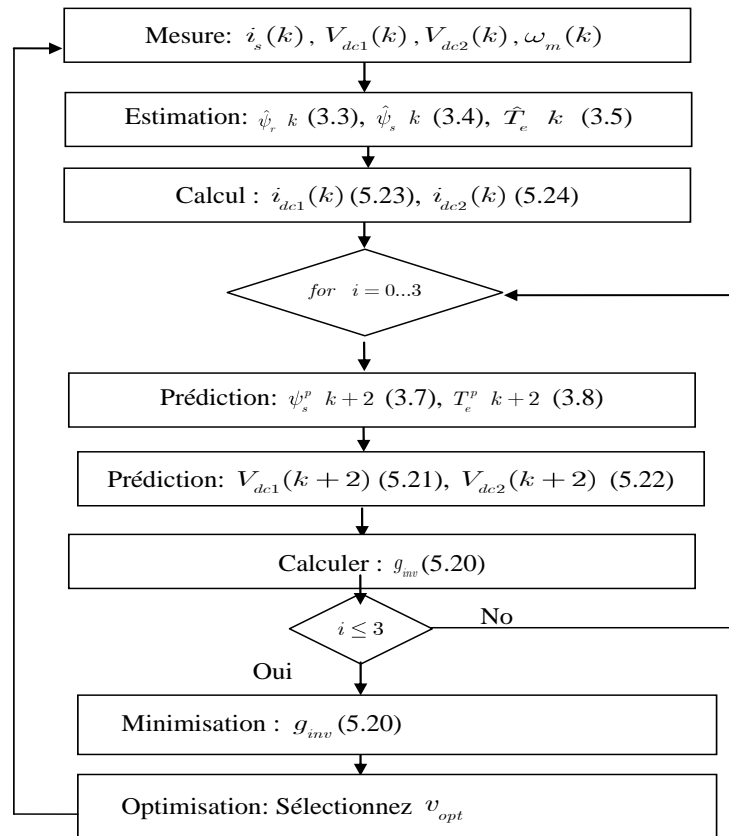


Fig. 5.4. Organigramme de l'approche 4S-PTC

### 5.3. Résultats de simulation

Pour valider les performances et l'efficacité de l'approche PPTC, une simulation dans l'environnement MATLAB/Simulink est effectuée. La fréquence d'échantillonnage est fixée à 10 kHz. Les paramètres de la machine et des contrôleurs (PI, SMC) sont donnés à l'annexe A.

#### 5.3.1. Régime permanent avec couple de charge

Le premier test consiste à vérifier le comportement du système en régime permanent. La MAS fonctionne à la vitesse de 1000 tr/min avec une charge de 5 Nm. Pendant le test, Les résultats de simulation associés à la méthode PPC d'une part et à la méthode 4S-PTC d'autre part sont présentés aux Fig. 5.5(a) et 5.5(b), respectivement. La Fig. 5.5(a) illustre de haut en bas la tension du bus continu, le courant de réseau, la puissance active et réactive du côté réseau. La tension du bus continu suit parfaitement sa référence de 400V sans dépassement, le courant de réseau est proche du sinusoïdal. Par conséquent, le THD est d'environ 6,21%. La puissance active est constante et suit de près sa valeur de référence. La puissance réactive est nulle en moyenne, assurant ainsi une opération d'un facteur de puissance unitaire. La Fig. 5.5(b) présentée de haut en bas la vitesse mesurée, le couple électromagnétique, le courant statorique et le flux. On peut voir que la vitesse de la MAS peut suivre avec précision sa valeur de référence sans dépassement significatif.

Les courants statoriques triphasés associés à l'approche 4S-PTC sont quasi-sinusoïdaux. En outre, il est à noter que le couple et le flux garde toujours une ondulation acceptable

#### 5.3.2. L'inversion du sens de rotation

Les performances dans toute la plage de la vitesse sont étudiées dans ce test. La MAS passe de la vitesse +1000 tr/min à la vitesse -1000 tr/min avec une charge de 5 Nm. Les résultats associés aux approches PPC et 4S-PTC sont représentés sur les Fig. 5.6(a) et 5.6(b).

La Fig. 5.6(a) montre que la tension du bus continu suit bien sa référence sans dépassement après le régime d'inversion de la vitesse. Le courant de réseau subit une légère perturbation durant l'inversion du sens de rotation, puis il revient à sa forme quasi-sinusoïdale. On remarque une chute au niveau de la puissance active due à l'appel du couple durant l'inversion, avant de rétablir sa référence. La puissance réactive est pratiquement nulle assurant un facteur de puissance unitaire.

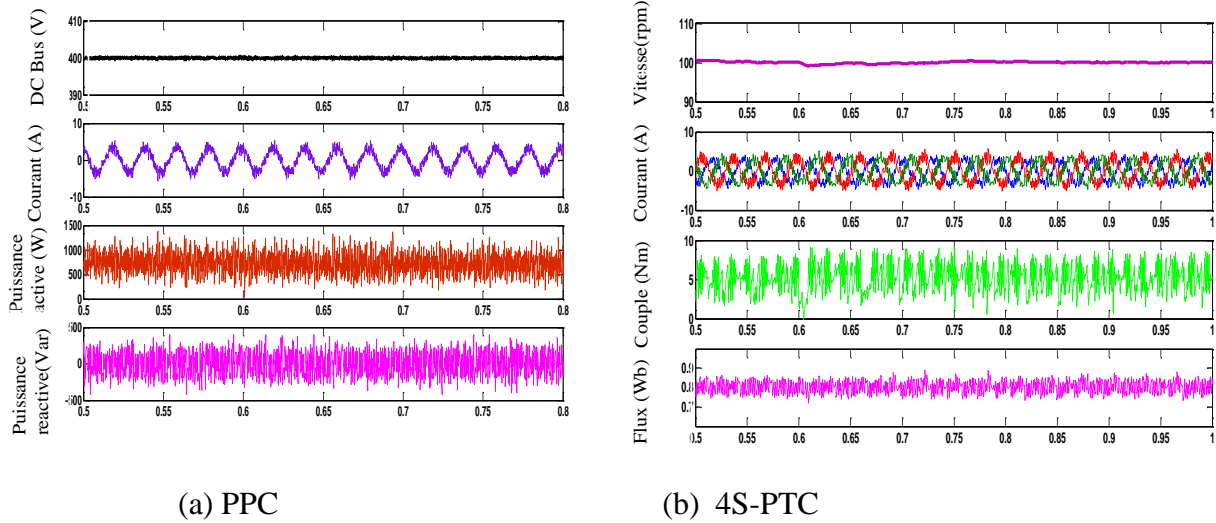


Fig. 5.5 Résultats de simulations pour 1000 tr/min avec 5.0 Nm couple de charge en régime permanent.

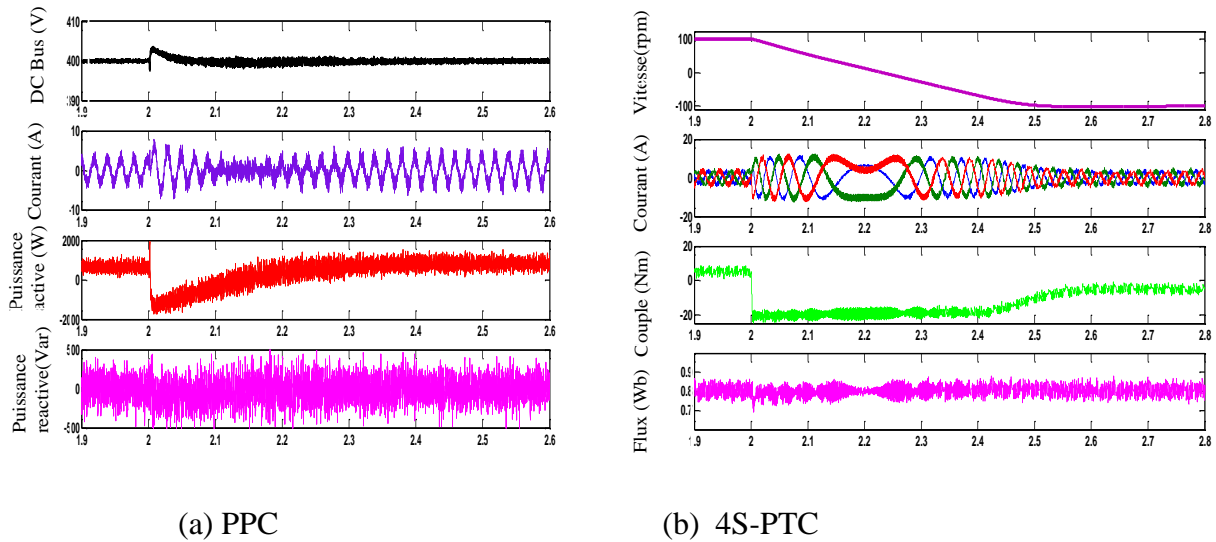


Fig. 5.6 Résultats de simulation pour l'inversion du sens de rotation (1000 à -1000 tr/min) avec 5.0 Nm couple de charge

