

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi –  
Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées  
Département de Génie Electrique



## THÈSE

Présentée pour l'obtention du diplôme de  
**Doctorat LMD en Electrotechnique**

Spécialité:  
**Génie électrique-Automatique**

Par :  
**ABERKANE HESNA**

Thème :

---

**Contribution à la Commande Prédictive des Convertisseurs  
Électromécaniques**

---

Soutenue le : 11/07/2021 devant le jury composé de :

Mr. GOLEA Noureddine	Professeur	Président	Université de OEB
Mr. RAHEM Djamel	Professeur	Rapporteur	Université de OEB
Mr. SAKRI Djamel	Maître de Conférence -B-	Co-Rapporteur	Université de OEB
Mr. BARRA Kamel	Professeur	Examineur	Université de OEB
Mr. BETKA Achour	Professeur	Examineur	Université de Biskra
Mr. BAHY Tahar	Professeur	Examineur	Université de Annaba

# **REMERCIEMENTS**

*Au terme de cette étude, Je remercie tout d'abord « ALLAH » qui m'a donné la santé, le courage, la patience et la volonté durant toutes les années de mes études et m'avoir permis la réalisation de ce présent travail.*

*Je tiens tout d'abord à remercier très sincèrement mon encadreur Mr : D.RAHEM Professeur au Département de génie électrique à l'université d'OUM EL BOUAGHI pour sa direction, son orientation, ses conseils pertinents et toutes ses remarques constructives pour le bon déroulement de ce travail, finalement je le remercie pour sa contribution dans ma formation.*

*Je remercie aussi mon Co-rapporteur Mr : D. SAKRI, Maître de conférence au Département de génie électrique à l'université d'OUM EL BOUAGHI pour ses orientations judicieuses, ses conseils pertinents, sa disponibilité, sa patience, Et sa diligence, et pour ses suggestions qui m'ont grandement facilité ce travail.*

*Mes remerciements s'adressent aussi à Monsieur le directeur du laboratoire de Génie électrique LGEA (Laboratoire de Génie Electrique et Automatique) de l'université de LARBI BEN M'HIDI –OUM EL BOUAGHI- Mr : K.BARRA pour ses conseils précieux qui m'ont été très utiles. Je lui remercie aussi une fois pour l'accueil au sein du Laboratoire et pour le matériel de recherche mis à ma disposition pour la réalisation expérimentale de ce travail.*

*Je remercie aussi Mr : N. Goléa, Professeur à l'Université d'OUM EL BOUAGHI, pour l'aide précieuse qu'il m'a apporté dans ma formation, et aussi pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.*

*Mes remerciements vont aussi aux membres du jury: Mr : K.BARRA, Professeur à l'Université d'OUM EL BOUAGHI, Mr : A.BETKA, Professeur à l'Université de BISKRA et Mr : T.BAHI, Professeur à l'Université de ANNABA, pour avoir accepté d'évaluer mon travail.*

*Enfin, je remercie tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à la réalisation et à l'aboutissement de ce travail.*

## **DÉDICACE**

*Je dédie cette thèse à :*

**Mon père**, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie,  
*Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutien permanent venu de vous,*

**Ma mère**, qui a oeuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie,

**Mes frères** TAREK, MOKDED, BILEL et **ma sœur** NAWEL, qui sont pour moi des exemples de persévérance, et de courage

*Et à leurs **enfants**,*

**Aux femmes de mes frères** HANEN, DJALILA, LAMIA pour le soutien permanent

**À ma généreuse soeur** DJALILA

*A toutes mes amies qui n'ont cessé d'être pour moi des exemples de courage et de générosité.*

**A mes chères amies** "MERIEM et OUAFI"

**A ma deuxième moitié** "ANISSA"

*A ceux qui m'aiment et que j'aime*

**" Il n'y a pas de réussite facile ni d'échec définitif "**

## Résumé

### **Titre : Contribution à la Commande Prédictive des Convertisseurs Électromécaniques**

L'objectif de cette thèse est l'étude théorique et la validation de la commande prédictive du couple (PTC) et ses différentes variantes d'optimisation appliquée à la machine asynchrone (MAS) et la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) alimentées via un onduleur de tension à deux niveaux puis via d'un convertisseur matriciel indirect (IMC) afin de minimiser la puissance réactive de coté réseau.

La commande PTC remédie aux problèmes des oscillations et des bruits acoustiques qui sont apparus au niveau du couple électromagnétique et du courant statorique de la machine par l'application de la commande directe du couple classique (DTC) causé par leur fréquence de commutation variable due à l'utilisation des comparateurs à hystérésis.

Le but de la conception d'une loi de commande prédictive optimisé (OPTC) est d'améliorer la stabilité et la robustesse du système en présence d'incertitudes, aussi l'optimisation énergétique pour les faibles couples de charge par l'inclusion du modèle des pertes (LMC) dans la structure de la commande PTC, et finalement l'élimination du processus de sélection des facteurs de pondérations dans la méthode de contrôle PTC.

Les résultats obtenus dans cette thèse ont été validés par simulation numérique sur Matlab-Simulink et en pratique sur un banc d'essai à base d'une carte DSP 1104 au sein du laboratoire LGEA.

**Mots Clés :** Machine asynchrone, Machine synchrone à aimant permanent, Commande directe du couple, Fréquence de commutation, Commande prédictive du couple, Commande prédictive du couple optimisé, Modèle des pertes, Optimisation d'Energie, facteurs de pondérations, Matlab/Simulink, Carte Dspace1104.

## Abstract

### **Title: Contribution to the Predictive Control of Electromechanical Converters**

The objective of this thesis is the theoretical study and validation of the predictive torque control (PTC) and its different optimization variants applied to the induction machine (IM) and for the permanent magnet synchronous machine (PMSM) firstly by a two-level voltage inverter then via an indirect matrix converter (IMC) in order to minimize the reactive power on the network side.

The PTC method solve the problems of the oscillations and acoustic noises that have appeared in the electromagnetic torque and stator current of the machine by applying the classic direct torque control (DTC) caused by their variable switching frequency due to use of hysteresis comparators.

The main goal of the design of an optimized predictive control (OPTC) is to improve the stability and the robustness of the system in the presence of uncertainties, also for the energy optimization when the machine is lightly loaded by a direct inclusion of the loss model (LMC) in the structure of the PTC method, and finally the elimination of the selection process of the weighting factors in the PTC control method.

The results obtained by this thesis were validated by numerical simulation on Matlab-Simulink and by experiment on a test bench based on a DSP 1104 card in the LGEA laboratory.

**Keywords:** Induction machine, Permanent magnet synchronous machine, Direct torque control, Switching frequency, Predictive torque control, Optimized predictive torque control, Loss model, Energy optimization, weighting factors, Matlab / Simulink, Dspace1104 card.

## ملخص

### العنوان: المساهمة في التحكم التنبؤي للماكينات الكهروميكانيكية

الهدف من هذه الأطروحة هو الدراسة النظرية والتحقق من التحكم التنبؤي في عزم الدوران و انواعه المختلفة المطبقة على الآلة غير المتزامنة و الآلة المتزامنة المتصلة بمغناطيس دائم بحيث تكون التغذية عبر محول توتر اولا ثم عبر محول عاكس من نوع مصفوفة من أجل تقليل الطاقة الردية الصادرة من طرف الشبكة.

تعمل طريقة التحكم التنبؤي على حل مشاكل التذبذبات والوضاء التي تظهر في عزم الدوران الكهرومغناطيسي وفي التيار الخاص بالجزء الثابت للآلة بسبب تطبيق التحكم الكلاسيكي في عزم الدوران وتنتج هذه المشاكل بسبب تردد التبديل المتغير الذي ينشأ من استخدام المقارنات التباطئية.

الهدف الرئيسي لتصميم التحكم التنبؤي المحسن هو تحسين استقرار ومتانة النظام في ظل وجود اضطرابات، وكذلك لتحسين الطاقة عندما يتم تحميل الآلة بشكل خفيف و بقيم صغيرة عن طريق التضمين المباشر لنموذج الخسائر في بنية التحكم التنبؤي ، وأخيراً إلغاء عملية اختيار عوامل الترجيح في طريقة التحكم التنبؤي.

تم التحقق من صحة النتائج التي تم الحصول عليها من خلال هذه الأطروحة عن طريق المحاكاة العددية على برنامج Matlab-Simulink ومن خلال التجربة على منصة اختبار بناءً على بطاقة DSP 1104 في المختبر.

### الكلمات المفتاحية :

آلة غير متزامنة ، آلة متزامنة بمغناطيس دائم، التحكم المباشر في عزم الدوران ، تردد التبديل ، التحكم التنبؤي في عزم الدوران ، التحكم التنبؤي في عزم الدوران المحسن ، نموذج الخسارة ، تحسين الطاقة ، عوامل الترجيح.

## Notations, Abréviations et Symboles

$[V_{sabc}] :$	Vecteur de tension statorique.
$[V_{rabc}] :$	Vecteur de tension rotorique.
$[I_{sabc}] :$	Vecteur de courant statorique.
$[I_{rabc}] :$	Vecteur de courant rotorique.
$[\psi_{sabc}] :$	Vecteur de flux statorique.
$[\psi_{rabc}] :$	Vecteur de flux rotorique.
$L_s :$	Inductance propre d'une phase statorique.
$L_r :$	Inductance propre d'une phase rotorique.
$M_s :$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
$M_r :$	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
$M_{sr} :$	Matrice des inductances mutuelle stator-rotor.
$F :$	Coefficient de frottement.
$\Omega :$	Vitesse mécanique du moteur.
$\omega_a :$	Vitesse angulaire du système d'axe (dq).
$\omega_r :$	Vitesse angulaire rotorique.
$\omega_s :$	Pulsation statorique.
$\omega_{sl} :$	Pulsation du glissement.
$J :$	Moment d'inertie des masses tournantes.
$C_r :$	Couple résistant imposé à l'arbre de machine.
$C_e :$	Couple électromagnétique.
$p :$	Nombre de paire de pôles.
$\overline{\psi}_s(k) :$	Vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.
$\overline{\psi}_s(k+1) :$	Vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
$T_e :$	Période d'échantillonnage.
$\overline{\psi}_r :$	Vecteur flux rotorique.

---

$\delta$ :	Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.
$\overline{\psi}_s$ :	Vecteur flux statorique.
$(\overline{\psi}_s)_{ref}$ :	Flux de référence.
$\Delta\overline{\psi}_s$ :	Largeur de la bande d'hystérésis de flux.
$(C_e)_{ref}$ :	Couple de référence.
$\Delta C_{em}$ :	Largeur de la bande d'hystérésis de couple..
$V_{ref}$ :	Module du vecteur tension de référence.
$T_1, T_2$ :	Temps alloué au vecteur V1 et V2.
$T_0$ :	Temps partagé entre les 2 vecteurs nuls V0 et V7.
SVM :	Space vector modulation / Modulation vectorielle.
MLI, PWM :	Modulation de Largeur d'impulsion.
MAS:	Machine asynchrone.
MSAP :	Machine synchrone à aimant permanent.
DTC :	Commande directe du couple.
PTC :	Commande prédictive du couple.
NPTC :	Commande prédictive modifiée
PTC – SVM :	Commande prédictive associée à la technique de modulation vectorielle.
OPTC :	Commande prédictive du couple optimisée.
PTC-DCF :	Commande prédictive du couple associée à une fonction coût dynamique.
IMC :	Convertisseur matriciel indirect.
PTC-IMC :	Commande prédictive du couple associée au convertisseur matriciel indirect.
Q :	Puissance réactive.
SMO :	Sliding mode observer / observateur par mode glissant.
DSP:	Digital Signal Processing.

<b>Listes des figures</b>	<b>Page</b>
Fig.I.1 Commande vectorielle directe (DRFOC)	8
Fig.I.2 Commande vectorielle indirecte (IRFOC)	8
Fig.I.3 Commande directe du couple (DTC)	9
Fig.I.4 Commande directe du couple associée avec la technique SVM (DTC-SVM)	10
Fig.I.5 Commande prédictive du couple (PTC)	12
Fig.I.6 Convertisseur matriciel indirect (IMC) appliqué à la MAS	13
Fig.I.7 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	14
Fig.I.8 Position des axes (d, q) par rapport aux axes de la machine	16
Fig.I.9 Schéma global de l'alimentation de la MAS	19
Fig.I.10 Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge	20
Fig.I.11 Technique de modulation MLI Sinus-Triangulaire	22
Fig.I.12 Représentation des états de l'onduleur dans le repère ( $\alpha$ , $\beta$ ), et les différents secteurs	23
Fig.I.13 Schéma de simulation de démarrage de la MAS à (MLI/SVM)	24
Fig.I.14 Résultats de simulation de démarrage de la MAS avec la MLI	25
Fig.I.15 Résultats de simulation de démarrage de la MAS avec la SVM	26
Fig.II.1 Vecteurs des flux statorique, rotorique et de fuites	32
Fig. II.2 Choix du vecteur de tension	34
Fig. II.3 Correcteur de flux à hystérésis	36
Fig. II.4 Correcteur du couple à trois niveaux	37
Fig. II.5 Schéma bloc de la de commande directe du couple.	37
Fig. II.6 Découpage du plan ( $\alpha$ , $\beta$ ) en six secteurs angulaires.	38
Fig. II.7 Commande DTC avec 12 secteurs.	40
Fig. II.8 Comparateur à hystérésis à quatre niveaux du couple et à deux niveaux du flux	40
Fig. II.9 Vecteur de référence comme combinaison des vecteurs adjacents au secteur.	44
Fig. II.10 Schéma structurel d'une commande DTC-SVM appliquée à la MAS	44
Fig.I.11 Schéma de simulation de la commande DTC (DTC-6-secteurs)	45
Fig.II.12 Schéma de simulation de la commande DTC (DTC-12-secteurs)	45
Fig.II.13 Schéma de simulation de la commande DTC-SVM	46

---

Fig. II.14 Résultats de simulation de la commande DTC-6-secteurs.	48
Fig. II.15 Résultats de simulation de la commande DTC-12-secteurs.	49
Fig. II.16 Résultats de simulation de la commande DTC-SVM.	50
Fig. II.17 Banc d'essai expérimental	51
Fig. II.18 Résultats expérimentaux de la commande DTC-6-secteurs.	52
Fig. II.19 Résultats expérimentaux de la commande DTC-12-secteurs.	53
Fig.III.1 Schéma bloc de la commande PTC	58
Fig.III.2 Représentation des vecteurs de tension dans les coordonnées $(\alpha, \beta)$	62
Fig.III.3 Organigramme de PTC-SVM	63
Fig.III.4 Schémas block de la commande PTC-SVM appliquée à la MAS	64
Fig.III.5 Schéma de simulation des commandes PTC et NPTC	64
Fig.III.6 Schéma de simulation de la commande PTC-SVM	65
Fig. III.7 Résultats de simulation de la commande PTC appliquée à la MAS	67
Fig. III.8 Résultats de simulation de la commande NPTC appliquée à la MAS	68
Fig. III.9 Résultats de simulation de la commande PTC-SVM appliquée à la MAS	69
Fig. III.10 Résultats expérimentaux de la commande PTC appliquée à la MAS	71
Fig. III.11 Résultats expérimentaux de la commande NPTC appliquée à la MAS	72
Fig. III.12 Résultats expérimentaux de la commande PTC-SVM appliquée à la MAS	73
Fig. IV.1 Schéma bloc de la commande OPTC	82
Fig. IV.2 Schéma de simulation de la commande OPTC	82
Fig. IV.3 Résultats de simulation de la commande PTC appliquée à la MAS pour différentes valeurs de $C_r$	84
Fig. IV.4 Résultats de simulation de la commande OPTC appliquée à la MAS pour différentes valeurs de $C_r$	85
Fig. IV.5 Test d'optimisation énergétique	86
Fig. IV.6. Commande PTC/OPTC pour $C_r=1N.m$	88
Fig. IV.7. Commande PTC/OPTC pour $C_r=2N.m$	89
Fig. IV.8. Commande PTC/OPTC pour $C_r=3N.m$	89
Fig. IV.9. Commande PTC/OPTC pour $C_r=4N.m$	89

---

Fig. IV.10. Trajectoire de flux en fonction de variation de la charge	90
Fig. IV.11 Résultats de simulation de la commande FPTC appliquée à la MAS	95
Fig. IV.12 Résultats expérimentaux de la commande FPTC appliquée à la MAS	97
Fig. IV.13 Résultats de simulation de la commande PTC-DCF appliquée à la MAS	99
Fig. IV.14 Résultats expérimentaux de la commande PTC-DCF appliquée à la MAS	101
Fig. IV.15 THD de courant mesuré expérimentalement par les 02 techniques	101
Fig. V.1 Convertisseur matriciel indirect (IMC) appliqué à la MAS	106
Fig. V.2 Observateur de flux par mode glissant	109
Fig.V.3 Schéma de simulation de l'association PTC-SMO-IMC appliquée à la MAS	113
Fig. V.4 Résultats de simulation de l'association PTC-IMC appliquée à la MAS avec minimisation de la puissance réactive	115
Fig.VI.1 Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.	120
Fig.VI.2 Représentation d'une MSAP dans le référentiel de Park.	122
Fig.VI.3 Schéma de la commande DTC-SVM appliquée à la MSAP	126
Fig.VI.4 Résultats de simulation des commandes classiques appliquées à la MSAP	129
Fig.VI.5 Résultats de simulation de la commande PTC et ses variantes appliquées à la MSAP	135
Fig.VI.6 Résultats de simulation de la commande PTC-DCF appliquée à la MSAP	138
Fig.VI.7 Résultats de simulation de l'association PTC-IMC appliquée à la MSAP avec minimisation de la puissance réactive	141

<b>Listes des tableaux</b>	<b>Page</b>
Tableau. II.1. Table de commutation de la DTC à 6 Secteurs	39
Tableau. II.2. Table de commutation de la DTC à 12 secteurs	41
Tableau. II.3. Taux de distorsion harmonique	47
Tableau. III.1. Taux de distorsion harmonique	66
Tableau. IV.1. Résumé de l'optimisation pour les résultats de simulation	87
Tableau. IV.2. Résumé de l'optimisation pour les résultats expérimentaux	92

---

## Table des matières

Remerciements	
Dédicace	
Résumé	
Notations, abréviations et symboles	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Introduction générale	

### Chapitre I :

#### Etat de l'art sur les techniques de commande et modélisation de la MAS

I.1 Introduction	6
I.2 Techniques de commandes appliquées aux convertisseurs électromécaniques	6
I.2.1 Techniques de commande classiques des actionneurs électriques	7
I.2.2 Techniques de commande avancées des actionneurs électriques	10
I.3 Modélisation de la machine asynchrone	13
I.3.1 Model mathématique de la machine asynchrone (MAS)	13
I.3.2 Transformation de Park	16
I.3.3 Choix du référentiel	17
I.3.4 Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park	18
I.3.5 Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone (MAS)	19
I.3.6 Résultats de simulation de démarrage de la MAS à (MLI/SVM)	24
I.4 Conclusion	26
Bibliographies	27

### Chapitre II :

#### Techniques de commande classiques appliquées à la MAS

II.1 Introduction	30
II.2 Principe de la DTC	31
II.2.1 Comportement du couple électromagnétique	32
II.2.2 Comportement du flux statorique	32
II.3 Structure de contrôle direct du couple	33
II.3.1 Choix du vecteur de tension	33
II.4 Estimateurs classiques	35

---

II.5 Correcteur du flux à hystérésis	35
II.6 Correcteur du couple	36
II.6.1 Correcteur du couple à hystérésis à deux niveaux	36
II.6.2 Correcteur du couple à hystérésis à trois niveaux	36
II.7 Stratégie de la commande directe du couple	37
II.7.1 Élaboration de la table de commutation	38
II.8 Amélioration de la commande directe du couple	39
II.8.1 Commande directe du couple avec 12 Secteurs	39
II.8.2 Commande DTC-SVM	41
II.9 Résultats de simulation des commandes classique	45
II.10 Résultats expérimentaux des commandes classique	50
II.11 Conclusion	54
Bibliographies	55

### **Chapitre III :**

#### **Commande prédictive conventionnelle appliquée à la MAS**

III.1 Introduction	57
III.2 Commande prédictive du couple classique (PTC) appliquée à la MAS	58
III.2.1 Estimation du flux et du couple	59
III.2.2 Prédiction du flux et du couple	59
III.2.3 Définition de la fonction coût	59
III.3 Amélioration de la fonction de coût	60
III.3.1 Amélioration de la fonction de coût avec limitation du courant	60
III.3.2 Amélioration de la fonction coût avec compensation du temps de retard de calcul	61
III.3.3 Amélioration de la fonction coût avec réduction de la fréquence de commutation	61
III.4 Commande PTC-SVM appliquée à la MAS	62
III.5. Résultats de simulation de la commande prédictive conventionnelle	64
III.6 Résultats expérimentaux de la commande prédictive conventionnelle	69
III.7 Conclusion	73
Bibliographies	74

---

**Chapitre IV :****Commande prédictive optimisée appliquée à la MAS**

IV.1 Introduction	76
IV.2 Optimisation énergétique de la commande prédictive (OPTC)	76
IV.2.1 Modèle mathématique avec considération des pertes de la MAS	77
IV.2.2 Modélisation des différentes pertes de la MAS	78
IV.2.3 Principe de ‘‘LMC’’	79
IV.2.4 Commande OPTC associée à la technique LMC	80
IV.3 Résultats de simulation de la commande PTC et OPTC	82
IV.4 Résultats Expérimentaux de la commande PTC et OPTC	87
IV.5 Optimisation de la commande prédictive par élimination des facteurs de pondération	92
IV.5.1 Technique FPTC d’élimination des facteurs de pondération	93
IV.5.2 Technique PTC-DCF d’élimination des facteurs de pondération	97
IV.6 Conclusion	102
Bibliographies	103

**Chapitre V :****Commande PTC de l’association convertisseur IMC-MAS**

V.1 Introduction	105
V.2 Commande prédictive du couple alimentée via un convertisseur IMC	106
V.2.1 Modèle du convertisseur matriciel indirect	106
V.2.2 Modèle du filtre d'entrée	108
V.2.3 Estimation des grandeurs statorique	108
V.2.4 Prédiction des grandeurs statorique	111
V.3 Résultats de simulation de l’association PTC-IMC appliquée à la MAS	112
IV.5 Conclusion	116
Bibliographies	117

---

**Chapitre VI :****Commande prédictive du couple appliquée à la MSAP**

VI.1 Introduction	119
VI.2 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)	120
VI.2.1 Modélisation généralisée	120
VI.2.2 Equations électriques	121
VI.2.3 Équation mécanique	121
VI.2.4 Transformation de PARK	121
VI.2.5 Représentation d'état de la machine synchrone à aimant permanent	123
VI.3 Commande directe du couple (DTC) appliquée à la MSAP	123
VI.3.1 Estimation du flux et du couple électromagnétique de la MSAP	123
VI.4 Commande DTC-SVM appliquée à la MSAP	124
VI.5 Résultats de simulation des commandes classiques appliquée à la MSAP	126
VI.6 Commande PTC appliquée à la MSAP	129
VI.6.1 Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique	130
VI.6.2 Prédiction du flux statorique et du couple électromagnétique	130
VI.6.3 Définition de la fonction coût	130
VI.7 Fonction coût modifié (NPTC)	131
VI.8 Commande NPTC-SVM appliquée à la MSAP	132
VI.9 Résultats de simulation de la commande PTC et ses variantes appliquées à la MSAP	132
VI.10 Commande prédictive du couple optimisé appliquée à la MASP	135
VI.10.1 Commande PTC basée sur une fonction coût dynamique (DCF) appliquée à la MASP	136
VI.10.2 Résultats de simulation de la commande PTC-DCF	137
VI.11 Commande PTC appliquée à la MASP via un convertisseur IMC avec minimisation de la puissance réactive	138
VI.11.1 Résultats de simulation de l'association PTC-IMC appliquée à la MSAP avec minimisation de la puissance réactive	139
VI.12 Conclusion	141
Bibliographies	143
Conclusion générale	145
Annexe	
Travaux scientifiques	



---

# **Introduction Générale**

---

## Introduction Générale

Dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable, l'ensemble convertisseur-machine électrique est utilisé comme des actionneurs rotatifs. Les caractéristiques exigées de l'actionneur dépend à la fois, de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. L'évolution qu'ont connu l'électronique de puissance, la technologie de traitement numérique des signaux et la disponibilité des moyens de contrôle rapides et performants, a permis la réalisation de nouvelles techniques de commande afin d'améliorer le comportement dynamique des machines électriques à courant alternatif que ce soit asynchrone MAS ou synchrone à aimants permanents MSAP.

La machine asynchrone MAS dite aussi machine à induction, est actuellement la machine électrique dont l'usage est répandue dans l'industrie. L'utilisation de cette machine, associée à un variateur de vitesse, est de plus en plus appréciée pour ses avantages intrinsèques bien connus tels que sa robustesse mécanique et facilité d'entretien, son couple massique élevé et son faible coût comparativement aux autres machines pour des applications similaires [GIR 13].

Quant à la machine synchrone à aimants permanents en abrégé MSAP est devenue très utilisée dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent par rapport aux autres types d'actionneurs cela est dû principalement à ses avantages multiples comme, la robustesse incontestée, le facteur de puissance et le rendement élevé, moins de maintenance, utilisée pour une large gamme de puissance [VOD 12].

Malheureusement, tous ces avantages pour les deux machines à courant alternatif s'accompagnent toute fois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques, entre les grandeurs statorique et rotorique (vitesse, couple et flux).

Aujourd'hui et grâce au développement technologique que ce soit au niveau de l'électronique de puissance ou de la micro-informatique et la disponibilité des moyens de contrôle rapides tels que les DSP, les circuits configurables (FPGA), il est devenu possible de mettre en œuvre des stratégies de commande capables d'atteindre des performances dynamiques comparables à celles obtenues avec la machine à courant continu. Depuis des années, plusieurs commandes laborieuses ont été mises au point pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de l'association "Convertisseur - Machine".

La stratégie de commande la plus utilisée dans les entraînements électriques de hautes performances est la commande vectorielle par orientation du flux (Field Oriented Control :FOC)). Cette technique de commande a été introduite dans les années 1970 et a apporté une révolution dans la commande des machines à courant alternatifs. Elle 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 l'existence de deux régulateurs PI, des blocs MLI, la nécessité des transformations des axes et l'obligation de présence des capteurs du vitesse et de courant, en plus la robustesse de cette commande est réduite à cause de sa dépendance significative aux paramètres de machine **[GAB 80]**.

Pour éviter l'utilisation des régulateurs PI et accélérer la dynamique du couple, la commande directe du couple (Direct Torque Control :DTC) a été introduite par TAKAHASHI au milieu des années 1980. Comme son nom l'indique, c'est une stratégie non linéaire basée sur le contrôle par hystérésis qui vise la régulation directe du couple.

La commande DTC intéresse beaucoup de scientifiques et d'industriels dans le domaine des applications à vitesse variable telles que la traction électrique (métros et trains à grande vitesse TGV), l'aérospatiale ou dans certains prototypes de voitures électriques. Son objectif est de réguler le flux statorique, et le couple électromagnétique d'une manière indépendante et sans disposer de mesures de vitesse, de flux ou de couple. La DTC fournit une réponse dynamique rapide de la machine et la commande de l'onduleur par cette méthode et basée sur une table de localisation des vecteurs tension et aussi sur des régulateurs à hystérésis qui engendrent des ondulations au niveau du courant et par conséquent des ondulations du couple à cause de la fréquence de commutation variable ce qui présente un inconvénient majeur pour cette technique de commande **[BUJ 97]**.

Pour remédier à ce problème et assurer un fonctionnement efficace de l'entraînement, la technique de modulation vectorielle (Space Vector Modulation:SVM) associée à la commande DTC a été introduite. Cette nouvelle commande DTC-SVM offre la possibilité de travailler avec une fréquence de commutation constante assurant peu d'oscillations au niveau du courant et du couple électromagnétique de la machine **[JAD 11]**.

Pour l'optimisation des techniques de commande classique surtout la DTC, une autre stratégie de commande appelée la commande prédictive de couple (Prédictive Torque Control:PTC) a été développée vers la fin des années 1980. Cette stratégie a l'avantage d'avoir ni blocs de

modulation ni d'hystérésis, elle est donc un algorithme de structure plus simple par rapport aux commandes classiques. Le principe de la PTC est basé sur le modèle de commande prédictive (Model Predictive Control: MPC). Cette méthode, connue par son implémentation facile, permet l'inclusion dans la commande des contraintes et des non-linéarités des systèmes à contrôler et la prise en considération des systèmes multivariables. [ROD 12]. Cependant, la commande PTC présente certaines limitations, telles que la fréquence de commutation qui est variable, la charge de calcul plus élevée et le problème de choix des facteurs de pondération de la fonction coût.

Sur le plan énergétique, aujourd'hui, l'amélioration des performances énergétiques des moteurs à courant alternatif devient un grand défi pour les chercheurs et les concepteurs. Les objectifs sont doubles ; économique et environnemental (réduction de la pollution) [MEN 95]. En général, la minimisation des pertes de ces moteurs est effectuée soit par le choix judicieux du matériau, ou bien sur le bon choix d'une technique de contrôle optimal. Dans la littérature beaucoup de travaux ont été développés afin d'optimiser la commande prédictive et surmonter les problèmes liés à cette technique par l'utilisation des plusieurs stratégies d'optimisation, [MAM 17].

## **Objectifs de la thèse**

Les objectifs de cette thèse sont multiples:

- Améliorer les performances de la commande classique DTC par la proposition d'une stratégie de contrôle prédictif du couple (PTC). Le choix de cette stratégie est justifié par plusieurs arguments à savoir la simplicité, la dynamique rapide et la haute performance.
- Comme les facteurs de pondérations présentent un grand problème dont le degré de la complexité augmente avec la taille de la fonction coût (forme étendue), des stratégies permettant d'éliminer l'utilité des facteurs de pondération sont introduites.
- Sur le plan énergétique, la commande PTC associée à la méthode LMC est présentée.
- La commande prédictive avec ses variantes sont appliquées pour les deux type de machine : MAS et MSAP alimentées via un onduleur de tension à deux niveaux dans un premier temps puis au moyen d'un convertisseur matriciel indirect (IMC) afin de minimiser la puissance réactive coté réseau.
- Valider les résultats des commandes étudiées par simulation à l'aide du logiciel Matlab-Simulink et par expérimentation à l'aide d'un banc d'essai à base d'une carte Dspace1104.

## Structure de la thèse

Pour satisfaire les besoins de cette thèse, notre travail s'articule principalement autour de six chapitres:

**Dans le premier chapitre**, un état de l'art des techniques de commande des convertisseurs électromécaniques est présenté. Par la suite, un modèle mathématique de la machine asynchrone associée à son onduleur contrôlé par les techniques de modulation MLI et SVM a été développé. Des résultats de simulation de l'association MAS–Onduleur est illustré et qui montrent l'évolution des grandeurs de la MAS.

**Le deuxième chapitre**, est consacré à la commande directe du couple dans sa version classique (DTC 6 secteurs et 12 secteurs) appliquée à la machine asynchrone. On s'intéresse aussi dans ce chapitre à l'amélioration de la commande DTC tout en lui associant la technique de modulation vectorielle SVM. Les performances de la commande directe du couple classique DTC et DTC-SVM sont testées expérimentalement et par simulations.

**Le troisième chapitre** présente la commande prédictive du couple (PTC). Dans le but de minimiser la fréquence de commutation, limiter le courant statorique, compenser le temps de retard de calcul et travailler avec une fréquence de commutation constante (PTC-SVM). L'efficacité de cette technique de commande est validée par des résultats de simulation et expérimentaux.

**Le quatrième chapitre** est réservé à la commande prédictive optimisée. Pour ce faire, d'abord, un modèle de la MAS avec la prise en compte les pertes fer est dégagé. Ensuite, un contrôleur à base d'un modèle de pertes LMC est employé pour générer la référence du flux statorique tout en garantissant des pertes minimales. Enfin et pour remédier au problème lié à la sélection des facteurs de pondération, deux techniques sont adoptées, l'une est basée sur une fonction coût à un seul terme de flux dite en abrégé FPTC et l'autre basée sur une fonction cout dynamique dite PTC-DFC. Les deux techniques d'optimisations sont testées par simulation et expérimentalement.

**Quant au cinquième chapitre**, la commande prédictive utilisant un observateur à mode glissant est appliquée à la MAS alimenté via un convertisseur matriciel indirect (Indirect Matrix Converter : IMC). L'objectif est d'assurer une commande avec minimisation de la puissance réactive coté réseau. Des résultats issus de la simulation montrent l'utilité de la structure.

**Finalement, le sixième chapitre** présente l'application de la commande DTC, la commande PTC et leurs variantes d'amélioration à la MSAP. Deux cas sont étudiés lorsque la MSAP est alimentée via un onduleur de tension à deux niveaux, ensuite via un convertisseur IMC pour minimiser la puissance réactive coté réseau. Les résultats obtenus à partir de la validation par simulation sont exposés à la fin de ce chapitre.

Enfin, ce travail se terminera par une conclusion générale récapitulant les résultats obtenus et nous exposerons les perspectives que nous envisageons pour la poursuite de ces travaux de recherche.

## **Bibliographies**

**[BUJ 97]** G. BUJA, D. CASADEI, G. SERRA, «Direct Torque Control of Induction Motor Drives», IEEE Catalog Number: 97TH8280. 1997.

**[GAB 80]** R. GABRIEL, W. LEONHARD, J. NORDBY, «Field-Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessors», IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS.1980.

**[GIR 13]** F.GIRI, «AC Electric Motors Control, Advanced Design Techniques and applications», University of Caen Basse-Normandie, France. 2013.

**[JAD 11]** S. V. JADAHAV, M. REDDY, B. N. CHAUDHARI, «An Improved SVM-DTC based Induction Motor Drive Scheme using d-SPACE», IEEE PEDS.2011.

**[MEN 95]** E. Mendes, A. Baba, A. Razek, « Losses Mminimization of a Field Oriented Controlled Induction Machine», Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives, Durham, UK, pp. 310-314. <http://doi.org/10.1049/cp:19950885>.1995.

**[MAM 17]** M. MAMDOUH, A. ABIDO, Z. HAMOUZ, «Weighting Factor Selection Techniques for Predictive Torque Control of Induction Motor Drives: A Comparison Study», Arab J Sci Eng 43:433–445. 2017.

**[ROD 12]** J. RODRIGUEZ, P.CORES, «Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives», Universidad Tecnica Federico Santa Maria, Valparaiso, Chile, IEEE John Wiley & Sons, Ltd..2012.

**[VOD 12]** V.VODOVOZOV, «Electric drive systems and operation »,Bookboon.com, ISBN:978-87-403-0166-3. 2012.



# **Chapitre I :**

Etat de l'art sur les techniques de commande  
et modélisation de la MAS

## I.1 Introduction

De nos jours, les actionneurs électriques jouent un rôle très important dans notre vie quotidienne. Ils existent partout autour de nous, et aussi sont la raison principale de la manifestation de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. L'ensemble Convertisseur-Machine est utilisé comme des actionneurs électriques rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur dépendent à la fois, de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance, et la technologie de traitement numérique des signaux, il est devenu possible d'améliorer le comportement dynamique des actionneurs [BAG 99]. La commande des convertisseurs de puissance a été largement étudiée et de nouveaux schémas de commande sont présentés chaque année. Les commandes conventionnelles non linéaires basées sur l'hystérésis comme le FOC, la DTC et les commandes linéaires avec modulation de largeur d'impulsion (MLI) comme la DTC-SVM [DJA 16]. Dernièrement beaucoup de techniques avancées ont été développées utilisant la commande par mode glissant, les réseaux de neurones, la logique floue et surtout la commande prédictive qui occupent une grande partie dans le domaine d'entraînement des actionneurs électriques.

La commande prédictive introduite vers les années 1970 s'est développée d'une manière appréciable, que ce soit dans le domaine de la recherche en automatique et ingénierie ou dans le domaine des applications industrielles [BEN 14]. Elle présente plusieurs avantages à savoir: facile à mettre en œuvre, peut être appliquée à une variété de systèmes, dynamique rapide et a une algorithmes simple [ROD 13].