Les formes d'onde de la tension des deux condensateurs ( $v_{dc1}$ ,  $v_{dc2}$ ) au cours de l'inversion du sens de rotation de la vitesse sont présentées dans la Fig. 5.7. On peut voir qu'il y a un déséquilibre de tension du bus continu significatif lors de l'inversion de la vitesse. Ce déséquilibre est supprimé après 0,5 s. Ceci montre l'efficacité du terme de compensation introduit au niveau de la fonction coût.

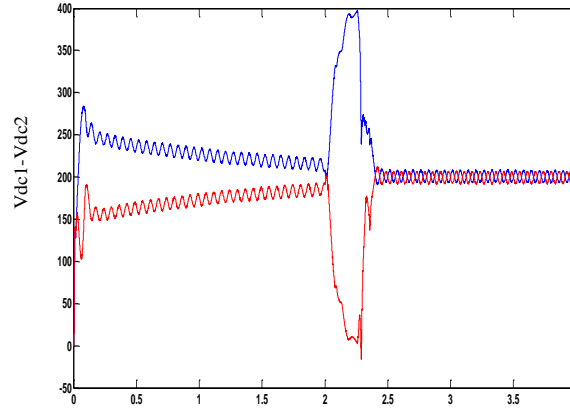


Fig. 5.7 Performance transitoire des tensions des condensateurs durant l'inversion du sens de rotation (1000 à -1000 tr/min) avec 5.0 Nm couple de charge

### 5.4. Résultats expérimentaux

Dans le but de valider le concept de la méthode PPTC proposée, une évaluation expérimentale est réalisée en utilisant une MAS à cage d'écureuil de 3 kW alimenté par un convertisseur AC-DC-AC composé de deux convertisseurs SIMEKRON. Le premier utilisé comme un onduleur et l'autre comme un redresseur à MLI. Une MSAP est utilisée comme charge (génératrice) est couplée à l'arbre de la MAS. Un rhéostat est placé en série avec l'armature de la MSAP pour varier la charge. La position du rotor est mesurée à l'aide d'un encodeur incrémental de 1024 points. Un autotransformateur connecté au réseau est utilisé pour l'alimentation électrique (140V). Deux courants du réseau  $i_{ga}, i_{gb}$  et deux courants de la MAS  $i_{sa}, i_{sb}$  sont mesurés par les capteurs de courant à effet Hall. Les tensions du réseau  $v_{ga}, v_{gb}$  et les tensions du bus continu  $V_{dc1}, V_{dc2}$  sont mesurées par des capteurs de tension à effet Hall, respectivement. L'algorithme de commande est implémenté à l'aide de la carte Dspace 1104 avec les logiciels Control Desk et MATLAB/Simulink. La tension du bus continu est fixée à 400 V en raison de la restriction du matériel. Une fréquence d'échantillonnage élevée, conduit à des performances élevées. Comme on est limité par la capacité du Dspace 1104, la fréquence d'échantillonnage est fixée à 10 kHz. Les facteurs de poids  $\lambda_p, \lambda_{dc}$  utilisés dans l'expérimental sont obtenus par une procédure heuristique à base expérimentale. Les paramètres correspondant au banc d'essais expérimental sont donnés à l'annexe A.

### 5.4.1. Démarrage à vide et régime permanent avec couple de charge

La Fig.5.8 représente respectivement de haut en bas les allures de la tension du bus continu, le courant de réseau, la puissance active et réactive, la tension du réseau et la position angulaire. Avant l'application de la PPC, les puissances active et réactive ne sont pas commandées, donc la forme d'onde du courant de réseau est considérablement déformée et déphasée par rapport à sa tension. Celui-ci est également affecté par la charge non linéaire. Après l'application de la PPC, les puissances active et réactive sont commandées, d'où la forme d'onde du courant de réseau est sinusoïdale et en phase avec sa tension respective.

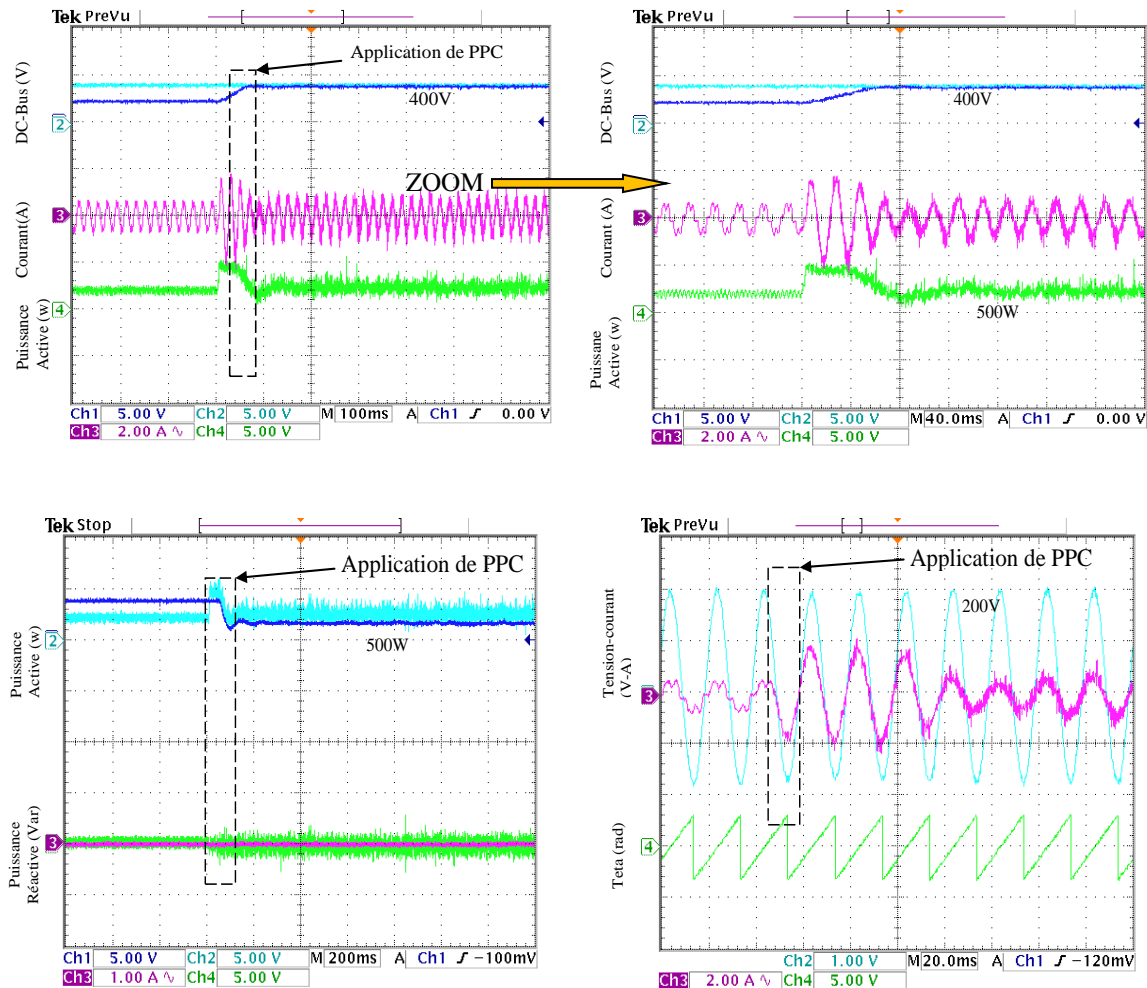


Fig.5.8 Résultats expérimentaux côté réseau : la tension de bus continu, le courant de réseau, la puissance active et réactive, la tension de réseau et la position angulaire au démarrage.