Dans ce chapitre, un état de l'art des techniques de commande ainsi que la modélisation de la machine asynchrone seront présentés d'une manière détaillée.

## I.2 Techniques de commandes appliquées aux convertisseurs électromécaniques

L'énergie électrique est consommée sous forme de tensions et de courants alternatifs triphasés. Donc, la structure principale d'un système de conversion d'énergie électrique comprend le convertisseur côté réseau qui transforme les tensions alternatives triphasées d'amplitude et de fréquences fixes en une tension continue contrôlée lorsqu'un lien continu capacitif est utilisé et le convertisseur côté machine transforme la tension continue en tensions alternatives triphasées d'amplitude et de fréquence variables [ROD 05] [ROD 10].

Pour la conversion côté d'entrée qui transforme les tensions alternatives triphasées d'amplitude et de fréquence fixes en une tension continue, différentes topologies s'existent pour la transformation parmi lesquelles on a l'utilisation d'un redresseur à diode ou bien redresseur à thyristor à l'entrée ou avec un redresseur MLI dans ce cas, le redresseur a la même topologie que l'onduleur, et pour la conversion du côté sortie 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 [CHE 20].

### **I.2.1 Techniques de commande classiques des actionneurs électriques**

Plusieurs méthodes de commande linéaires et non linéaires ont été utilisées pour contrôler l'ensemble (Convertisseur-Machine). Cette partie présente certaines méthodes classiques de contrôle des systèmes des actionneurs électriques [MES 16].

#### **I.2.1.1 Commande vectorielle appliquée aux convertisseurs électromécaniques**

La commande vectorielle à flux orienté dont les principes ont été développés et élaborés, dès 1972, par F. BLASCHKE, il s'agit de la première méthode de contrôle vectoriel développée pour les machines alternatives et notamment synchrones, puis les principes de la commande ont été adaptés à la machine asynchrone. Cette méthode, fondée sur le contrôle de l'état magnétique et du couple de la machine, aujourd'hui c'est la méthode la plus utilisée dans l'industrie, [SAK 17]. La commande par orientation de flux est basée sur le choix d'une référence liée au flux qu'on désire orienter, on peut la classer comme orientation du flux rotorique direct et indirect (DRFOC / IRFOC), Orientation du flux statorique ou bien Orientation du flux d'entrefer [BOU 06].

Cette commande est fondée sur la transformation de Park pour réguler indépendamment le couple à travers la régulation du courant suivant l'axe (q) et le flux à travers la régulation du courant suivant l'axe (d), la technique d'orientation du flux rotorique (DRFOC / IRFOC) est la plus couramment utilisée, dans le cas d'une commande vectorielle directe, la fréquence statorique est estimée directement par la mesure de la fréquence des courants, par contre dans le cas d'une commande vectorielle indirecte, la mesure de la vitesse et l'estimation de la pulsation de glissement permettent d'obtenir la fréquence statorique qui après intégration, permet d'orienter l'axe (d), la commande vectorielle indirecte s'avère être plus robuste que la commande

vectorielle directe. Cependant, cette commande présente une faiblesse face aux variations des paramètres de la machine, qu'ils varient au cours de fonctionnement [LEF 16] [MAR 05].

La topologie de la commande vectorielle (directe et indirecte) est présentée comme suit :

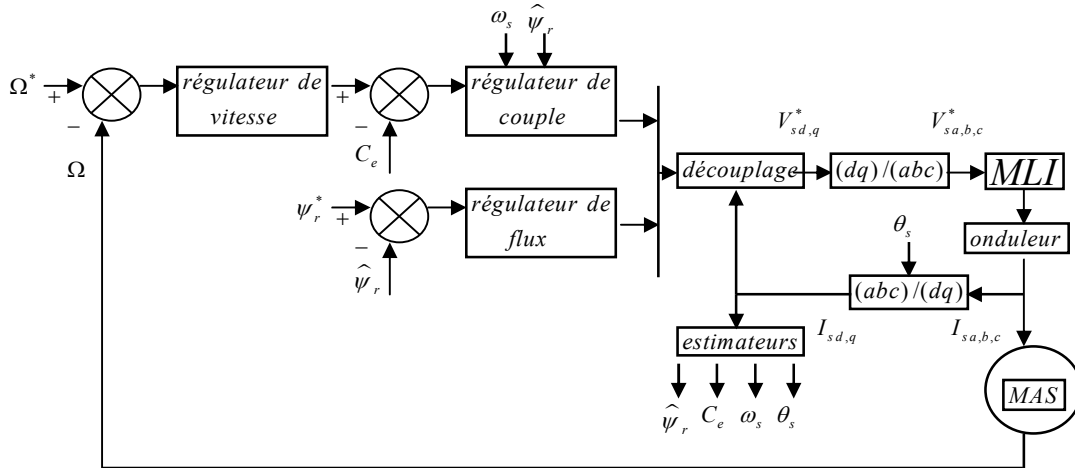


Fig.I.1 Commande vectorielle directe (DRFOC)

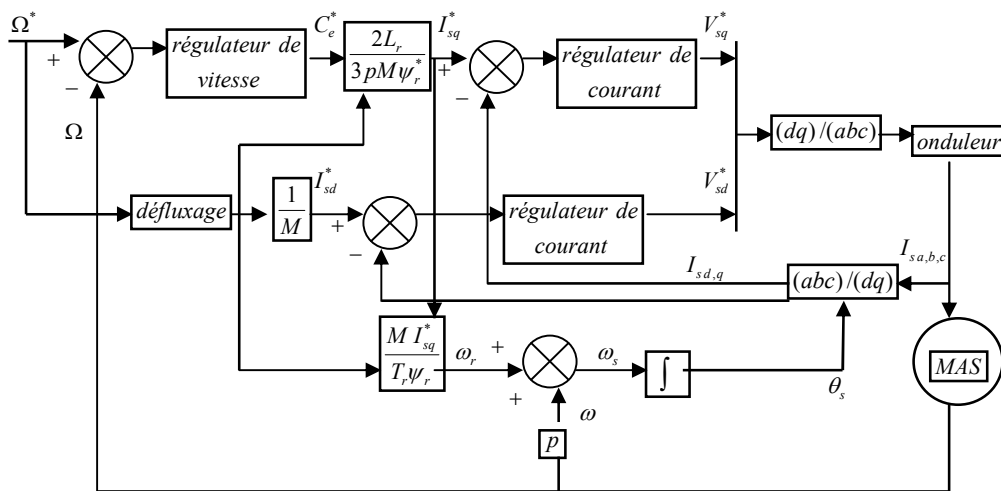


Fig.I.2 Commande vectorielle indirecte (IRFOC)

### I.2.1.2 Commande DTC appliquée aux convertisseurs électromécaniques

Pour remédier les problèmes de variations paramétriques, on a développé des méthodes de commande dans lesquelles le flux et le couple électromagnétique sont estimés à partir des grandeurs électriques accessibles au stator. Parmi ces méthodes, la commande directe du couple (DTC) qui est introduite en 1986 par Takahashi.

Le principe de la commande DTC des actionneurs électriques est la régulation directe du couple de la machine par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui

détermine son état. Les deux variables contrôlées dans cette commande sont le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par des régulateurs à hystérésis. Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de commutation élevée, afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. [TAK 86].

L'objectif principal de la DTC est de réguler le flux statorique et le couple électromagnétique, sans disposer de mesures de vitesse, de flux ou de couple, les seules mesures utilisées sont les tensions et les courants alimentant le stator, de la machine, le flux et le couple sont entièrement estimés à partir de ces mesures [FEN 14] [CHA 17].

Cette méthode de commande a pour avantages [CAS 02]:

- Réduction du temps de réponse de couple.
- Absence de la transformation de park sur les axes tournante.
- Adaptation à l'absence des capteurs de vitesse.
- Facile à mettre en oeuvre que d'autre commande.
- Amélioration de la robustesse par rapport à la variation paramétrique.

Et pour inconvénient :

- L'existence des oscillations de flux et de couple
- L'existence des problèmes à basse vitesse.
- La compatibilité électromagnétique du l'équipement.
- L'inconvénient majeur de la DTC est la variation de la fréquence de commutation de l'onduleur due en effet au régulateur à hystériser.

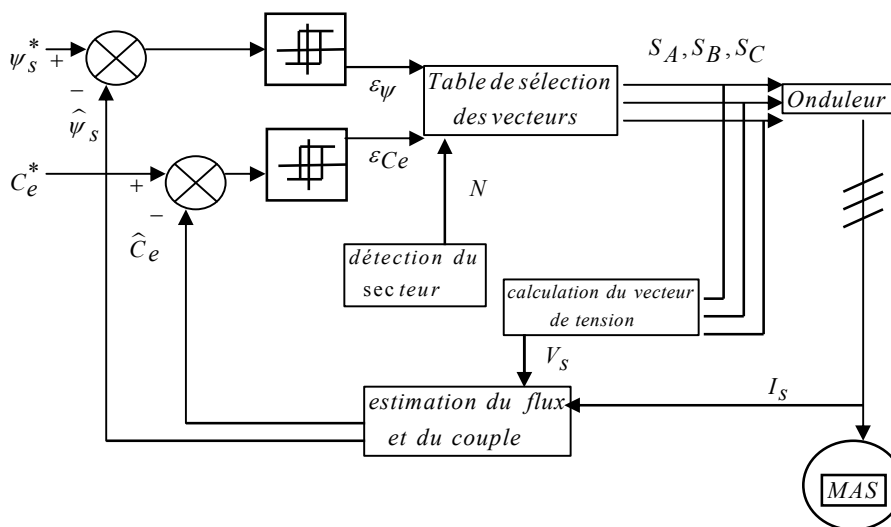


Fig.I.3 Commande direct du couple (DTC)

Par principe, les fluctuations de couple sont causées par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable qui augmente les risques d'excitation des résonances mécaniques ou acoustiques. Différentes méthodes de commandes ont été utilisées pour surmonter ces problèmes tels que la DTC-SVM (commande DTC associée à la technique de modulation vectorielle SVM) [ZIA 09].

L'objectif de cette technique vectorielle est de générer les signaux de commande des interrupteurs en minimisant les harmoniques des tensions appliquées au moteur [KRI 15]. La technique SVM est beaucoup sollicitée dans le domaine de la commande, ses effets sur les ondulations du courant et du couple sont remarquables, c'est pourquoi elle est la plus utilisée par les chercheurs et les industriels, La technique SVM est basée sur la représentation de la tension triphasée comme vecteur spatial dans un secteur appliqué à l'onduleur, elle permet de déterminer les séquences des allumages et d'extinctions des composants du convertisseur et de minimiser ainsi les harmoniques des tensions appliquées au moteur grâce à la constance de sa fréquence de commutation [JAD 11] [HON 09].

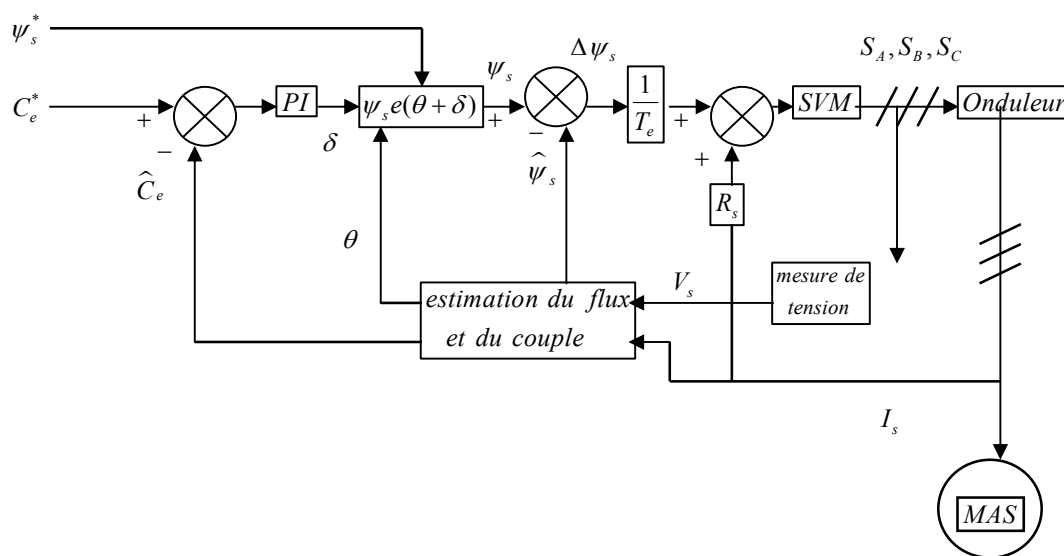


Fig.I.4 Commande direct du couple associée à la technique SVM (DTC-SVM)

## I.2.2 Techniques de commande avancées des actionneurs électriques

Parmi les techniques avancées, la commande prédictive du couple est l'une des techniques développées et la plus appliquées aux convertisseurs électromécaniques récemment.

### **I.2.2.1 Commande PTC appliquée aux convertisseurs électromécaniques**

La commande prédictive (Model Predictive Control (MPC)) a été développée au début des années 1970 et elle est déjà appliquée 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, 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)), à base de cette dernière la commande prédictive de couple a été développée (FS-MPTC) [CHR 13] [ROD 11].

La commande prédictive du couple (PTC) est une branche importante de la méthode (Finite-Set-MPC), elle présente un concept intuitif et simple en mise en œuvre, de plus, les contraintes du système peuvent facilement être ajoutées dans la fonction coût qui est la base de la commande PTC. Le contrôle prédictif, apporte une amélioration de comportement du variateur par rapport à celui obtenu par la DTC conventionnel grâce à sa facilité de traitement [WEI 15] [TOB 10]. Le concept algorithmique de la commande prédictive du couple (PTC), est basé sur les principes de la contrainte optimale de contrôle.

La PTC a été employée avec succès dans une variété des applications industrielles et elle est utilisée pour l'étude et l'investigation dans le domaine de l'électronique de puissance. Ceci est directement lié au fait qu'il s'agit d'une méthode de contrôle permettant de gérer des systèmes complexes et multi variables soumis à des contraintes directement formuler un modèle de contrôle en temps discret. Les objectifs de contrôle souhaités sont reproduits de manière appropriée dans la fonction coût sélectionnée reflétant l'ordre d'importance des objectifs imposés.

La PTC est basée sur trois étapes principales: estimation du flux et du couple, la prédiction de ces grandeurs et finalement optimisation et minimisation de la fonction coût.

Le rôle de la fonction coût de la méthode PTC est la sélection du meilleur vecteur de tension parmi les faisables. Pour l'optimisation des performances du système par cette méthode (PTC), il convient de bien sélectionner les facteurs de pondération de la fonction coût, le réglage de ces facteurs présente l'inconvénient majeur de cette méthode. Plusieurs techniques avancées sur la détermination ou bien l'optimisation de ces facteurs sont présentées pour l'amélioration de cette commande [DAV 12].

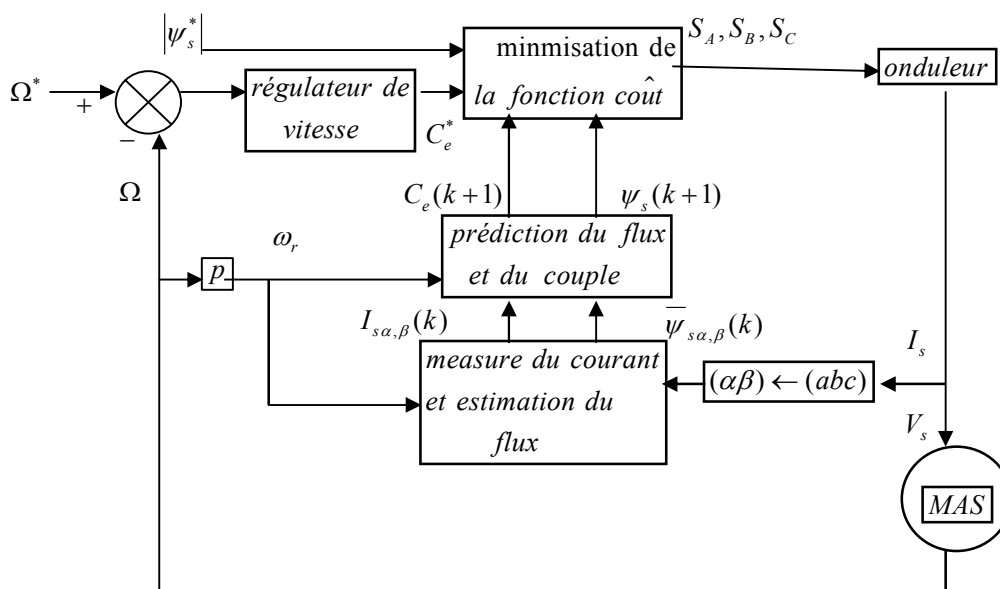


Fig.I.5 Commande prédictive du couple (PTC)

### I.2.2.2 Commande PTC appliquée aux convertisseurs matriciels IMC

Le même principe de la commande prédictive du couple (PTC) a été étudié précédemment et est appliqué pour le contrôle du convertisseur matriciel pour ces deux types direct ou indirect.

La commande PTC associée au convertisseur matriciel indirect (PTC-IMC) est basée sur la sélection de l'état de commutation qui minimise l'erreur entre les grandeurs prédites de couple et de flux selon leurs valeurs de référence, et en même temps, ce contrôle est amélioré aussi par l'inclusion d'une puissance réactive avec une stratégie de minimisation dans le but d'avoir un facteur de puissance unitaire pour le côté d'entrée du convertisseur [ROD 10] [RUD 10] [UDD 13] [VIJ 15].

La topologie de convertisseur IMC est préférée dans certaines applications en raison de sa commutation plus facile et plus sûre de commutateurs, aussi le contrôle est plus simple et moins complexe [Lam 13] [MEI 16].

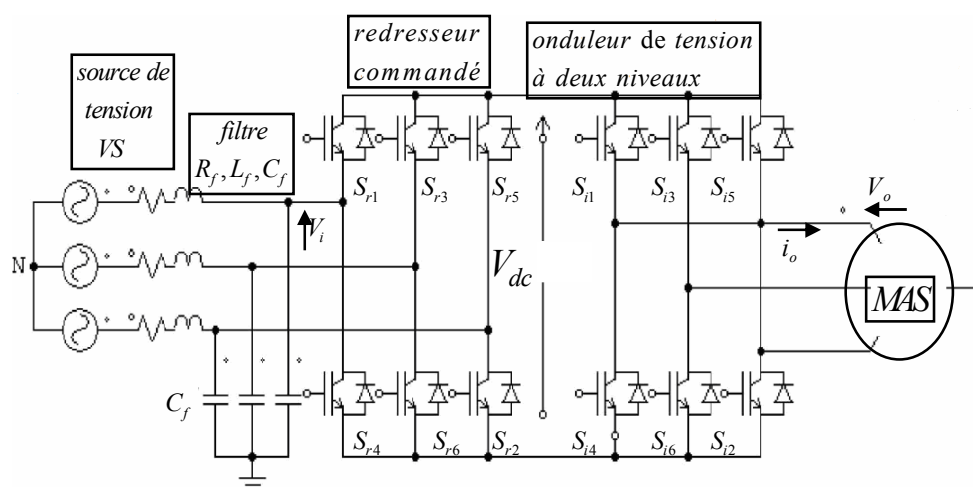


Fig.I.6 Convertisseur matriciel indirect (IMC) appliqué à la MAS

### I.3 Modélisation de la machine asynchrone

L'ensemble convertisseur-machine est utilisé comme des actionneurs électriques rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable, et la modélisation mathématique de ces actionneurs électriques permet de représenter bien un système réel donné et aussi facilite l'analyse et la prédiction du comportement en régime stationnaire ou dynamique du système physique [SAK 17]. Pour cette raison, le premier objectif de ce chapitre, est la présentation du modèle mathématique de la machine asynchrone (MAS), avec la définition dans un référentiel biphasé, à partir du référentiel triphasé conventionnel, le deuxième objectif visé par ce chapitre est la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux et ses techniques de modulation adoptée (MLI, SVM ...).

Parmi les machines électriques existantes, la machine asynchrone (MAS) est largement utilisée dans l'industrie, grâce à ces avantages : peu coûteuse, simplicité de construction, et la robustesse. La machine asynchrone se classe en deux types selon la façon dont leurs rotors : la MAS à rotor bobine et la MAS à cage d'écureuil.

#### I.3.1 Modèle mathématique de la machine asynchrone (MAS)

La machine considérée dans cette partie, est une MAS triphasée à cage d'écureuil, dans la 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 de synchronisation, liée au nombre de pôles de la machine et à la fréquence de la source d'énergie.

Vu la complexité de la machine électrique, il est difficile de tenir compte de tous ces phénomènes physiques dans sa modélisation donc, il est nécessaire de quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles tel que:

- Une répartition de f.m.m. sinusoïdale ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables;
- Effet d'encoche et pertes ferromagnétiques et l'effet de peau sont négligeables ;
- Les résistances des enroulements sont considérées comme constantes (ne varient pas avec la température).

Ces choix signifient entre autres que :

- Les flux sont additifs;
- La constance des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

### I.3.1.1 Modélisation généralisée

Le moteur est alimenté en tension, les composantes du vecteur de commande dans le système d'état seront donc des tensions. Les trois phases statoriques sont alimentées par trois tensions alternatives triphasées de pulsation  $\omega_s$  et de même amplitude, la Fig.I.7 présente le modèle triphasé de la machine asynchrone [REZ 15] [ABD 97]:

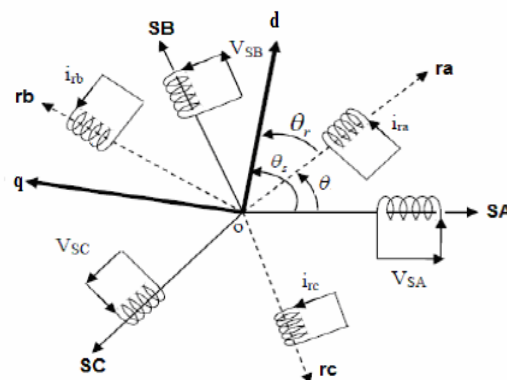


Fig.I.7 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

### I.3.1.2 Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase, les équations de tension des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent comme suit :

$$[V_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\psi_{sabc}] \quad (I.1)$$

$$[V_{rabc}] = 0 = R_r [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\psi_{rabc}] \quad (I.2)$$

$$\text{Avec : } [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

### I.3.1.3 Equations magnétiques

D'après les hypothèses qui nous avons présentées précédemment, les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme suit :

$$\text{Pour le stator: } [\psi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (I.3)$$

$$\text{Pour le rotor : } [\psi_{rabc}] = [L_r][i_{rabc}] + [M_{sr}][i_{sabc}] \quad (I.4)$$

$$\text{Avec : } [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_0] \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$l_s, l_r$  : L'inductance propre d'une phase statorique et rotorique respectivement.

$M_s, M_r$  : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques et rotorique respectivement.

$M_{sr}$  : Matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

$M_0$  : représente la valeur maximale des inductances mutuelles entres phases statoriques et rotoriques

Finalement, on aboutit au modèle suivant :

$$[V_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + L_s \frac{d}{dt} [i_{sabc}] + [M_{sr}] \frac{d}{dt} [i_{rabc}] \quad (I.5)$$

$$[V_{rabc}] = R_r [i_{rabc}] + L_r \frac{d}{dt} [i_{rabc}] + [M_{sr}] \frac{d}{dt} [i_{sabc}] \quad (I.6)$$

### I.3.1.4 Equations mécaniques

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation du mouvement suivante:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - F\Omega \quad (I.7)$$

$F$  : Coefficient de frottement.  $C_r$  : Couple résistante.

$\Omega$  : Vitesse mécanique du moteur.  $C_e$  : Couple électromagnétique.

Les équations (I.1), (I.2), (I.3) et (I.4) ainsi obtenues sont à coefficients variables, par conséquent leur manipulation est souvent difficile, car les relations entre flux et courants font intervenir des fonctions périodiques de l'angle variable au cours du temps caractérisant la position du rotor par rapport au stator, d'où la nécessité de trouver un modèle mathématique équivalent plus simple, entre autre celui obtenu par la transformation dite Park.

### I.3.2 Transformation de Park

La transformation de Park consiste à exprimer les grandeurs statoriques ou rotoriques dans un référentiel constitué de deux axes perpendiculaires : axe direct (indice d), axe quadratique (indice q), avec un déphasage appelé angle électrique ( $\theta$ ).

Cette transformation a pour objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [ZER 08].

La Fig.I.8 met en relief l'axe direct (d), et l'axe en quadrature d'indice (q) du référentiel de Park.

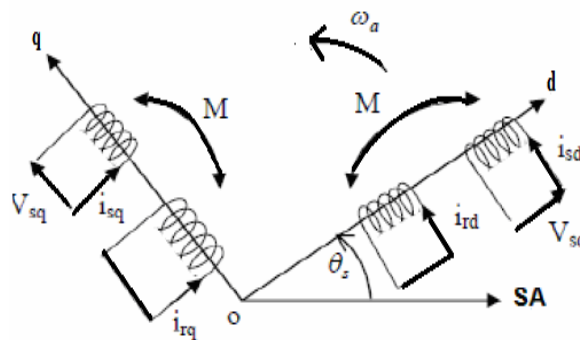


Fig.I.8 Position des axes (d, q) par rapport aux axes de la machine.

On aura le modèle de la machine asynchrone avec les définitions angulaires suivantes :

$\theta_s$  : Angle du stator entre l'axe A et d.

$\omega_a$  : est la vitesse angulaire du système d'axe (d, q).

Après projection des vecteurs tensions, courants et flux sur les deux systèmes d'axe on obtient [ZER 08]:

$$[V_{dq}] = [P(\theta)] \cdot [V_{abc}] \quad (I.8)$$

$$[i_{dq}] = [P(\theta)] \cdot [i_{abc}] \quad (I.9)$$

$$[\psi_{dq}] = [P(\theta)] \cdot [\psi_{abc}] \quad (I.10)$$

La matrice de transformation de Park est définie comme suit :

$$[P(\theta)] = k \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Si on veut conserver la puissance le facteur  $k$  est choisi égal à  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  sinon, il est choisi égal à

$\frac{2}{3}$  pour la conservation des amplitudes.

Pour certains types de commande, on fait recours à la transformation de Concordia définie par une matrice [C], Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé (a, b, c) vers un système biphasé ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), la transformation de Concordia est présenté comme suit :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Le passage se fait de la manière suivante:

$$[X_{\alpha\beta}] = [C] \cdot [X_a X_b X_c]^T \quad (I.11)$$

### **I.3.3 Choix du référentiel**

Les équations et les grandeurs de la machine sont exprimées dans un repère (d, q) qui fait un angle électrique  $\theta_s$  avec le stator, et fait également un angle électrique  $\theta_r$  avec le rotor mais qui

n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qu'il est libre. Il existe trois choix importants. On peut fixer le repère (d, q) au stator, au rotor ou au champ tournant:

- Référentiel immobile par rapport au stator: Ce choix est défini par  $\omega_s = 0$ .
- Référentiel immobile par rapport au rotor: Il se traduit par :  $\omega_s = \omega_r$ .
- Référentiel immobile par rapport au champ tournant: C'est à dire :  $\omega_s - \omega_r = \omega_{sl} = g\omega_s$ .

### I.3.4 Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park

En appliquant la transformation de Park au modèle de la machine asynchrone généralisé idéal pour un référentiel lié au champ tournant on obtient [REZ 15] :

#### I.3.4.1 Equations électriques

$$V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \quad (\text{I.12})$$

$$V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \quad (\text{I.13})$$

$$V_{rd} = 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \psi_{rq} \quad (\text{I.14})$$

$$V_{rq} = 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \psi_{rd} \quad (\text{I.15})$$

$$\text{Avec: } \omega_{sl} = \omega_s - p\Omega \quad (\text{I.20})$$

$\omega_s$  : Pulsation statorique.  $\omega_{sl}$  : Pulsation du glissement.  $\Omega$  ; Vitesse mécanique.

#### I.3.4.2 Equations magnétiques

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (\text{I.16})$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \quad (\text{I.17})$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \quad (\text{I.18})$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \quad (\text{I.19})$$

#### I.3.4.3 Equations mécaniques

Les équations mécaniques de la machine sont données comme[ZER 08]:

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{I.21})$$

La vitesse de rotation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) - C_r - F\Omega \quad (I.22)$$

Avec :

$J$  : Moment d'inertie.  $F$  : Coefficient de frottement visqueux.

$C_e$  : Couple électromagnétique.  $C_r$  : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

$p$  : Nombre de paire de pôles.  $\Omega$  : Vitesse de rotation mécanique.

### I.3.5 Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone (MAS)

L'onduleur associé à d'autres organes forme l'équipement complet d'alimentation de la machine, qui comporte généralement :

- Une source électrique triphasée.
- Un redresseur triphasé double alternance à diodes,
- Un filtre de tension de type passe bas.

La source d'alimentation triphasée est équilibrée, d'amplitude de tension et de fréquence constante. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant la machine. La Fig.I.9, illustre le schéma global du système complet à étudier.

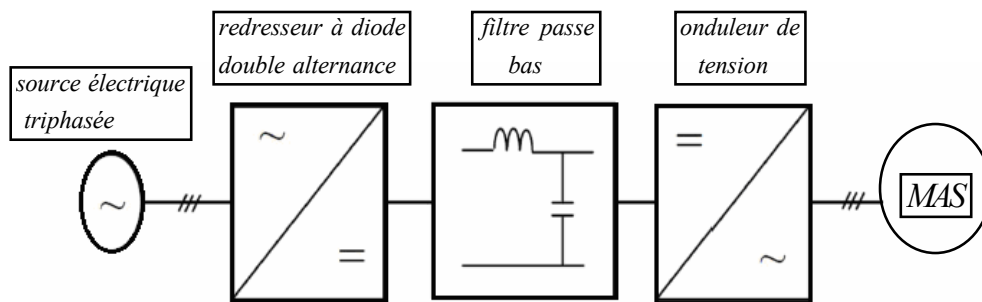


Fig.I.9 Schéma global de l'alimentation de la MAS.

#### I.3.5.1 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux

L'onduleur, qui est un dispositif d'électronique de puissance à base de transistors IGBT ou thyristor GTO, est le coeur de l'organe de commande des machines électriques.

Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras, avec deux interrupteurs pour chaque bras, chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux, est illustré par la Fig.I.10:

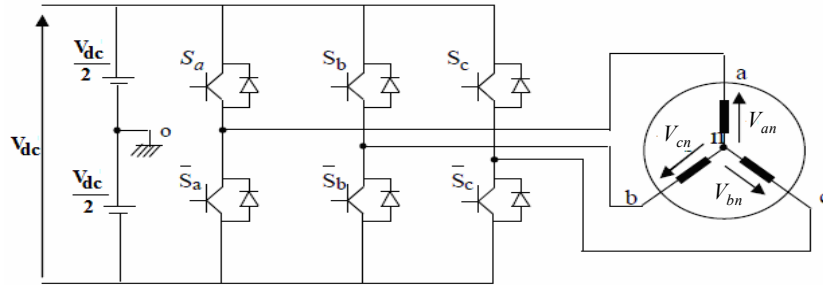


Fig.I.10 Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ):

- ' $S_i = 1$ ' : Le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui du bas ouvert.
- ' $S_i = 0$ ' : Le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui du bas fermé.

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions  $V_{io}$  en fonction des signaux de commande ' $S_i$ '

Et en tenant compte du point fictif "o" représenté sur la Fig.I.11.

$$V_{io} = V_{dc} \left( S_i - \frac{1}{2} \right) \quad (I.23)$$

Soit 'n' le point neutre du côté alternatif (charge), alors les trois tensions composées:  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (I.24)$$

La charge constituée par le moteur est équilibrée,  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$  on aura donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (I.25)$$

En faisant apparaître le point "o", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire:

$$\begin{cases} V_{ab} = (V_{ao} - V_{bo}) \\ V_{bc} = (V_{bo} - V_{co}) \\ V_{ca} = (V_{co} - V_{ao}) \end{cases} \quad (I.26)$$

En remplaçant (I.26) dans (I.25) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

D'après les relations suivantes:

$$\begin{cases} V_{ao} = (V_{an} + V_{no}) \\ V_{bo} = (V_{bn} + V_{no}) \\ V_{co} = (V_{cn} + V_{no}) \end{cases} \quad (I.28)$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et o:

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.29)$$

L'utilisation de l'expression (I.23) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

### I.3.5.2 Techniques de modulation appliquées à l'onduleur de tension

Plusieurs stratégies de modulation sont présentés dans le domaine d'électronique de puissance parmi les qu'elles on peut citer :

#### I.3.5.2.1 Technique de modulation MLI Sinus -Triangule

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques.

La modulation de largeur d'impulsion est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence), avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la

porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Comme à la sortie de l'onduleur, la tension n'est pas purement sinusoïdale, elle comporte des harmoniques [SHI 06].

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant:

$$U_r \geq U_p \rightarrow s(t) = 1 \quad ; \quad \text{Sinon : } s(t) = 0$$

Avec :

$U_r$  : Tension de référence.  $U_p$  : Tension de porteuse.  $S(t)$  : Signal MLI résultant.

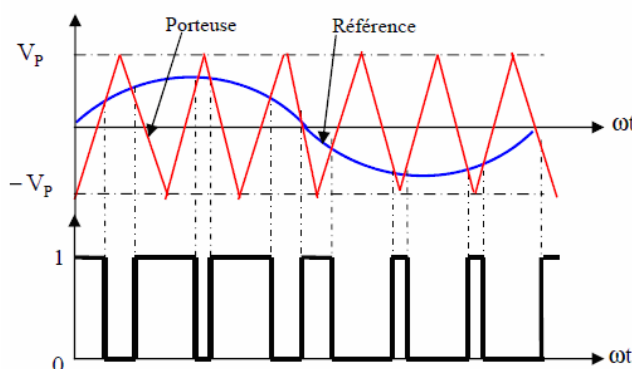


Fig.I.11 Technique de modulation MLI Sinus-Triangulaire.

### I.3.5.2.2 Technique de modulation vectorielle SVM

La technique de modulation vectorielle est beaucoup sollicitée dans le domaine de la commande, ses effets sur les ondulations du courant et du couple sont remarquables, c'est pourquoi elle est la plus utilisée par les chercheurs et à l'industriel, elle permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser ainsi les harmoniques des tensions appliquées au moteur. La SVPWM ou SVM, se diffère de celle MLI "sinus- triangle" par le fait qu'au lieu d'employer un modulateur séparé pour chacune des trois phases, les tensions de référence sont données par un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation  $T_e$ .

La SVM est basée sur la représentation spatial du vecteur de tension dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$ , les huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan  $(\alpha, \beta)$  par huit vecteurs de tension  $(\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_7)$ , parmi eux deux sont nuls  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  qui correspondent respectivement à  $s(000)$ , et,  $s(111)$ , les autres sont appelés états actifs [JAD 11].

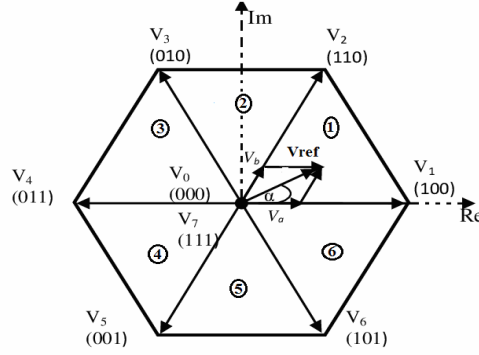


Fig.I.12 Représentation des états de l'onduleur dans le repère  $(\alpha, \beta)$ , et les différents secteurs. Les vecteurs tensions des six états actifs, peuvent s'écrire en fonction des portions de l'hexagone

appelés secteur  $K$ , où  $K : 1 \dots 6$  :

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (I.31)$$

Chaque vecteur de référence  $\vec{V}_{ref}$  dans l'hexagone peut être exprimé comme combinaison de deux vecteurs tensions actifs adjacents et de vecteurs tension d'états nuls. En se reportant à la Fig.I.13, si le vecteur de référence est dans le secteur  $k$ , les vecteurs actifs adjacents sont  $\vec{V}_k$ , et  $\vec{V}_{k+1}$  ( $k+1=1$  pour  $k=6$ ).