## Chapitre 5 Commande prédictive de puissance du convertisseur côté réseau

La tension du bus continu et les puissances active et réactive suivent leurs références avec de bonnes performances. Il est également remarquable que la puissance réactive est presque nulle amenant à un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

La Fig.5.9, montre l'analyse spectrale du courant de réseau avant et après l'application de la PPC, il est clair que, la commande PPC a pu éliminer l'effet des harmoniques existant avec un taux d'harmonique de l'ordre de 6.5%.

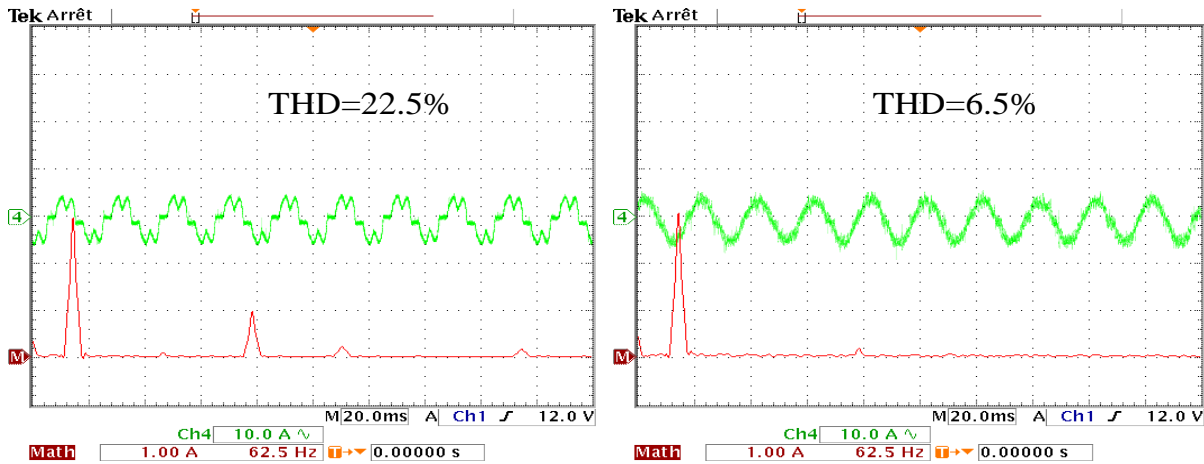


Fig.5.9 Résultats expérimentaux : spectre harmoniques du courant de réseau avant et après l'application de la PPC

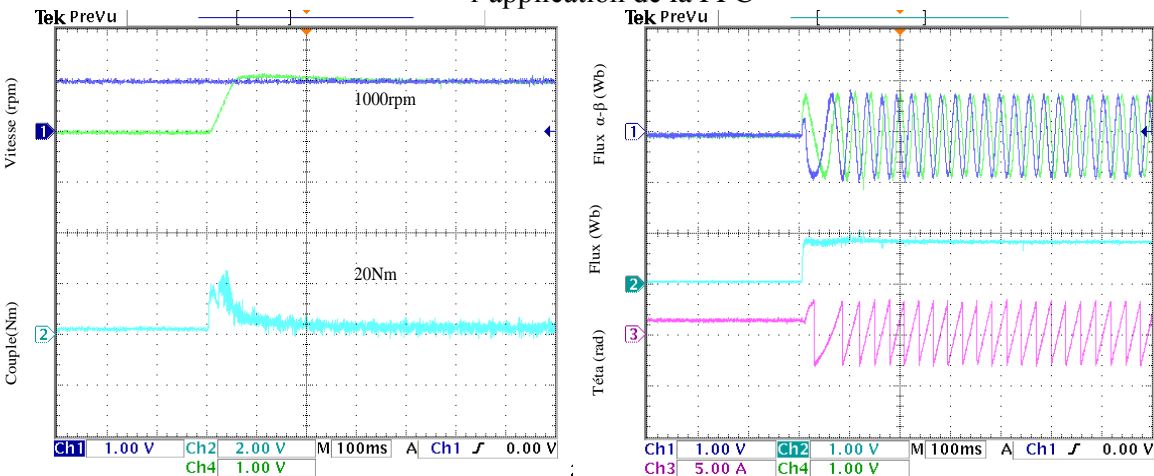


Fig.5.10 Résultats expérimentaux du côté MAS : la vitesse, le couple, composantes du flux statorique ( $\psi_{\alpha}$ ,  $\psi_{\beta}$ ), amplitude du flux statorique et la position au démarrage.

La réponse dynamiques au démarrage pour l'approche 4S-PTC est illustrée sur la Fig.5.10, où la machine démarre à partir de l'arrêt avec à une vitesse de référence de 1000tr/min. on constate que la MAS accélère rapidement jusqu'à la vitesse de référence sans fluctuation importante au niveau

du couple, et réalise un suivi rapide et sans dépassement de la vitesse. Le flux se stabilise à 0.8Wb.