La méthode SVM peut être implémentée par les étapes suivantes [KRI 15]:

- Déterminer  $V_\alpha, V_\beta$  et par conséquent  $\vec{V}_{ref}$  (module de vecteur tension de référence), et l'angle  $\alpha$ .
- Déterminer les temps d'application des états de l'onduleur.
- Déterminer les séquences d'impulsions pour chaque bras de l'onduleur.

Pour la détermination de  $\vec{V}_{ref}$ ,  $V_\alpha, V_\beta$  et l'angle ' $\alpha$ ' (l'argument), les tensions, sont issues directement de la transformation de Concordia comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

$$V_{ref} = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (I.33)$$

$$a = \text{actg}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right)$$

### I.3.6 Résultats de simulations de démarrage de la MAS à (MLI/SVM)

Le modèle de la MAS obtenu dans un référentiel lié au champ tournant a été simulé dans un environnement MATLAB–SIMULINK. La MAS est alimentée à partir d'un réseau triphasé équilibré (230/400V et 50Hz), via un onduleur de tension à commande MLI (Sinus-triangle) dans un premier temps puis en utilisant la technique SVM. La machine a été exposée à un couple de charge à l'instant  $t=1s$ .

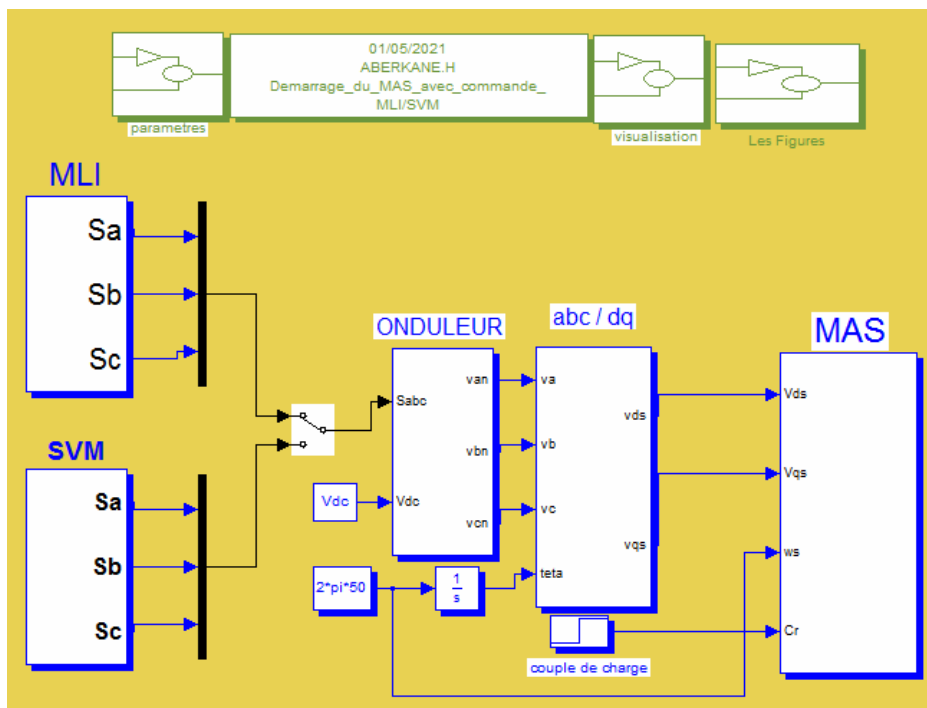


Fig.I.13 Schéma de simulations de démarrage de la MAS à (MLI/SVM)

L'analyse des résultats de simulation de démarrage de la MAS utilisée (1.5 Kw) associée aux techniques (MLI/SVM) nous permettra de faire les commentaires suivants:

- Par rapport à la technique (MLI), la technique de modulation (SVM) apporte une amélioration des performances de la machine surtout concernant le temps de réponse de la vitesse de rotation de la MAS . Ainsi à l'instant  $t=1$  seconde, une diminution de vitesse peut être remarquée à cause de l'application de la charge et qui est justifiée par le test en boucle ouverte.
- Le couple présente un pic au démarrage afin de ramener la machine à son régime puis il s'annule. Une fois la charge est appliquée, il augmente pour la compenser.

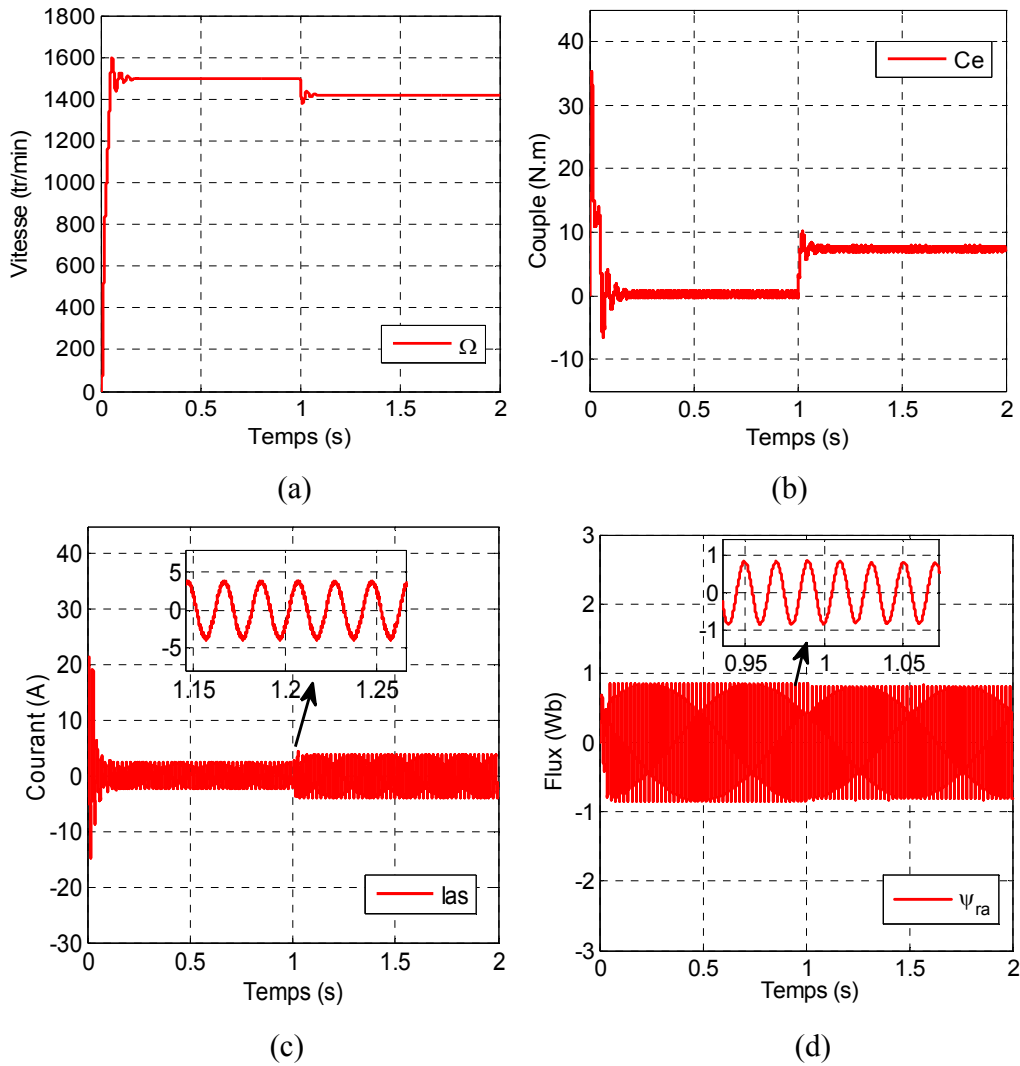
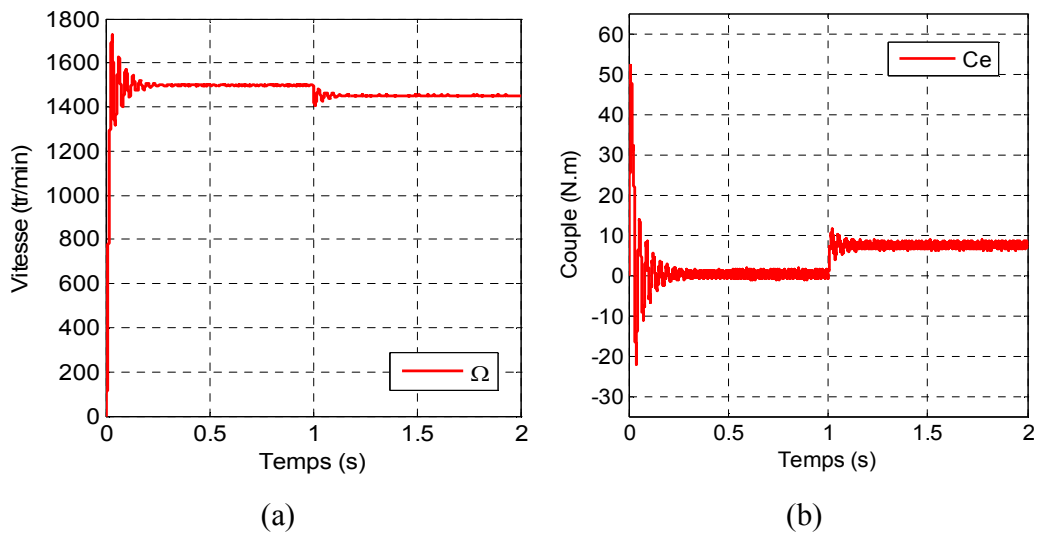


Fig.I.14 Résultats de simulation de démarrage de la MAS avec la MLI (Sinus-triangulaire)



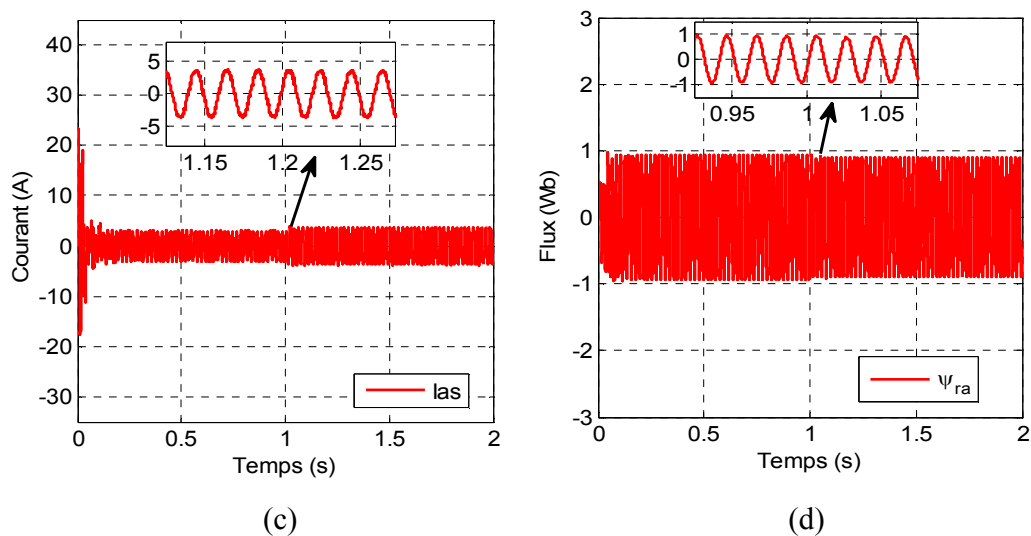


Fig.I.15 Résultats de simulation de démarrage de la MAS avec la SVM

## I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, la première partie a présenté un état de l'art des techniques de commande classiques des actionneurs électriques à vitesse variable telles que les commandes DRFOC, IRFOC, DTC, ainsi que les techniques avancées telles que : la PTC qui présente une solution optimale pour les techniques de contrôles classiques.

Dans la deuxième partie, on s'est intéressé à la modélisation de la MAS ainsi que son onduleur commandé par les deux techniques de modulation MLI et SVM.

La technique SVM permet de rendre la fréquence de commutation constante, ce qui a réduit les ondulations au niveau du courant statorique et du couple électromagnétique.

Pour la commande et l'amélioration des performances de la MAS, les techniques de commande classique sont choisies pour être appliquées le deuxième chapitre.

## Bibliographies

- [ABD 97] R. ABDESSEMED et M. KADJOU DJ, «Modélisation des Machines Electriques», Presse de l'université de Batna. 1997.
- [BAG 99] L. BAGHLI, «Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone: Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques», Thèse de Doctorat, université Henri Poincaré, Nancy –I. 1999.
- [BOU 06] M. BOUSSAK, K. JARRY, «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.
- [BEN 14] A.BENZAIOUA, «Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée», Thèse de Doctorat, Université de QUÉBEC À CHICOUTIMI. 2014.
- [CAS 02] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, 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.
- [CHR 13] A. CHRISTIAN, J. RODRIGUEZ, F. VILLARROEL, «Predictive Torque and Flux Control Without Weighting Factors», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, VOL. 60, NO. 2. 2013.
- [CHA 17] J.G.CHAUDHARI, S.B. BODKHE, «Performance Improvement of Direct Torque Control Induction Motor Drive Using Space Vector Modulation Technique», *International Journal of Electronics, Electrical and Computational System*. 2017.
- [CHE 20] M.CHEBAANI, «Contrôle prédictif directe du couple d'un moteur asynchrone», Thèse de Doctorat, Université de Biskra. 2020.
- [DAV 12] S. ALIREZA, D. KHABURI, R. KENNEL, «An Improved FCS–MPC Algorithm for an Induction Motor With an Imposed Optimized Weighting Factor», *IEEE Transactions on Power Electronics*, VOL. 27, NO. 3. 2012.
- [DJA 16] L. DJAGHDALI, «Contribution a la Commande Prédictive Direct du Couple de la Machine à Induction», Thèse de Doctorat, Université de BATNA 2. 2016.
- [FEN 14] N. FENG, L. KUI, W. BINGSEN, «Comparative Evaluation of Direct Torque Control Strategies for Permanent Magnet Synchronous Machines», *IEEE*. 2014.
- [HON 09] H. FU, G. Tian, Y. Chen, Q. Chen, «Sliding Mode-based DTC-SVM Control of Permanent Magnet Synchronous Motors for Plug-in Hybrid Electric Vehicles», *IEEE*. 2009.

- [JAD 11] S. V. JADHAV, M. REDDY, B. N. CHAUDHARI, «An Improved SVM-DTC based Induction Motor Drive Scheme using d-SPACE», IEEE PEDS.2011.
- [KRI 15] S. KRIM, S. GDAIM, M. MIMOUNI, «Hardware Implementation of a Predictive DTC-SVM with a Sliding Mode Observer of an Induction Motor on the FPGA», WSEAS Transactions on Systems and Control. 2015.
- [LAM 13] Z. LAMOUCHE, K. Barra, «Predictive Direct Torque and Flux Control of an Induction Motor Drive fed by a Direct Matrix Converter with Reactive Power Minimization», IEEE.2013.
- [LEF 16] G. LEFEBVRE, «Commande de Machine Asynchrone sans Capteur de Vitesse : Application à la traction ferroviaire», Thèse de Doctorat, Université de LYON. 2016.
- [MAR 05] M. ŻELECHOWSKI, «Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive», Thèse de Doctorat, Université de POLAND. 2005.
- [MEI 16] Y. MEI, S. WANG, X. ZHANG, «A Model Predictive Torque Control Method for Dual Induction Motor Drive System Fed by Indirect Matrix Converter», IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia). 2016.
- [MES 16] H. MESLOUB, «Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents», Thèse de Doctorat, Université de Mohamed Khider – Biskra. 2016.
- [ROD 05] J. RODRIGUEZ, J. PONTT, P. CORREA, P. LEZANA, «Predictive Power Control of an AC/DC/AC Converter», IEEE.2005.
- [ROD 10] J.RODRIGUEZ,J. KOLAR, «Predictive Torque and Flux Control of an Induction Machine fed by an Indirect Matrix Converter with Reactive Power Minimization», IEEE.2010.
- [RUD 10] R. VARGAS, B. HUDOFFSKY, J. RODRIGUEZ, «Predictive Torque Control of an Induction Machine Fed by a Matrix Converter With Reactive Input Power Control», IEEE Transaction on Power Electronics, VOL. 25, NO. 6.2010.
- [ROD 11] J. RODRIGUEZ, P. KAZMIERKOWSKI, P. ZANCHETTA, «State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics», IEEE.2011.
- [ROD 13] J. RODRIGUEZ et al, «State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics », *Ind. Informatics, IEEE Trans.*, vol. 9, 1003–1016. 2013.

- [REZ 15] S. REZGUI, «Techniques de Commande avancées de la machine Asynchrone : Etude Comparative et Applications», Thèse de Doctorat, Université DES FRÈRES MENTOURI CONSTANTINE. 2015.
- [SHI 06] W. SHIREEN, R. A. KULKAMI, 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.
- [SAK 17] D. SAKRI, «Commande avec Optimisation d'Energie de la Machine Asynchrone : Théorie et Expérimentation», Thèse de Doctorat, Université de BATNA 2. 2017.
- [TAK 86] I. TAKAHASI, 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.
- [TOB 10] T. GEYER, A. BECCUTI, M. MORARI, «Model Predictive Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors», IEEE.2010.
- [UDD 13] M. UDDIN, M. RIVERA, J. RODRIGUEZ, «A FCS-MPC of an Induction Motor Fed by Indirect Matrix Converter with Unity Power Factor Control», IEEE.2013.
- [VIJ 15] M. VIJAYAGOPAL, L. EMPRINGHAM, L. LILLO, «Current Control and Reactive Power Minimization of a Direct Matrix Converter Induction Motor Drive with Modulated Model Predictive Control», IEEE.2015.
- [WEI 15] W. XIE, X. WANG, «Finite Control Set-Model Predictive Torque Control with a Deadbeat Solution for PMSM Drives», *IEEE Transactions on Industrial Electronics* . 2016.
- [ZER 08] M. ZERBO, «Identification des Paramètres et Commande Vectorielle Adaptative à Orientation du Flux Rotorique de la Machine Asynchrone à Cage», Thèse de Doctorat, Université de Université du Québec à Trois-Rivières. 2008.
- [ZIA 09] H. ZIANE, J. RETIF, T. REKIOUA, «Controle DTC à frequence fixe applique a une MSAP avec minimisation des oscillations du couple», *Can. J. Elect. Comput. Eng.*, Vol. 33, No. 3/4, Summer/Fall. 2008.



# **Chapitre II :**

Techniques de commande classiques  
appliquées à la MAS

## II.1 Introduction

Aujourd'hui, et grâce à l'évolution de l'électronique de puissance, et la technologie de traitement numérique des signaux, il est devenu possible d'améliorer le comportement statiques et dynamique de machine asynchrone, par l'utilisation des différentes techniques de commande.

Dans la littérature, plusieurs techniques de commande ont été développées pour le contrôle de l'association "Convertisseur-Machine" telles que la commande scalaire, la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, la commande directe du couple...etc

La commande scalaire qui est bien adaptée à certains types de variateurs, elle ne permet pas de contrôler bien la machine en régime transitoire et en faible vitesse.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique (FOC) a été développée pour assurer un découplage entre les grandeurs du flux et du couple. Cependant, bien qu'elle donne des performances élevées, la commande vectorielle par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients tels que: faible robustesse vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques, présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle estimé et utilisation d'un capteur mécanique (coûteux).

Pour cela, et afin de remédier à ces inconvénients, la commande directe du couple (DTC) apparue vers le milieu des années 80 par "DEPENBROCK" et "TAKAHASHI" a été développée pour pallier les inconvénients inhérents de la commande scalaire et à flux orienté.

Dans ce chapitre, la commande directe du couple dite DTC, pour un onduleur de tension alimentant la MAS, sera étudiée [CAS 02].

L'objectif de la DTC est de réguler le flux statorique, et le couple électromagnétique sans disposer de mesures de vitesse, de flux ou de couple. Les seules mesures utilisées sont les tensions et les courants alimentant le stator de la machine. Le flux et le couple sont entièrement estimés à partir de ces mesures [TAK 86].

La commande de l'onduleur dans cette partie est basée sur une table de localisation du vecteur tension et aussi sur des régulateurs à hystérésis, qui sont les principales sources des ondulations qui apparaissent au niveau du courant et par conséquent du couple, à cause de leur fréquence de commutation qui est variable [TAZ 16].

La commande directe du couple présente beaucoup d'avantages par rapport aux autres techniques de commande classique, citons:

- Réponse dynamique rapide et facile à mettre en oeuvre que d'autre commande.

- Absence de la transformation de Park sur les axes tournantes.
- Adaptation à l'absence des capteurs de vitesse. De plus, cette stratégie de commande présente une amélioration de la robustesse par rapport à la variation paramétrique.

Cependant, la commande directe du couple présente certains inconvénients tels que :

- Présence des oscillations de couple à cause de l'utilisation des comparateurs à hystérésis, qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques.
- L'existence des problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- L'inconvénient majeur de la DTC est la variation de la fréquence de commutation de l'onduleur due au effet au correcteurs à hystérésis.

Pour faire face à ce problème, et améliorer cette commande, la table de commutation et les correcteurs à hystérésis sont substitués par une technique de modulation vectorielle dite SVM. Généralement l'utilisation d'une telle technique permettra de réduire les ondulations et les harmoniques au niveau du courant et du couple. La nouvelle méthode de commande (DTC-SVM) est capable de travailler, avec une fréquence de commutation fixe [AMM 17].

Les techniques de la commande : DTC à 6 secteurs et à 12 secteurs et DTC-SVM seront validées par simulation et expérimentalement dans ce chapitre.

## II.2 Principe de la DTC

La DTC est basée sur la régulation directe du couple de la machine par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état.

Le flux statorique et le couple électromagnétique sont les deux variables contrôlées qui sont commandées par des régulateurs à hystérésis. Un onduleur de tension classique à 2 niveaux permet d'atteindre 7 positions, distinctes Dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur. Les différentes combinaisons des 3 grandeurs ( $S_a, S_b, S_c$ ) permettent de générer, huit Positions du vecteur  $\overline{V_s}$  dont deux correspondants au vecteurs nuls [CAS 94]. Le pilotage direct de l'onduleur fait, par l'applications successives à la période de commande de l'onduleur  $T_e$ , des Vecteurs  $V_i$  non nuls, et des vecteurs nuls  $V_0, V_7$ . Le vecteur de contrôle à huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe  $T_e$ ).

## II.2.1 Comportement du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique comme illustré dans la Fig. II.1 [DJA 16]

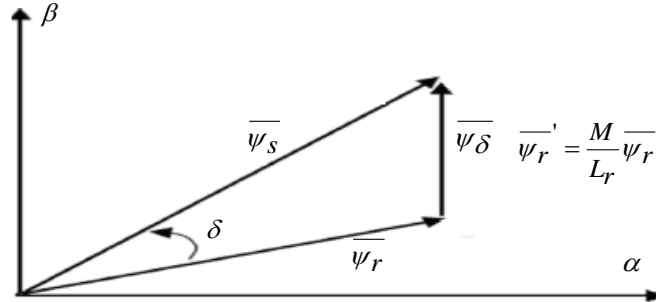


Fig.II.1 Vecteurs des flux statorique, rotorique et de fuites.

Selon l'expression suivante :

$$C_e = K(\overline{\psi}_s \times \overline{\psi}_r') = K |\overline{\psi}_s| |\overline{\psi}_r'| \sin(\delta) \quad (\text{II.1})$$

$\overline{\psi}_r'$  : Vecteur flux rotorique ramené au stator.       $\overline{\psi}_r$  : Vecteur flux rotorique.

$\overline{\psi}_s$  : Vecteur flux statorique.       $\overline{\psi}_\sigma$  : Vecteur flux de fuites.

$\delta$  : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

## II.2.2 Comportement du flux statorique

On se place dans le repère  $(\alpha, \beta)$  lié au stator. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation complexe suivante [BER 16]:

$$\overline{V}_s = R_s \overline{i}_s + \frac{d\overline{\psi}_s}{dt} \quad (\text{II.2})$$

Le flux statorique est donc :

$$\overline{\psi}_s = \overline{\psi}_{s0} + \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{i}_s) dt \quad (\text{II.3})$$

La chute de tension due à la résistance du stator est négligée pour simplifier l'étude (pour des grandes vitesses), on trouve :

$$\overline{\psi}_s = \overline{\psi}_{s0} + \int_0^t \overline{V}_s dt \quad (\text{II.4})$$

Pendant la période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliquée à la machine reste constant.

On peut écrire :

$$\overline{\psi}_s(k+1) = \overline{\psi}_s(k) + \overline{V}_s T_e \quad (\text{II.5})$$

$$\Delta \overline{\psi}_s = \overline{V}_s T_e \quad (\text{II.6})$$

$\overline{\psi}_s(k)$  : Vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.

$\overline{\psi}_s(k+1)$  : Vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta \overline{\psi}_s$  : Variation du vecteur flux statorique ( $\overline{\psi}_s(k+1) - \overline{\psi}_s(k)$ )

$T_e$  : Période d'échantillonnage.

Lorsque les deux flux statorique et rotorique sont maintenus constants, par limitation du flux statorique dans une bande d'hystérésis autour de sa consigne, le couple sera en fonction de l'angle de déphasage entre ces deux flux.

Pour agir sur cet angle, on doit varier la position du vecteur flux statorique dans le repère  $(\alpha, \beta)$ , en appliquant un vecteur de tension approprié. Ainsi, pour augmenter la valeur algébrique du couple, il suffit d'appliquer un vecteur de tension en quadrature avance par rapport au flux statorique.

## II.3 Structure de contrôle direct du couple

### II.3.1 Choix du vecteur de tension $V_s$

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur de tension appliqué doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux [CHE 20].

En sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de  $V_s$  dépend de la variation souhaitée, pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation, et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de  $\psi_s$  dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques, par rapport aux directions des tensions non nulles. Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée  $i$ , les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans cette

zone. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou, un des deux vecteurs nuls. [REB 15].

Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit par la Fig. II.2.

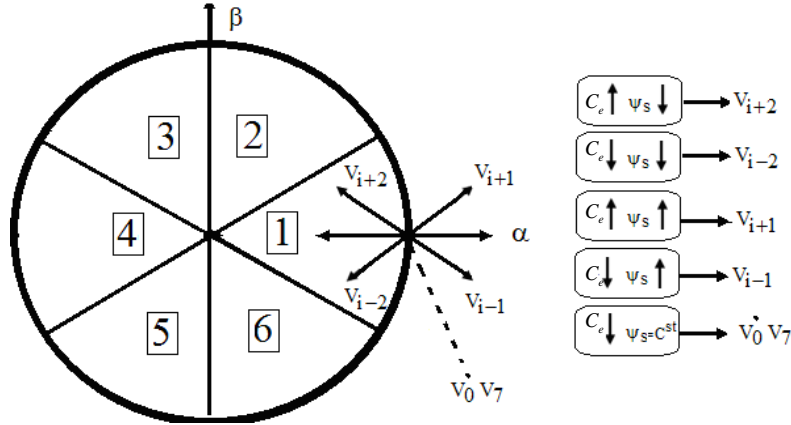


Fig. II.2 Choix du vecteur de tension.

Le choix du vecteur  $V_s$  dépend :

- de la position de  $\psi_s$  dans le référentiel (s).
- de la variation souhaitée pour le module de  $\psi_s$ .
- de la variation souhaitée pour le couple.
- du sens de rotation de  $\psi_s$ .

Lorsque le flux  $\psi_s$  se trouve dans une zone  $i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tensions suivants :

- Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\psi_s$  croît et  $C_e$  croît.
- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\psi_s$  croît et  $C_e$  décroît.
- Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\psi_s$  décroît et  $C_e$  croît.
- Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\psi_s$  décroît et  $C_e$  décroît.

Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnés alors la rotation du flux  $\psi_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux  $\psi_s$  reste inchangé.

Avec :

$\psi_s$  : Module de flux statorique.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

## II.4 Estimateurs classiques du flux et du couple

Dans un repère lié au stator ( $\alpha, \beta$ ) ou  $\omega_s = 0$ , l'équation des tensions statoriques est :

$$\overline{V}_s = R_s \cdot \overline{i}_s + \frac{d\overline{\psi}_s}{dt} \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Le flux statorique est donc : } \overline{\psi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \cdot \overline{i}_s) dt \quad (\text{II.8})$$

En décomposant selon les composantes directe et quadratique via la transformée de Concordia, on obtient les relations de l'estimateur du flux:

$$\begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} &= \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta}) dt \\ \overline{\psi}_s &= \psi_{s\alpha} + j\psi_{s\beta} \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

L'estimation classique du couple électromagnétique est définie par :

$$C_e = \frac{3}{2} p (\psi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \psi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (\text{II.10})$$

## II.5 Correcteur du Flux à hystérésis

Le correcteur à hystérésis du flux fonctionne pour maintenir l'extrémité du vecteur  $\overline{\psi}_s$  dans une couronne circulaire, comme le montre la Fig. II.4. La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\overline{\psi}_s$ , afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne [ $C_{flx}$ ], indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée [ $C_{flx}=1$ ] ou diminuée [ $C_{flx}=0$ ] de façon à maintenir **[LAS 20]** :

$$\left| \left( \overline{\psi}_s \right)_{ref} - \left( \overline{\psi}_s \right) \right| \leq \Delta \overline{\psi}_s \quad (\text{II.11})$$

Avec :  $\Delta \overline{\psi}_s$  : Flux de référence.  $\overline{\Delta \psi}_s$  : Largeur d'hystérésis du correcteur.

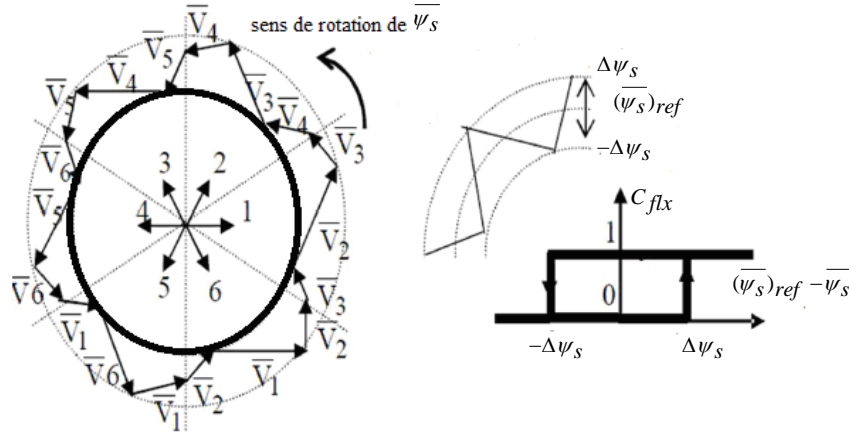


Fig. II.3 Correcteur de flux à hystérésis

## II.6 Correcteur du couple

Sa fonction est de maintenir le couple dans les limites:

$$\left| (C_e)_{ref} - (C_e) \right| \leq \Delta C_e \quad (II.12)$$

Avec :  $(C_e)_{ref}$  : est le couple de référence.  $\Delta C_e$  : est la bande d'hystérésis du correcteur.

Le contrôle du couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation du moteur, deux solutions sont envisagées :

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

### II.6.1 Correcteur du couple à hystérésis à deux niveaux

Le Correcteur à deux niveaux n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation, ainsi seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$ , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le couple, par centre leur diminution est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux  $(\overline{\psi_s})$ . [BER 16]

### II.6.2 Correcteur du couple à hystérésis à trois niveaux

Le Correcteur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur présentée par la variable booléenne  $(C_{cpl})$ , la Fig. II.4 indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur

absolue ( $C_{cpl}=1$ ) pour une consigne positive et ( $C_{cpl}=-1$ ) pour une consigne négative, ou diminuée. ( $C_{cpl}=0$ ). Ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple. En effet pour diminuer la valeur de couple, on utilise les vecteurs nuls (arrêt de la rotation de  $\overline{\psi}_s$ ).

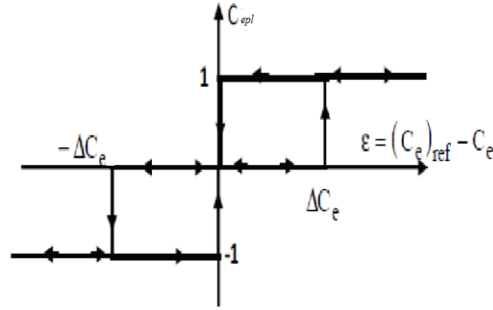


Fig. II.4 Correcteur du couple à trois niveaux

### II.7 Stratégie de la commande directe du couple

Lorsqu'on parle de la DTC classique, on veuille se référer à cette stratégie appliquée à un onduleur de tension classique à 2-niveaux. Son algorithme est basé sur le réglage par hystérésis, à la fois du couple et du flux statorique, et son synoptique de commande est détaillé dans la Fig.

II.5. [TAZ 14]

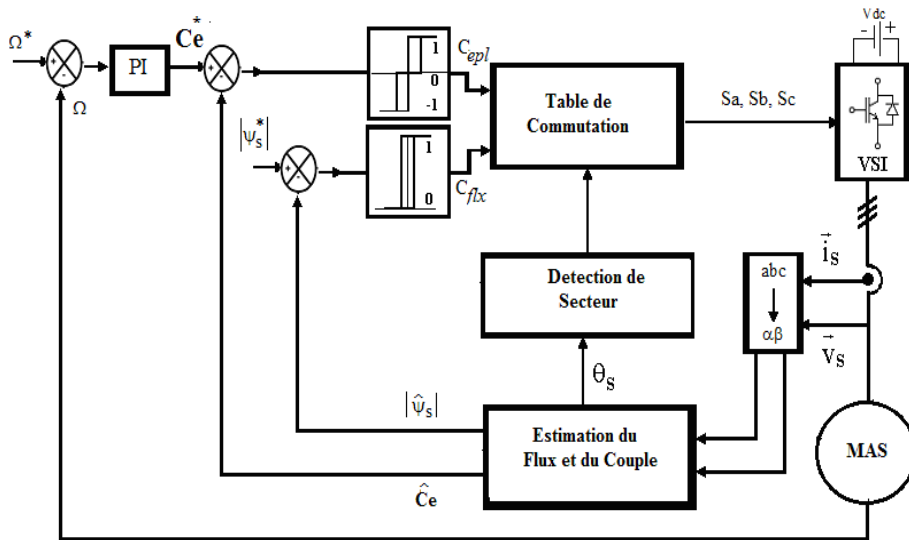


Fig. II.5 Schéma bloc de la de commande direct du couple.

Après la détermination des coordonnées du vecteur flux statorique, soit par estimation en intégrant directement les tensions statoriques soit préférentiellement par observation, on peut estimer le couple électromagnétique et le flux statorique à l'aide des équations citées précédemment.

En mesurant les courants statoriques, l'erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis à double bande, générant à sa sortie la variable ( $C_{cpl}$ ) à trois niveaux (-1, 0, 1), représentative du sens d'évolution souhaité pour le couple.

De même, le module du vecteur flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l'erreur de flux statorique injectée dans un régulateur à hystérésis à bande unique, générant à sa sortie la variable binaire  $C_{flux}$ , représente l'évolution souhaitée pour le flux.

La variable  $\theta$  correspond à une discrétisation du plan de phase et identifie le secteur angulaire dans lequel se trouve le vecteur flux statorique.

La sélection du vecteur tension à appliquer à la machine, aussi bien que la séquence des niveaux de phase et les signaux de commande de l'onduleur se font par la suite à l'aide du tableau de localisation [BEN 14] [ZAI 10].

Le tableau II.1 est synthétisé à partir des règles qualitatives d'évolution du couple et du flux statorique et constitue ainsi le noyau de l'algorithme de commande.