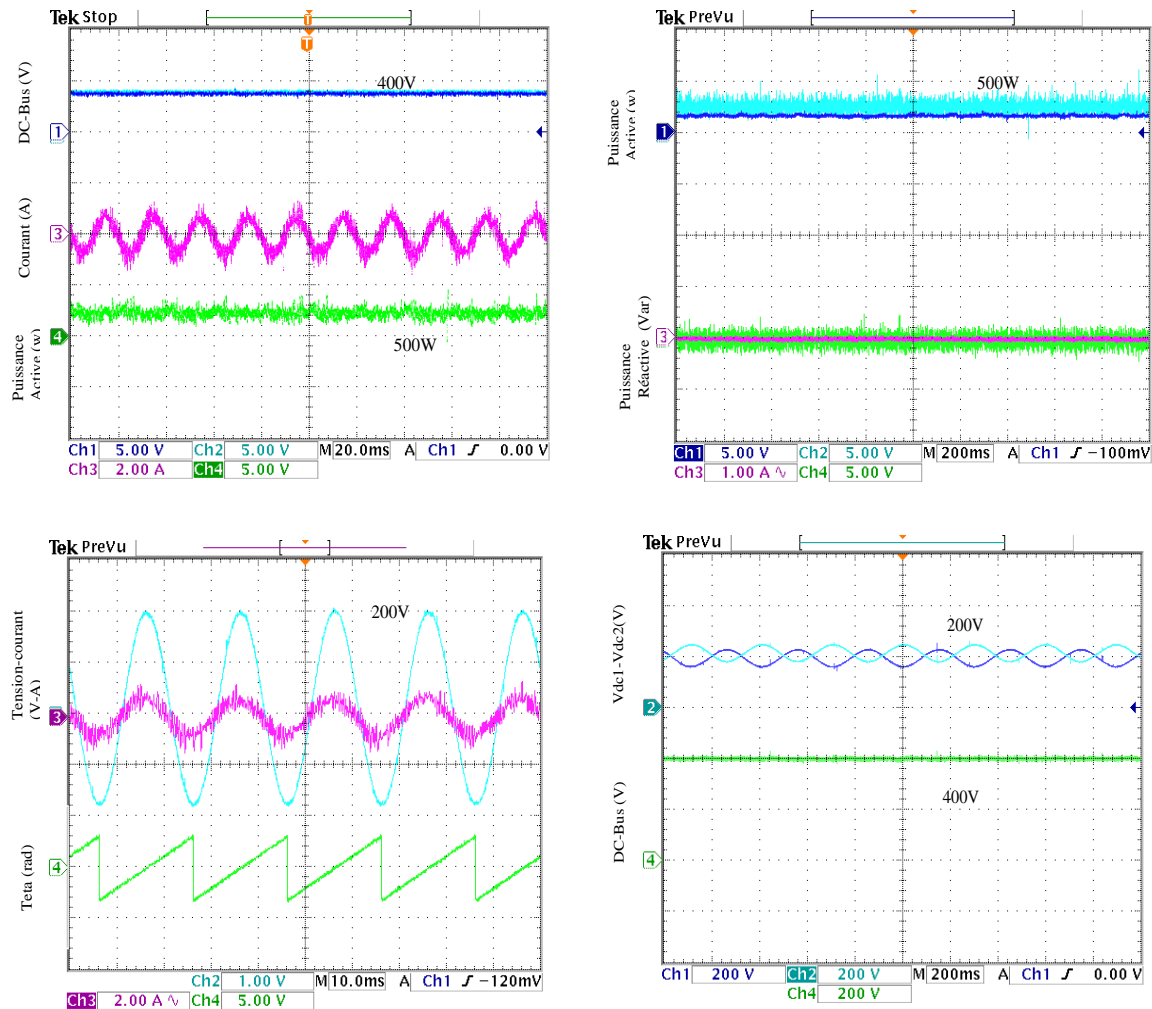


Fig.5.11 Résultats expérimentaux du côté de réseau : la tension de bus continu, le courant de réseau, la puissance active et réactive, la tension de réseau et position angulaire, les tensions des condensateurs en régime permanent.

La performance en régime permanent du côté de réseau est représentée par la Fig.5.11. Les bonnes performances de poursuite des puissances active et réactive conduisent à une référence correcte du bus continu. La référence de la puissance réactive est imposée nulle (0) ce qui conduit au facteur de puissance unitaire, représenté par le courant de réseau en phase avec sa tension. Les deux tensions des condensateurs ( $v_{dc1}=v_{dc2}=200V$ ) sont contrôlées bien près de la moitié de la tension du bus continu (400V) indiquant l'efficacité du terme de compensation du déséquilibre de la tension du bus continu. Le THD du courant de réseau est analysé et le résultat est présenté dans

## Chapitre 5 Commande prédictive de puissance du convertisseur côté réseau

le tableau 5.2. Le THD est relativement faible, il est de l'ordre de 6,5% ; ce qui montre une autre fois la bonne performance de l'approche proposée.

Tableau 5.2 Le THD du courant de réseau

Côte réseau	Avant l'application de la PPC			Après l'application de la PPC		
phases	$i_{ga}$	$i_{gb}$	$i_{gc}$	$i_{ga}$	$i_{gb}$	$i_{gc}$
(THD) du courant de réseau (%)	22.5	22.1	22.8	6.5	6.3	6.7

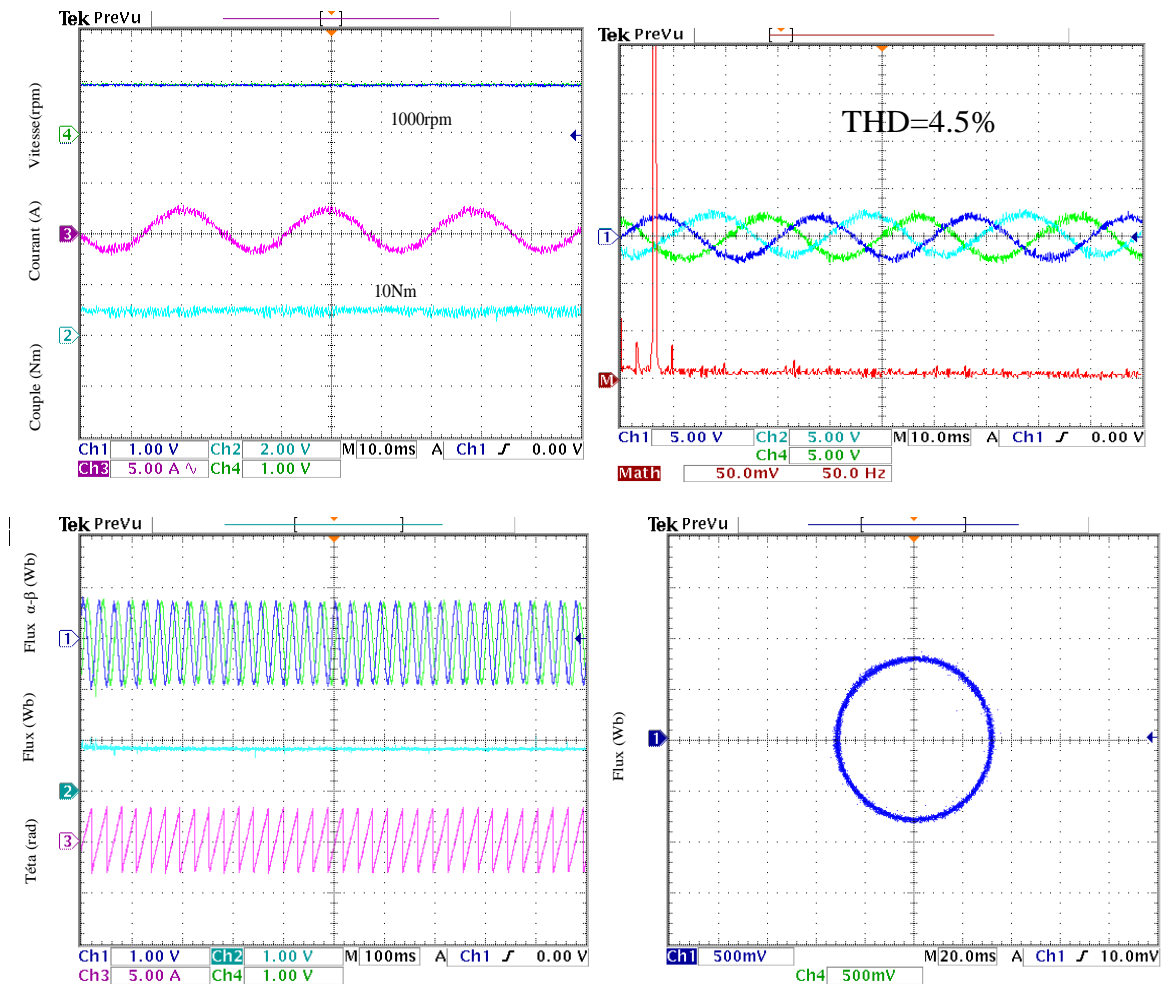


Fig.5.12 Résultats expérimentaux du côté de la MAS : la vitesse, le courant statorique, le couple, les composantes du flux statorique ( $\psi_{s\alpha}$ ,  $\psi_{s\beta}$ ), amplitude du flux statorique, position, trajectoire du flux statorique en régime permanent.