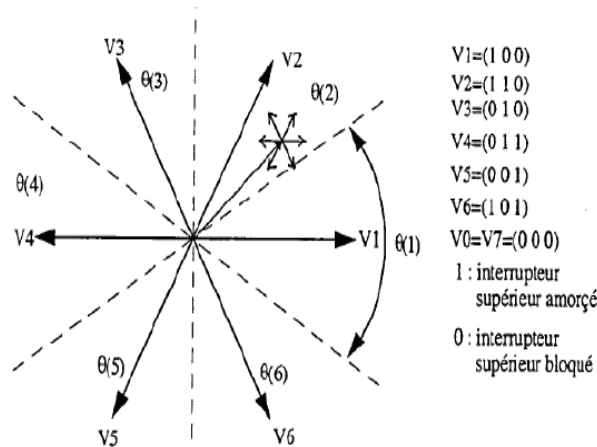


Fig. II.6 Découpage du plan ( $\alpha, \beta$ ) en six secteurs angulaires.

### II.7.1 Elaboration de la table de commutation

Un vecteur actif sera toujours appliqué lorsque l'erreur de couple devient supérieure à la largeur d'une bande d'hystérésis latérale du couple ( $C_{cpl}=1$  ou  $C_{cpl}=-1$ ).

Le vecteur tension nul sera seulement utilisé pour faire évoluer le couple à l'intérieur de la bande d'hystérésis ( $C_{cpl}=0$ ). Pour une bonne précision de calcul, on utilise la table suivante qui prend les vecteurs nulles en considération. La table de commutation est construite en fonction de l'état des variables ( $C_{flx}$ ) et ( $C_{cpl}$ ), et de la zone  $\theta(i)$  de la position de flux  $\overline{\psi}_s$  (secteur). Elle se présente donc sous la forme suivante [LAS 00]:

Tableau. II.1. Table de Commutation de la DTC à 6 Secteurs.

$C_{cpl}$	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>-1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>-1</b>
$C_{flx}$	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>
$\theta(1)$	$V_2$	$V_7$	$V_6$	$V_3$	$V_0$	$V_5$
$\theta(2)$	$V_3$	$V_0$	$V_1$	$V_4$	$V_7$	$V_6$
$\theta(3)$	$V_4$	$V_7$	$V_2$	$V_5$	$V_0$	$V_1$
$\theta(4)$	$V_5$	$V_0$	$V_3$	$V_6$	$V_7$	$V_2$
$\theta(5)$	$V_6$	$V_7$	$V_4$	$V_1$	$V_0$	$V_3$
$\theta(6)$	$V_1$	$V_0$	$V_5$	$V_2$	$V_7$	$V_4$

$C_{cpl}=1$  : augmenter le couple.  $C_{cpl}=0$  : maintenir le couple.  $C_{cpl} = -1$  : réduire le couple.

$C_{flx}=1$  : augmenter le flux.  $C_{flx}=0$  : réduire le flux.

$\theta(i)$  : Position de flux  $\overline{\psi}_s$  (secteur).

## II.8 Amélioration de la commande directe du couple

Plusieurs techniques sont mises pour l'amélioration des performances de la commande DTC.

### II.8.1 Commande directe du couple avec 12 secteurs

Afin d'utiliser les six vecteurs tensions pour les même secteur, il est utilisé une nouvelle table de sélection basée sur l'utilisation de 12 secteurs au lieu de six comme le montre la Fig. II.7.

[ZEG 17]

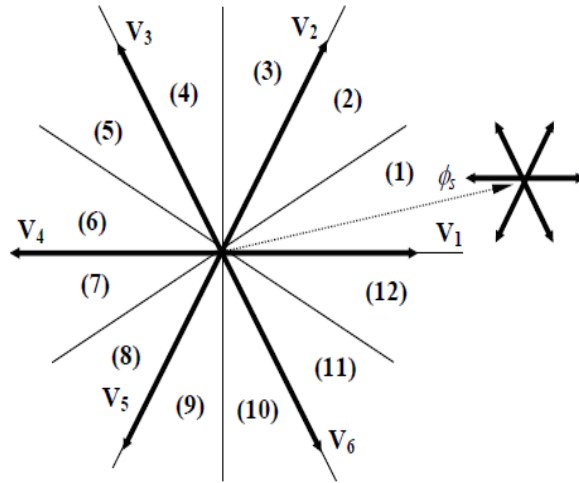


Fig. II.7 commande DTC avec 12 secteurs.

Dans notre cas, on s'intéresse beaucoup plus au couple, donc pour tenir compte des faibles et des grandes variations du couple on a utilisé un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le couple et une hystérésis à deux niveaux pour le flux, comme il est présenté par la Fig. II.8:

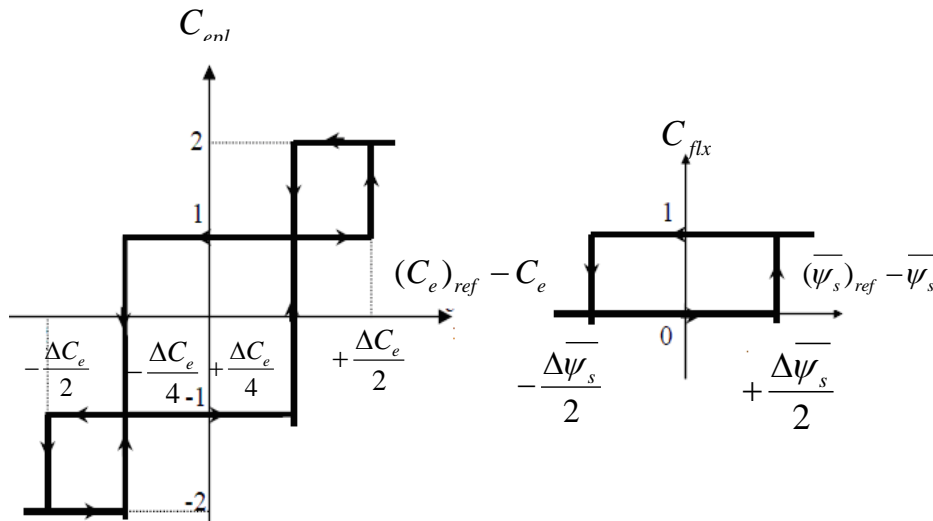


Fig. II.8 Comparateur à hystérésis à quatre niveaux du couple et à deux niveaux du flux

Finalement, la table de sélection des tensions utilisées pour la technique DTC à 12 secteurs est donné par le Tableau II.2

Tableau. II.2. Table de commutation de la DTC à 12 secteurs.

$C_{cpl}$	<b>2</b>	<b>1</b>	<b>-1</b>	<b>-2</b>	<b>2</b>	<b>1</b>	<b>-1</b>	<b>-2</b>
$C_{flx}$	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>
$\theta(1)$	$V_2$	$V_2$	$V_1$	$V_6$	$V_3$	$V_4$	$V_7$	$V_5$
$\theta(2)$	$V_3$	$V_2$	$V_1$	$V_1$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_6$
$\theta(3)$	$V_3$	$V_3$	$V_2$	$V_1$	$V_4$	$V_5$	$V_0$	$V_6$
$\theta(4)$	$V_4$	$V_3$	$V_2$	$V_2$	$V_5$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
$\theta(5)$	$V_4$	$V_4$	$V_3$	$V_2$	$V_5$	$V_6$	$V_7$	$V_1$
$\theta(6)$	$V_5$	$V_4$	$V_3$	$V_3$	$V_6$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
$\theta(7)$	$V_5$	$V_5$	$V_4$	$V_3$	$V_6$	$V_1$	$V_0$	$V_2$
$\theta(8)$	$V_6$	$V_5$	$V_4$	$V_4$	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_3$
$\theta(9)$	$V_6$	$V_6$	$V_5$	$V_4$	$V_1$	$V_2$	$V_7$	$V_3$
$\theta(10)$	$V_1$	$V_6$	$V_5$	$V_5$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_4$
$\theta(11)$	$V_1$	$V_1$	$V_6$	$V_5$	$V_2$	$V_3$	$V_0$	$V_4$
$\theta(12)$	$V_2$	$V_1$	$V_6$	$V_6$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_5$

Notons que: (2,-2) grande variation du couple; (1, -1) faible variation du couple;

### II.8.2 Commande DTC-SVM

Les performances de la commande directe de couple appliquée aux machines électriques dépendent en grande partie des caractéristiques dynamiques et statiques de l'onduleur qui lui est associé. Généralement pour la commande des machines à courant alternatives, alimenté par un onduleur de tension faits appel à des techniques de modulation de largeur d'impulsions pour commander des commutateurs de puissances. Si la commande des transistors de puissance minimise les pertes en commutation, elle altère au contraire de façon importante les tensions appliquées au moteur électrique. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples, le choix d'une d'entre elles dépend de type de la commande que l'on applique à la machine, de la fréquence de modulation de l'onduleur et des contraintes des harmoniques fixées par l'utilisateur. [MAR 05]

Pour l'onduleur de notre système de commande, on utilisera la technique de modulation vectorielle. Le principe de cette méthode est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée (SVM) permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur. L'avantage principal de cette technique c'est la constance de la fréquence de commutation qui conduit à la minimisation des oscillations au niveau des signaux [LIS 16].

Comme toute autre commande, la DTC a des inconvénients dont on cite les ondulations de couple causées par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné. Par principe, les comparateurs à hystérésis conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable qui augmente les risques d'excitation des résonances mécaniques ou acoustiques pour surmonter ces problèmes. La commande DTC basée sur la technique SVM (DTC-SVM) présente l'une des bons choix. Dans la commande DTC conventionnelle le vecteur  $V_s$  doit être rester dans le cercle, par contre dans le cas de la DTC-SVM, un vecteur  $V_s$  peut-être généré à l'intérieur de l'hexagone par combinaisons des vecteurs de références qui délimitent le secteur où se trouve le vecteur  $V_s$  [RED 14]. La symétrie du système triphasé, nous permet de réduire l'étude au cas général d'un secteur de 60 degrés.

On se place alors dans le cas où le vecteur de référence  $V_s$  est situé dans le secteur 1. Dans ce cas, la tension de référence  $V_s$  dans le repère  $(\alpha, \beta)$  est reconstituée en faisant une moyenne temporelle des tensions adjacentes  $\vec{V}_0, \vec{V}_7, \vec{V}_1, \vec{V}_2$ .

Pour une fréquence de commutation ' $f_c$ ' Suffisamment élevée le vecteur d'espace de référence  $\vec{V}_s$  est considéré constant pendant un cycle de commutation. Tenant compte que  $\vec{V}_1$  et  $\vec{V}_2$  sont constants et  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7 = 0$ , pour assurer l'égalité de la valeur moyenne de la tension de la référence à partir d'une instant t on a :

$$\frac{1}{T_e} \int_0^{T_e} \vec{V}_{ref} dt = \frac{1}{T_e} \left[ \int_0^{T_e} \vec{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \vec{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_e} \vec{V}_0 dt \right] \quad (\text{II.13})$$

Dans une période d'échantillonnage  $T_e$  très petite,  $V_s = C^{sm}$ , après simplification on trouve :

$$T_e \bar{V}_s = T_1 \bar{V}_1 + T_2 \bar{V}_2 + T_0 \bar{V}_7 + T_0 \bar{V}_0 \quad (\text{II.14})$$

Avec :

$T_1, T_2$  : Temps alloués au vecteur  $V_1$  et  $V_2$  ;  $T_0$  : Temps partagé entre les 2 vecteurs nuls  $V_0$  et  $V_7$

$\tau_1, \tau_2$  et  $\tau_0$  : sont largeurs d'impulsions.

### II.8.2.1 Détermination des temps d'applications T1, T2 et T0

À partir de la Fig. II.9, les temps de commutation peuvent être calculés comme suit :

-Durée de commutation au secteur 1 [CHA 17]:

$$\frac{1}{T_e} \int_0^{T_e} \bar{V}_{ref} dt = \frac{1}{T_e} \left[ \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_e} \bar{V}_0 dt \right] \quad (\text{II.15})$$

$$T_e \bar{V}_{ref} = (T_1 \bar{V}_1 + T_2 \bar{V}_2) \quad (\text{II.16})$$

$$T_e |\bar{V}_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\varphi) \\ \sin(\varphi) \end{bmatrix} = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{Ou } : 0 \leq \varphi \leq 60^\circ \quad (\text{II.17})$$

$$T_1 = T_e \cdot a \cdot \frac{\sin(\pi/3 - \varphi)}{\sin(\pi/3)} \quad (\text{II.18})$$

$$T_2 = T_e \cdot a \cdot \frac{\sin(\varphi)}{\sin(\pi/3)} \quad (\text{II.19})$$

$$T_0 = T_e - (T_1 + T_2), \left\{ \text{ou, } T_e = \frac{1}{f_e}, \text{ et, } a = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \right\} \quad (\text{II.20})$$

Les temps d'application à tous les secteurs :

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3} T_e |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left( \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi + \frac{n-1}{3}\right) \right) = \frac{\sqrt{3} T_e |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left( \sin\left(\frac{n}{3} \pi - \varphi\right) \right) \\ &= \frac{\sqrt{3} T_e |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left( \sin\left(\frac{n}{3} \pi \cos \varphi - \cos \frac{n}{3} \pi \sin \varphi\right) \right) \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{aligned} T_2 &= \frac{\sqrt{3} T_e |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left( \sin\left(\varphi - \frac{n-1}{3} \pi\right) \right) \\ &= \frac{\sqrt{3} T_e |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left( -\cos \varphi \sin \frac{n-1}{3} \pi + \sin \varphi \cos \frac{n-1}{3} \pi \right) \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

$$T_0 = T_e - T_1 - T_2 \quad (II.23)$$

(Ou : n=1 jusqu'à 6 (secteur 1 vers 6))  $0 \leq \varphi \leq 60^\circ$

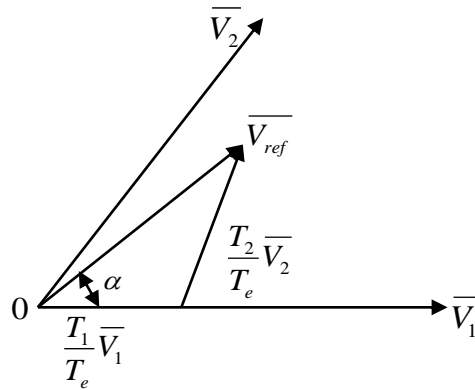


Fig. II.9 Vecteur de référence comme combinaison des vecteurs adjacents au secteur.

### II.8.2.2 Schéma de principe de la commande DTC-SVM

La Fig. II.10 ç'est dessous présente le schéma synoptique de la commande DTC-SVM appliquée à la MAS. Dans cette nouvelle stratégie de commande, les coordonnées  $(\alpha, \beta)$  du vecteur de tension de référence peuvent être directement calculées à partir d'une chaîne de commande débutée par la comparaison entre les flux de références et les flux estimés, et après la division de cette déférence sur la période de commutation et l'addition du terme de la chute ohmique on aura les vecteurs tension de référence utilisé au modulation vectorielle (SVM)

[JAD 11].

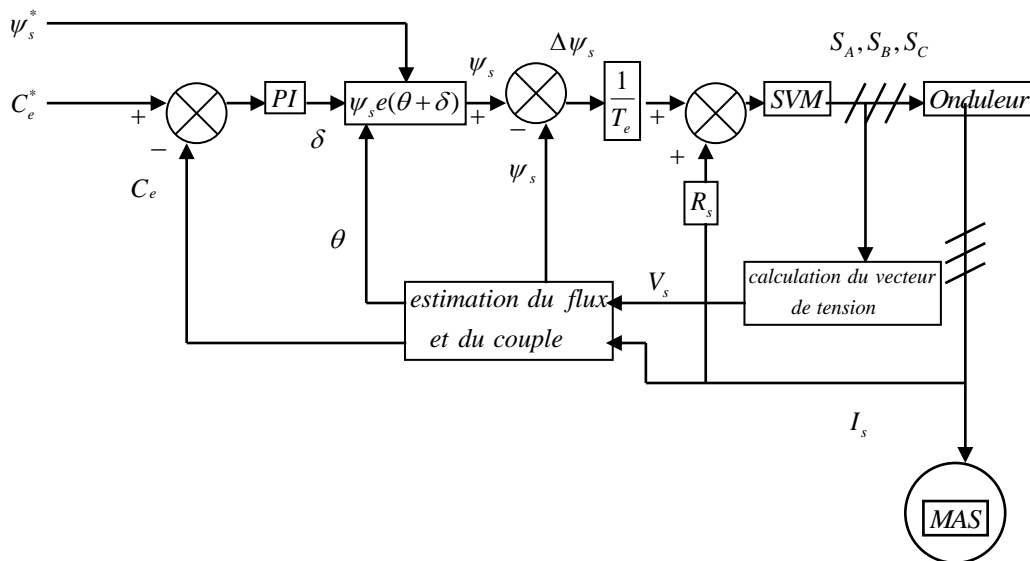


Fig. II.10 Schéma structurel d'une commande DTC-SVM appliquée à la MAS

## II.9 Résultats de simulation des commandes classiques

Un modèle de simulation du système des commandes classique (DTC-6-secteurs/ DTC-12-secteurs/ DTC-SVM) a été établi dans un environnement MATLAB–SIMULINK.

Pour une vitesse de (1000 tr/min), un couple de charge ( $C_r = 7N.m$ ) est appliqué à l'instant ( $t = 1s$ ).