La performance en régime permanent du côté MAS avec la méthode proposée 4S-PTC à une vitesse de 1000 tr/min et un couple de charge de 5 Nm est montrée sur la Fig.5.12. Les résultats

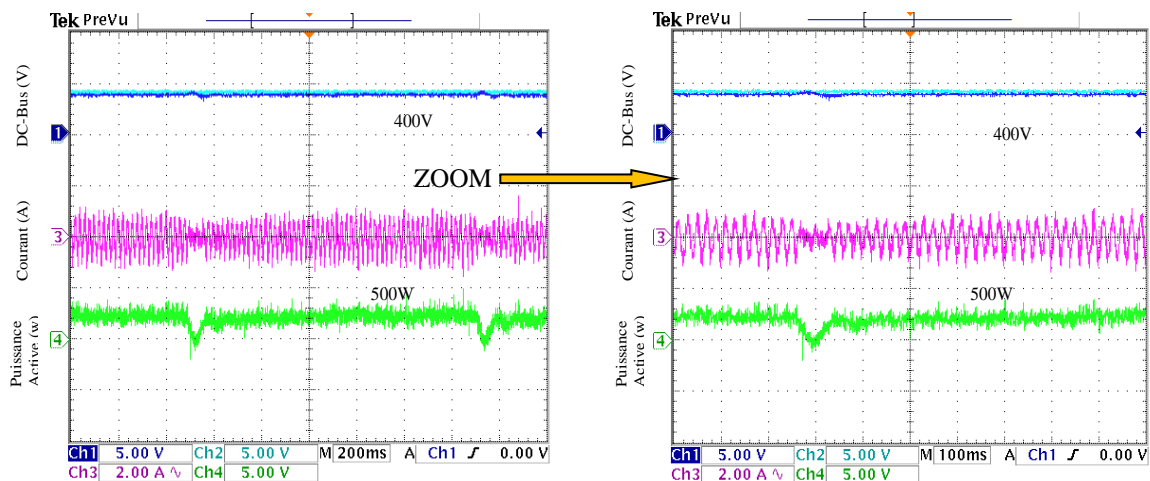
montrent qu'avec la méthode 4S-PTC, le système est capable de présenter de bonnes performances, avec un seulement un onduleur de deux bras et quatre interrupteurs ; ce qui minimise le coût du système d'une part et facilite la commande d'autre part. Une comparaison des performances en régime permanent avec la méthode PTC présentée au chapitre trois est donnée par le tableau 5.3. Il est montré que bien qu'une phase de la MAS soit connectée au point central du bus continu, le courant triphasé équilibré est atteint avec un faible THD.

Tableau 5.3 Le THD du courant statorique

Côté MAS	PTC			4S-PPC		
phases	$i_{ga}$	$i_{gb}$	$i_{gc}$	$i_{ga}$	$i_{gb}$	$i_{gc}$
THD du courant de statorique (%)	5.5	5.45	5.62	4.5	4.4	4.8
Temps d'exécution ( $\mu$ s)	78.30			50.20		

### 5.4.2. Inversion du sens de rotation

Le test suivant consiste à vérifier les performances du système lors d'une inversion du sens de rotation de la MAS. La Fig.5.13 et Fig.5.14 montrent les performances du côté de réseau et du côté de la MAS pour les deux méthodes PPC et 4S-PTC, lorsque la référence de vitesse passe de 1000 tr / min à -1000 tr / min avec un couple de charge de 5 Nm. La référence de la puissance réactive est imposée égale à zéro pour obtenir un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.



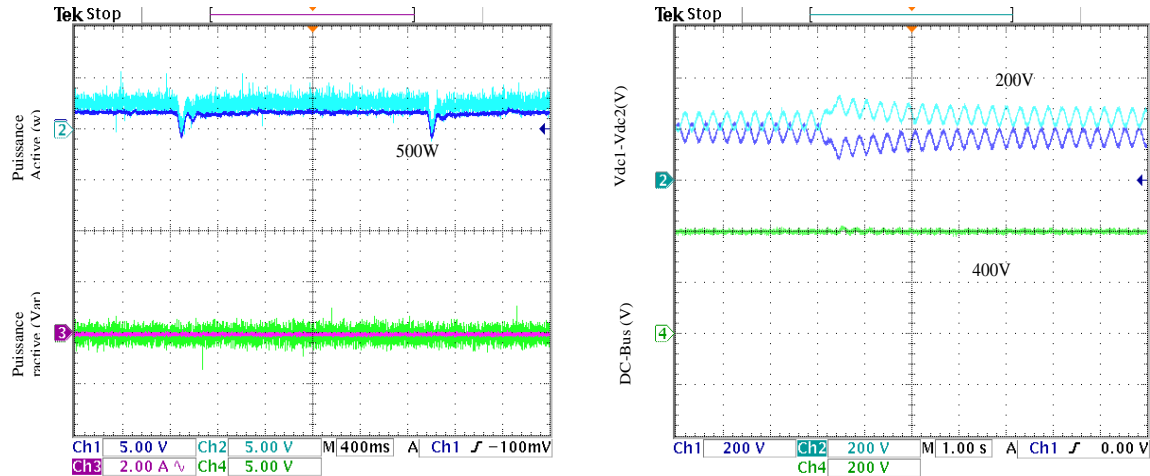


Fig.5.13 Résultats expérimentaux côté réseau : la tension du bus continu, le courant de réseau, la puissance active et réactive, les deux tensions de condensateur (inversion du sens de rotation).

Les réponses de la tension du bus continu, la puissance active, la puissance réactive, le courant de réseau, Les deux tensions des condensateurs ( $v_{dc1}$ ,  $v_{dc2}$ ) sont représentées sur la Fig.5.13. On peut voir que durant l'inversion, le PPC réalise un découplage parfait entre la puissance active et la puissance réactive du côté du réseau. La méthode PPC développe une réponse de puissance active plus rapide associée à une faible variation de la tension du bus continu.

Il est clair de voir qu'il existe un écart de tension significatif entre les tensions des deux condensateurs, lors de l'inversion du sens de rotation. Cet écart est éliminé après 3s, montrant encore l'efficacité du terme de compensation du déséquilibre des tensions du bus continu.

Durant l'inversion de la vitesse, la MAS fonctionne en mode générateur et la puissance est renvoyée au réseau. Après 0.12s, la MAS est à nouveau en mode moteur et la puissance active est augmentée rapidement. Pendant la perturbation d'inversion, la variation de la tension du bus continu est d'environ  $\pm 20$  V, ce qui représente une bonne performance transitoire. La puissance réactive suit sa référence. Le facteur de puissance est presque unitaire. En conséquence, le courant de réseau est quasi sinusoïdal avec un THD de l'ordre de 6,8%.

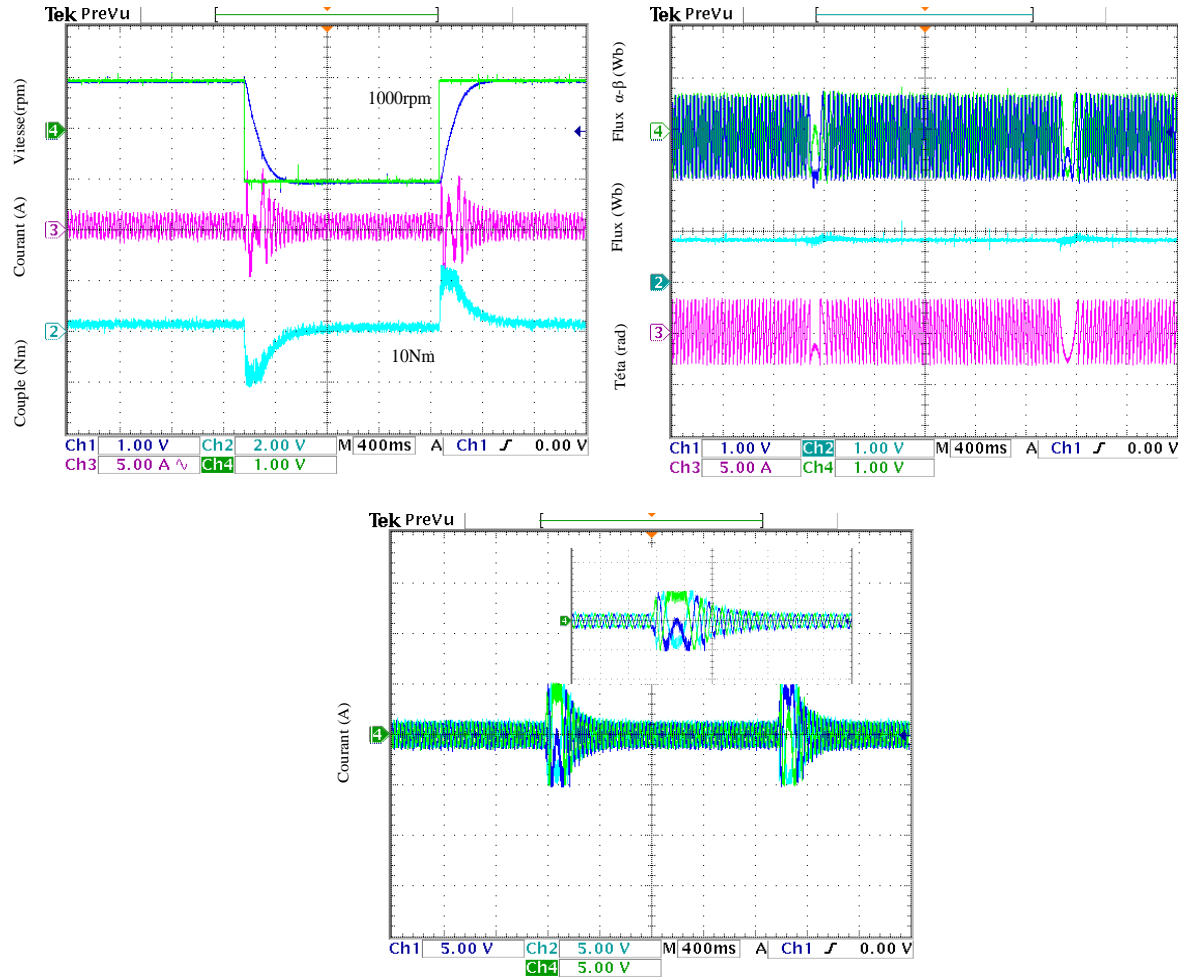


Fig.5.14 Résultats expérimentaux côté MAS : vitesse, courant statorique, couple, composantes du flux statorique ( $\psi_{\alpha}$ ,  $\psi_{\beta}$ ), amplitude du flux statorique et position durant l'inversion du sens de rotation.

Les réponses de la vitesse, du courant statorique, du couple, des composantes du flux statorique ( $\psi_{\alpha}$ ,  $\psi_{\beta}$ ), de l'amplitude du flux statorique et de la position sont indiquées sur la Fig.5.14. Les résultats montrent un découplage parfait entre flux et couple. Le 4S-PTC donne une performance dynamique élevée pour le couple. La vitesse est obtenue sans dépassement. Le flux du stator suit sa référence (0,8 Wb) avec une réduction remarquable des ondulations. La dynamique du couple est très élevée et les ondulations sont réduites. En conséquence, le courant du stator est quasi sinusoïdal avec un THD de 4,75%.

### 5.4.3. Basse vitesse

Afin de tester les performances à basse vitesse, la machine passe d'une vitesse de 200 à 400 tr/min avec un couple de charge de 5 Nm. Les résultats sont présentés sur la Fig.5.15 et Fig.5.16.

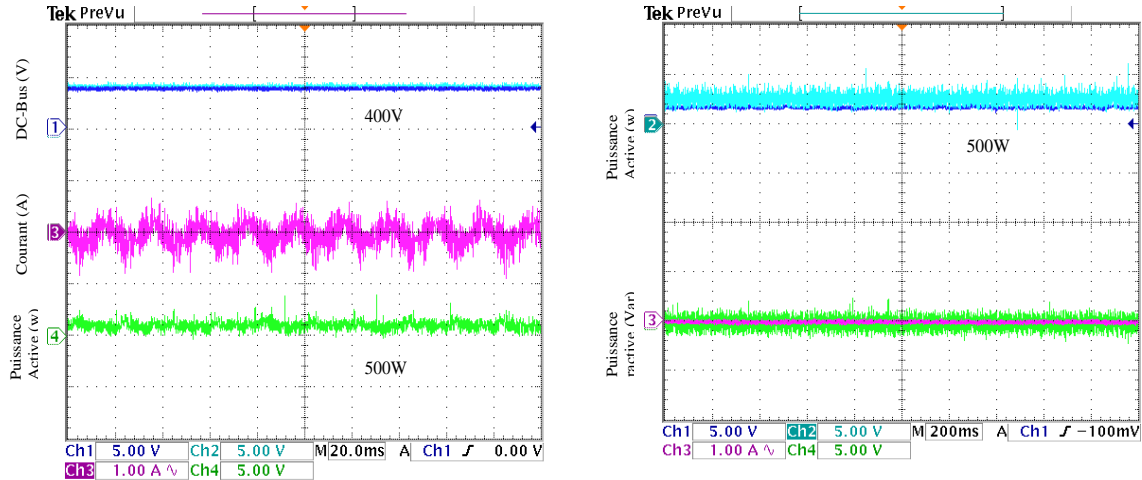


Fig.5.15 Résultats expérimentaux côté réseau : la tension de bus continu, le courant de réseau, la puissance active et réactive à Basse vitesse (de 200tr/min à 400tr/min).

La Fig.5.15 présente de haut en bas la tension du bus continu, le courant de réseau, la puissance active et réactive à basse vitesse. Le courant de réseau dans ce cas présente des ondulations à haute fréquence en restant toujours quasi sinusoïdal. Par ailleurs, on constate que la tension du bus continu reste régulée autour de sa référence. En outre, on observe aussi que la puissance active reste bien régulée et converge vers sa valeur de référence, cependant la puissance réactive est pratiquement nulle. Les résultats expérimentaux montrent que la méthode PPC proposée assure des performances élevées même à faible vitesse.

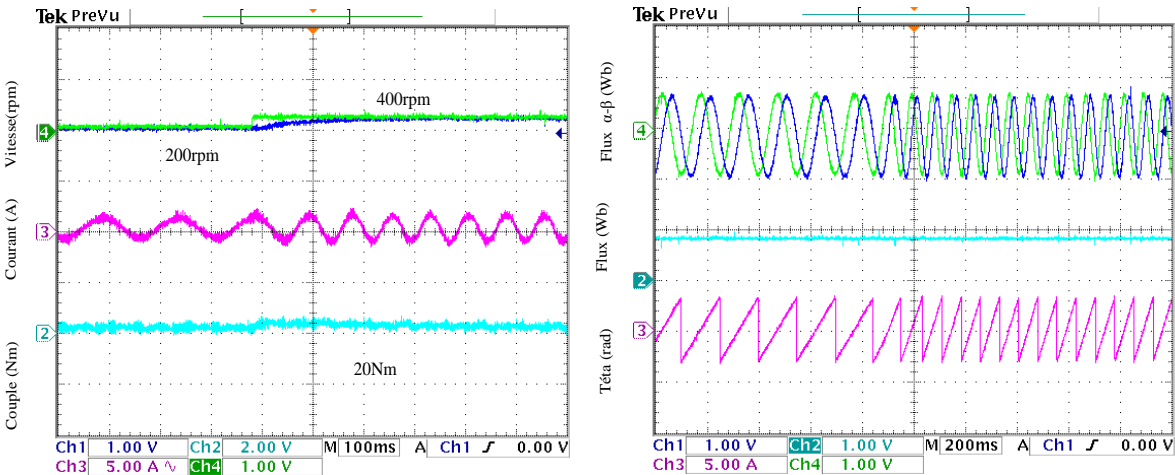


Fig.5.16 Résultats expérimentaux côté MAS : la vitesse, le courant statorique, le couple, les composantes du flux statorique ( $\psi_{s\alpha}$ ,  $\psi_{s\beta}$ ), l'amplitude du flux statorique et la position à basse vitesse (de 200tr/min à 400tr/min).

La Fig.5.16 présente de haut en bas la vitesse, le courant statorique, le couple, les composantes du flux statorique ( $\psi_{\alpha}$ ,  $\psi_{\beta}$ ), l'amplitude du flux statorique et la position à basse vitesse. La vitesse suit bien la variation de la référence sans dépassement. L'approche 4S-PTC montre de bonnes performances même à très basse vitesse (200 tr/min).

### 5.4.4. Variation de la charge

Les réponses à la perturbation de charge externe sont illustrées sur la Fig.5.17 du côté réseau et sur la Fig.5.18 du côté de la MAS, lorsque la charge passe brusquement de 5Nm à 10 Nm avec une vitesse de référence de 1000 tr/min. Pendant le processus dynamique, le fonctionnement à facteur de puissance unitaire est assuré en maintenant la puissance réactive nulle.

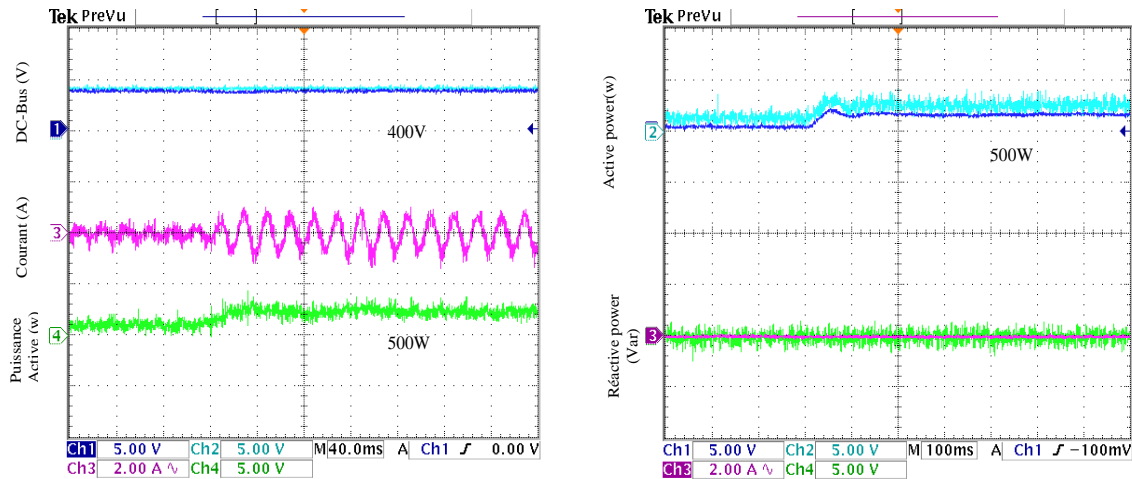


Fig.5.17 Résultats expérimentaux du côté réseau : la tension du bus continu, le courant de réseau, la puissance active et réactive durant la variation de la charge (de 5Nm à 10Nm).

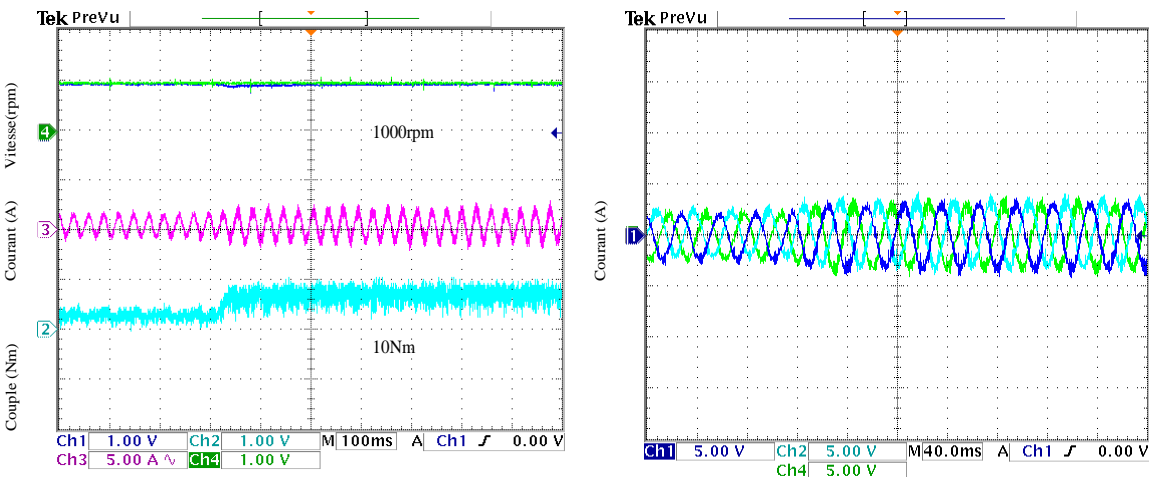


Fig.5.18 Résultats expérimentaux du côté de la MAS : la vitesse, courant statorique et de couple, à la variation de la charge (5Nm à 10Nm).



Les résultats présentent une bonne dynamique pour la puissance active et le couple électromagnétique, ainsi qu'ils montrent une très bonne robustesse vis-à-vis les perturbations de la charge. La valeur du THD des courants de réseau et de la MAS est respectivement de 6,3% et 4,3%.

### 5.5. Conclusion

Dans ce chapitre, un schéma de contrôle basé sur le PPTC est proposé pour la commande de la MAS alimentée par un convertisseur AC-DC-AC. La commande du convertisseur côté réseau est assurée par l'approche PPC. Par contre le convertisseur côté machine est un onduleur à deux bras et quatre interrupteurs. La troisième phase de la machine est reliée au point milieu des condensateurs. Cette configuration utilise moins d'interrupteurs, ce qui facilite la commande et minimise le coût global du système. Les résultats de simulation et expérimentaux montrent des bonnes performances en utilisant ce type de convertisseur. Du côté réseau, l'approche PPC montre des performances élevées, en assurant un courant du réseau quasi sinusoïdal avec un facteur de puissance presque unitaire. Le découplage entre les deux puissances active et réactive est assuré pour les différents modes de fonctionnement. Le flux de puissance est bidirectionnel. La compensation du déséquilibre des tensions du bus continu est assurée avec succès pour améliorer la fiabilité et les performances de l'onduleur triphasé à quatre interrupteurs.

### 5.6. Bibliographiques

- [1] Z. Zhang, C. Hackl, F. Wang, Z. Chen, and R. Kennel, "Encoderless model predictive control of back-to-back converter direct-drive permanent-magnet synchronous generator wind turbine systems," *Power Electron. Appl. (EPE), 2013 15th Eur. Conf.*, pp. 1–10, 2013.
- [2] Z. Zhang, "On control of grid-tied back-to-back power converters and pmsg wind turbine systems," Technical University of Munich Germany, 2015.
- [3] V. Yaramasu, B. Wu, M. Rivera, and J. Rodriguez, "A New Power Conversion System for Megawatt PMSG Wind Turbines Using Four-Level Converters and a Simple Control Scheme Based on Two-Step Model Predictive Strategy—Part I: Modeling and Theoretical Analysis," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 2, no. 1, pp. 3–13, Mar. 2014.

- [4] D. Zhou, J. Zhao, and Y. Liu, “Predictive Torque Control Scheme for Three-Phase Four-Switch Inverter-Fed Induction Motor Drives With DC-Link Voltages Offset Suppression,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 3309–3318, Jun. 2015.
- [5] T. M. Chau, L. Fang, W. Wang, Z. Li, X. Xu, and A. Luo, “Space vector pulse-width modulation algorithm and DC-side voltage control strategy of three-phase four-switch active power filters,” *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 1, pp. 125–135, Jan. 2013.
- [6] C. S. Lim, N. A. Rahim, W. P. Hew, and E. Levi, “Model Predictive Control of a Two-Motor Drive With Five-Leg-Inverter Supply,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 54–65, Jan. 2013.
- [7] P. Cortes, J. Rodriguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, “Direct Power Control of an AFE Using Predictive Control,” *Power Electron. IEEE Trans.*, vol. 23, no. 5, pp. 2516–2523, 2008.

### Conclusion générale

Le travail réalisé dans le cadre de cette thèse apporté sur la commande prédictive directe du couple (Predictive Torque Control (PTC)) de la machine asynchrone en guise de solution aux problèmes rencontrés dans la commande directe du couple (Direct Torque Control (DTC)). La DTC est robuste contre les variations paramétriques de la machine et ne nécessite pas de capteur de position. De plus, elle offre un certain nombre d'avantages considérables par rapport à la commande vectorielle par orientation de flux (FOC). Cependant ces stratégies ont aussi des inconvénients importants. D'une part, la fréquence de commutation est fortement variable, ce qui peut entraîner des problèmes de bruits acoustiques, et à une plus grande difficulté de contrôle dans les régions à faible vitesse, ce qui dégrade les performances de l'algorithme de contrôle. D'autre part, l'amplitude d'ondulation de flux et du couple est plusieurs fois supérieure à la largeur de sa bande d'hystérésis.

Dans ce contexte, le travail de recherche a été abordé en quatre points principaux concernant l'algorithme de commande prédictive à traiter:

1. La réduction du niveau élevé d'ondulations et d'harmoniques causé par la fréquence de commutation variable due à l'utilisation de comparateurs à hystérésis à côté de la MAS.
2. La conception d'une loi de commande prédictive pour améliorer la stabilité et la robustesse du schéma de commande en présence d'incertitudes.
3. La conception d'un algorithme prédictif de puissance (Direct Power Control (DPC)) pour éliminer les harmoniques côté réseau dans le but d'augmenter la fiabilité et de réduire les pertes du système commandé.
4. La réduction de la charge de calcul et l'élimination du processus de sélection des facteurs de poids dans la commande prédictive de couple (PTC) de la MAS.

Dans ce cadre, des résultats de simulation (en utilisant *Matlab/Simulink*) et expérimentaux (en utilisant le banc d'essais à base de dspace 1104) ont été présentés pour valider ces stratégies de commande.

En conclusion, ce travail a permis de montrer l'efficacité de la commande prédictive (PTC-PPC) dans l'amélioration des performances de la commande (DTC-DPC). Enfin nous avons conçu un banc d'essais pour la MAS (au sein du Laboratoire de Génie Electrique de Biskra (LGEB)), qui permet d'implanter la PTC-PPC. Les résultats obtenus sont très encourageants.

### Perspective

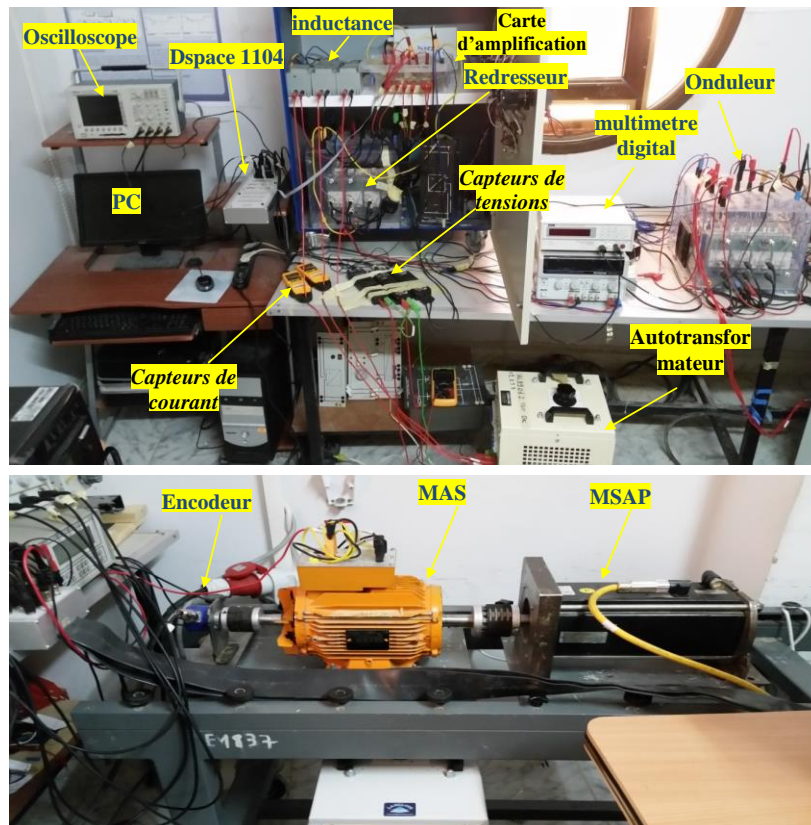
L'ensemble de nos réflexions et de nos études nous a conduits à présenter quelques perspectives à ce travail.

- Développement de stratégies de commande prédictive pour les machines asynchrone multi-phases.
- Amélioration de la mise en œuvre matérielle en utilisant la carte FPGA (Field Programmable Gate Array) au lieu de la carte dSpace 1104.
- Extension de l'application de la commande par mode glissant d'ordre élevé pour la conception de commande et d'observateur.
- L'utilisation des convertisseurs multi-niveaux afin d'augmenter le nombre des vecteurs tensions utilisés dans la commande prédictive.

## Annexe A

### A.1. Description du Banc d'essai expérimental

Dans le but de valider le concept les méthodes proposées, une évaluation expérimentale est réalisée en utilisant une MAS à cage d'écureuil de 3 kW alimenté par un convertisseur AC-DC-AC composé de deux convertisseurs SIMEKRON. Le premier utilisé comme un onduleur et l'autre comme un redresseur à MLI. Une MSAP est utilisée comme charge (génératrice) est couplée à l'arbre de la MAS. Un rhéostat est placé en série avec l'armature de la MSAP pour varier la charge. La position du rotor est mesurée à l'aide d'un encodeur incrémental de 1024 points.



Plateforme expérimentale de la MAS (Lab. LGEB).

Un autotransformateur connecté au réseau est utilisé pour l'alimentation électrique. Deux courants du réseau et deux courants de la MAS sont mesurés par les capteurs de courant à effet Hall. Les tensions du réseau et les tensions du bus continu sont mesurées

## Annexe

par des capteurs de tension à effet Hall, respectivement. L'algorithme de commande est implémenté à l'aide de la carte Dspace 1104 avec les logiciels Control Desk et MATLAB/Simulink. La tension du bus continu est fixée à 400 V en raison de la restriction du matériel. Une fréquence d'échantillonnage élevée, conduit à des performances élevées. Comme on est limité par la capacité du Dspace 1104, la fréquence d'échantillonnage est fixée à 10 kHz.

### A.2. Paramètres et spécifications

Les facteurs de poids utilisés dans l'expérimental sont obtenus par une procédure heuristique à base expérimental. Les paramètres de la MAS ont été obtenus par les essais conventionnels et sont donnés dans le tableau A.1 et A.2 :

Tableau A.2. Paramètres de contrôle et spécifications de la charge

Paramètres de commande	Paramètres de la charge
$K_p = 0.4, k_i = 10$ $\lambda_p = 100, \lambda_n = 0.05, \xi = 0.01$ $I_{\max} = 15A, I_{g\max} = 20A$	$P = 4kW, V = 400V$ $I_a = 11A$ $\omega = 3000rpm$

Tableau A.2. Paramètres de configuration expérimentale.

Puissance nominale	$P_n = 3kW$	Courant nominale	$I_n = 6.3A$	Bus continu	$V_{dc} = 450V$
Résistance Statorique	$R_s = 2.3\Omega$	flux Statorique	$\psi_{snom} = 0.8Wb$	Filtre inductance	$L_g = 6.5mH$
Résistance Rotorique	$R_r = 1.8\Omega$	Couple nominale	$T_{nom} = 20Nm$	Résistance équivalente	$R_g = 0.42\Omega$
Inductance Statorique	$L_s = 0.261H$	Nombre de paires de pôles	$Np = 2$	Tension de source	$V_g = 140V$
inductance Rotorique	$L_r = 0.261H$	Moment d'inertie	$J = 0.03Kgm^2$	Condensateur Bus continu	$C = 2040\mu F$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.258H$	Vitesse nominale	$\omega_m = 1415rpm$	Fréquence de tension de la source	$f_s = 50Hz$