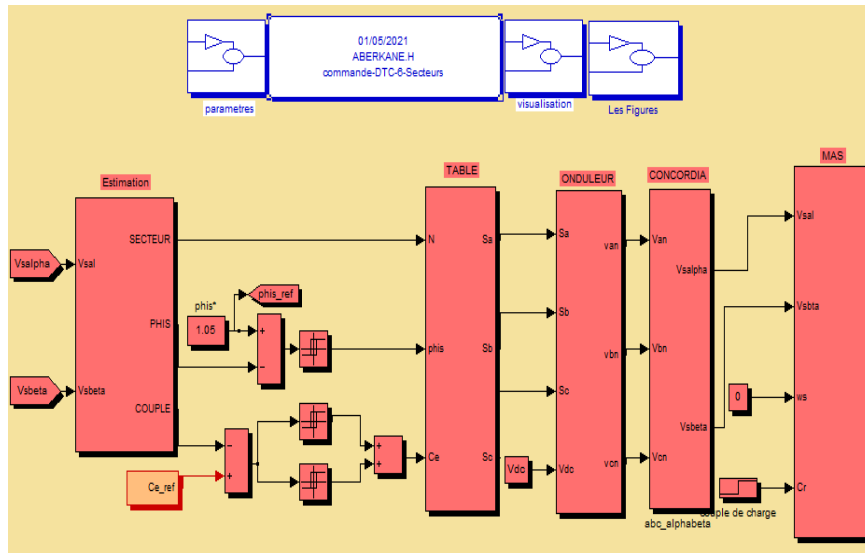


Fig.II.11 Schéma de simulation de la commande DTC (DTC-6-secteurs)

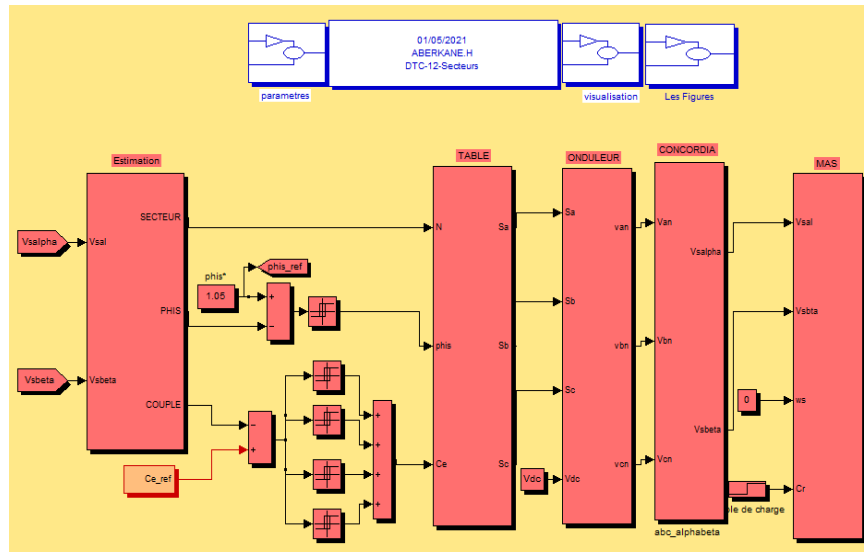


Fig.II.12 Schéma de simulation de la commande DTC (DTC-12-secteurs)

Pour les deux méthodes (DTC-6-secteurs/ DTC-12-secteurs), les largeurs de bande choisies des contrôleurs d'hystérésis sont de  $\pm 0,01$  Wb pour le flux et de  $\pm 0.1N.m$  pour le couple. Les paramètres de la machine et du contrôleur sont donnés en annexe.

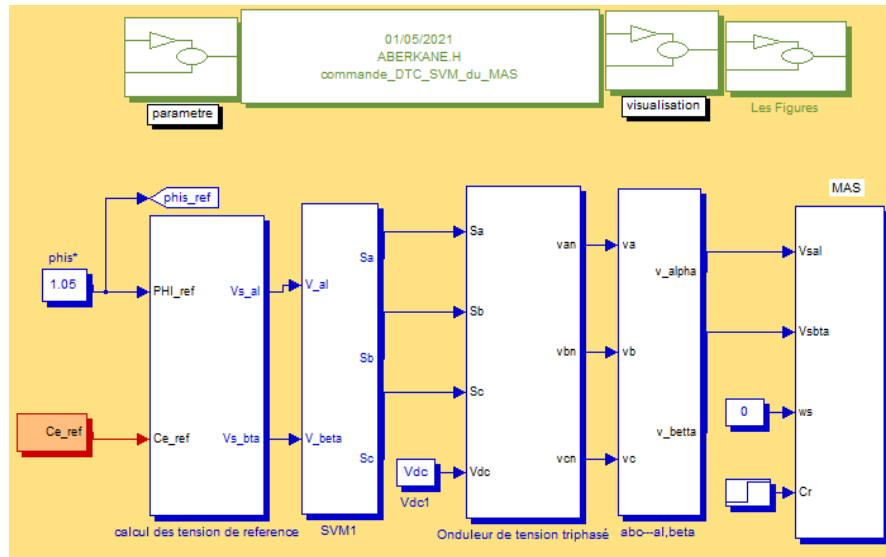


Fig.II.13 Schéma de simulation de la commande DTC-SVM

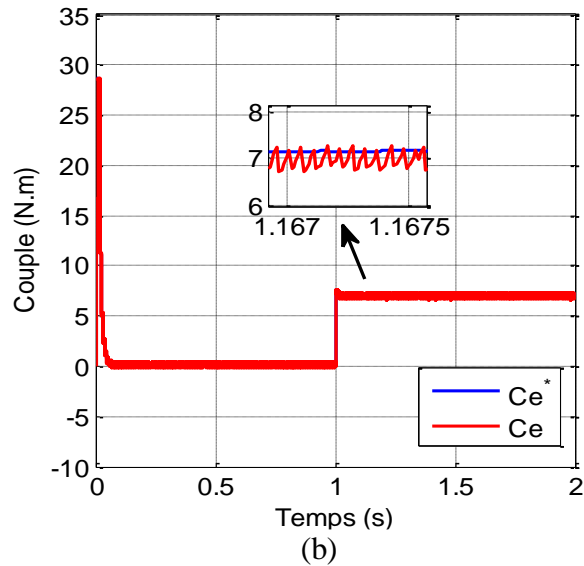
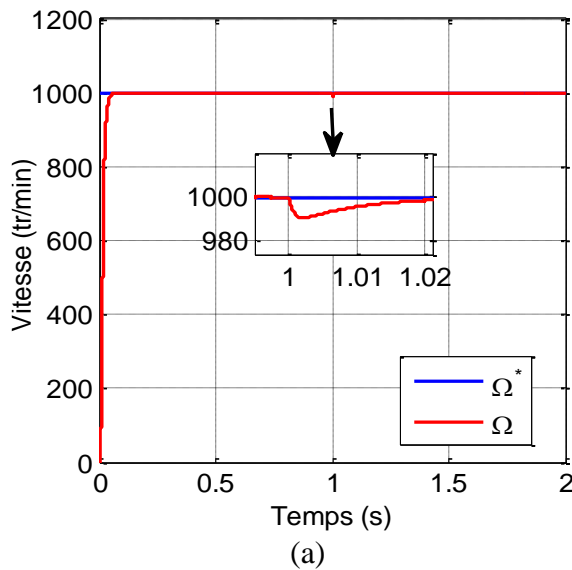
D'après les résultats de simulation obtenus et qui sont présentés par les figures (14, 15 et 16), on peut faire les interprétations suivantes:

- La vitesse suit sa référence parfaitement pour les trois méthodes étudiées. L'analyse des courbes obtenues montre que toutes les variantes de la DTC présentent une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage, en plus elles sont moins sensibles au couple de charge, ce qui est évident par le rejet rapide de perturbation.
- Nous observons que le couple estimé suit parfaitement la valeur de consigne et reste dans la bande d'hystérésis, il atteint une valeur maximale, puis il s'annule pendant une durée très courte du régime transitoire, enfin il se stabilise à la valeur de couple résistant (charge). Les oscillations apparues sur le couple dans le cas de la commande DTC à 6 secteurs et 12 secteurs sont dues par l'effet des régulateurs à hystérésis qui travaillent avec une fréquence de commutation variable, par contre la commande DTC-SVM présente une amélioration par rapport aux autres commandes étudiées surtout au niveau des oscillations du couple qui sont réduites par cette méthode grâce à la constance de sa fréquence de commutation.
- Pour la présentation du flux satatorique dans le plan complexe, le flux démarre du point (0,0) puis tourne dans le sens trigonométrique pour suivre un cercle de rayon 1.05 Wb fixé par la consigne pour la MAS.

- Le courant statorique possède une allure sinusoïdale avec des distorsions engendrées par les régulateurs à hystérésis, le taux de ces distorsions s'améliore lorsque on passe de la DTC-6-secteurs au DTC-12-secteurs, la DTC-SVM présente le meilleur pourcentage de THD car elle est capable de travailler avec une fréquence de commutation constante.
- En bref, on constate que la DTC à 6 secteurs et à 12 secteurs donnent de bonnes performances dynamiques du couple développé et du flux statorique. Néanmoins des oscillations entachent le couple et le courant à cause de la présence des régulateurs à hystérésis qui ont une fréquence de commutation variable. Pour remédier à ce problème, la commande DTC-SVM a été utilisée car elle a l'avantage de travailler avec une fréquence de commutation constante. donc la SVM améliore la qualité du signal du courant statorique, et du couple électromagnétique ce qui est traduit par les valeurs de THD résumées dans le tableau II.3.

Tableau. II.3.Taux de distorsion harmonique

	DTC-6-secteurs	DTC-12-secteurs	DTC-SVM
THD	4.60%	3.60%	2.61%



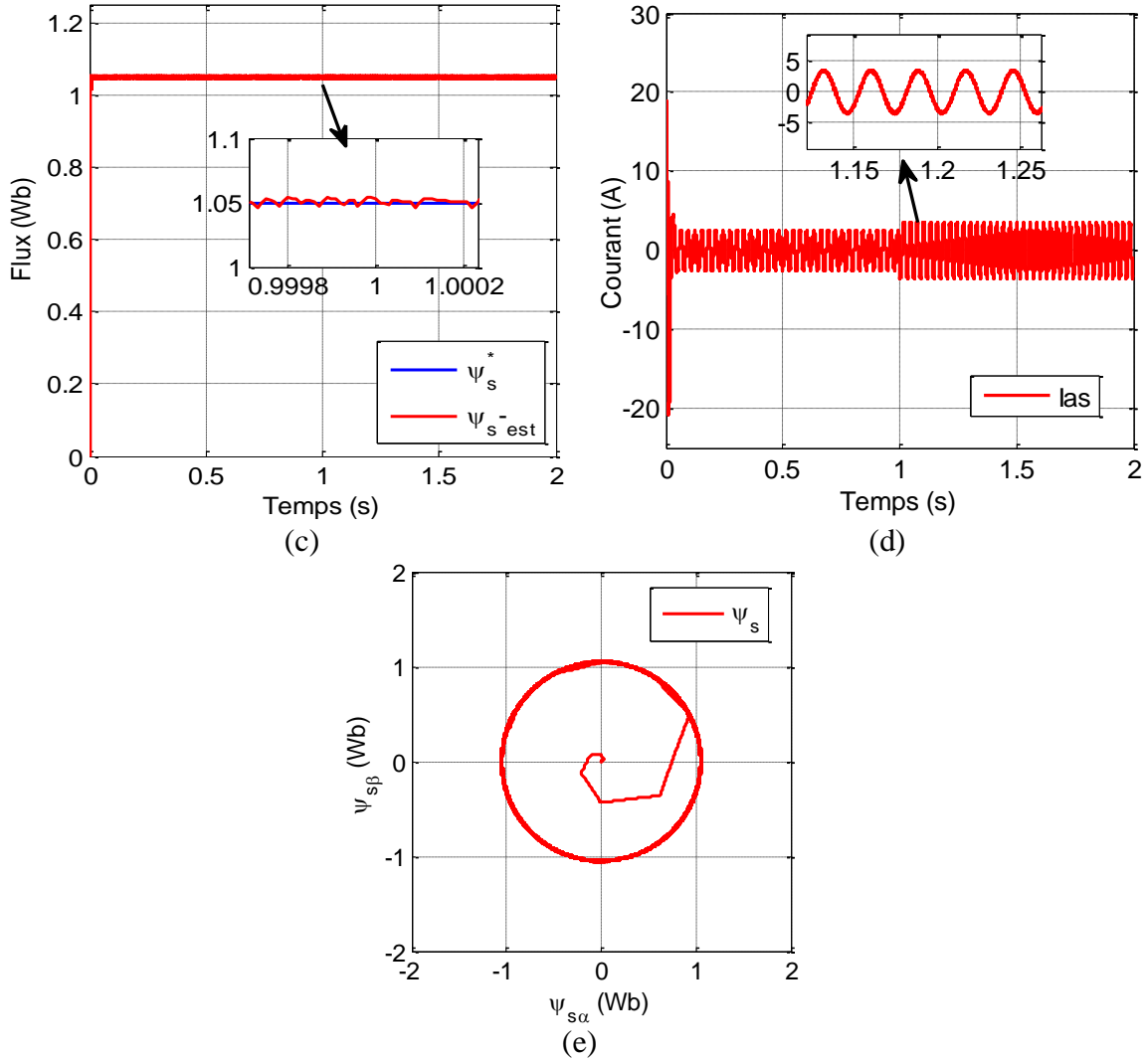
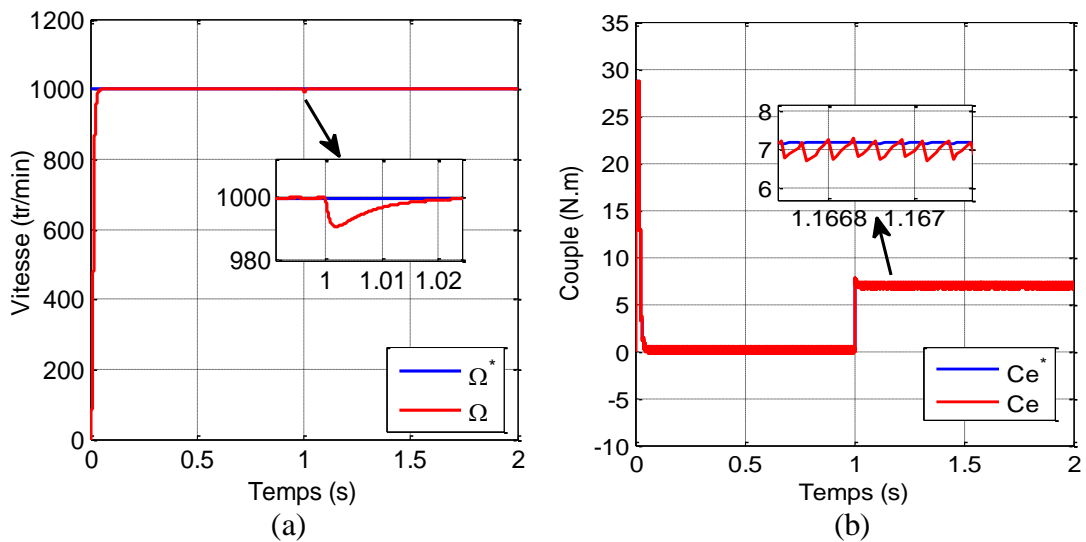


Fig. II.14 Résultats de simulation de la commande DTC-6-secteurs.



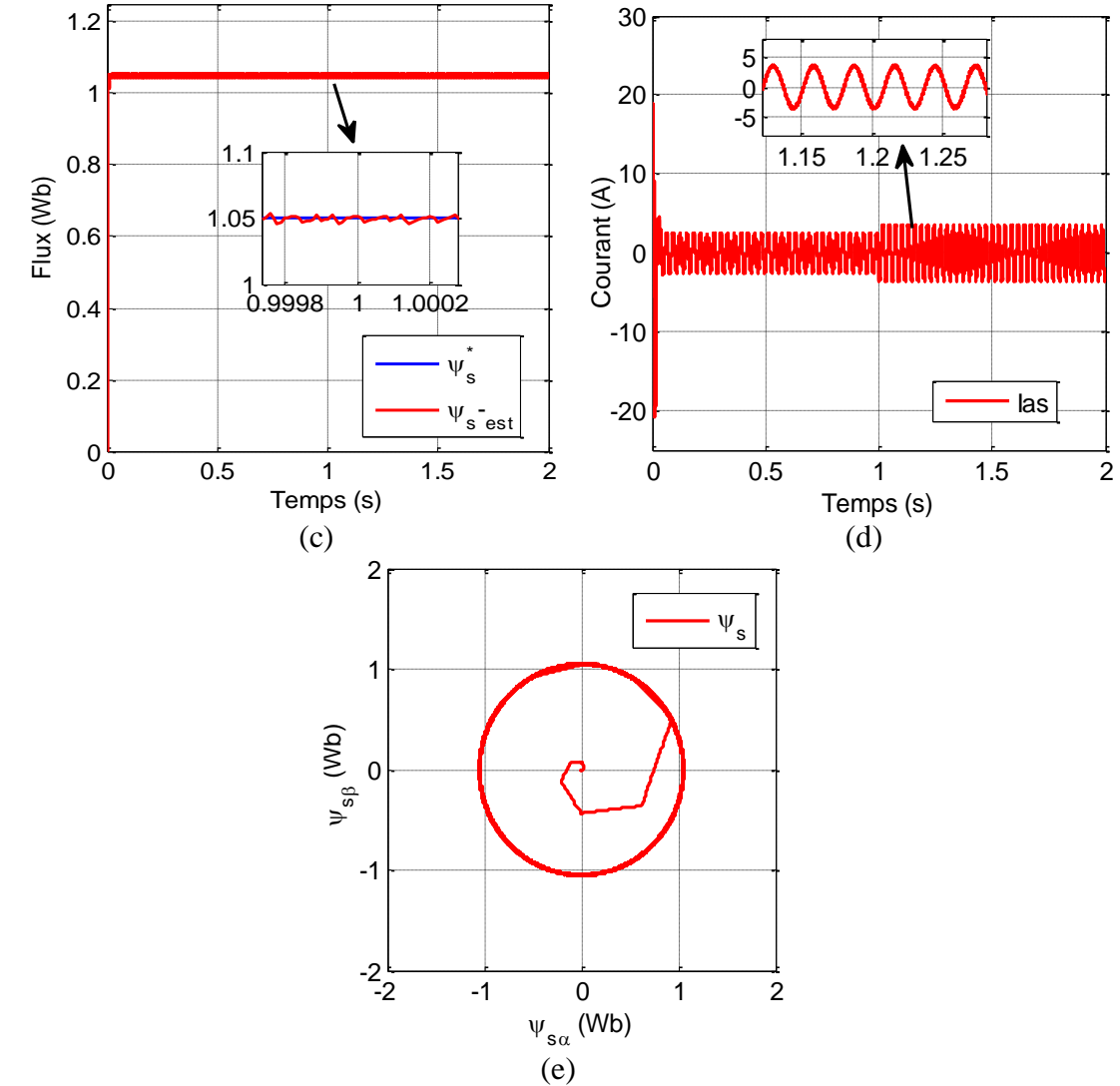
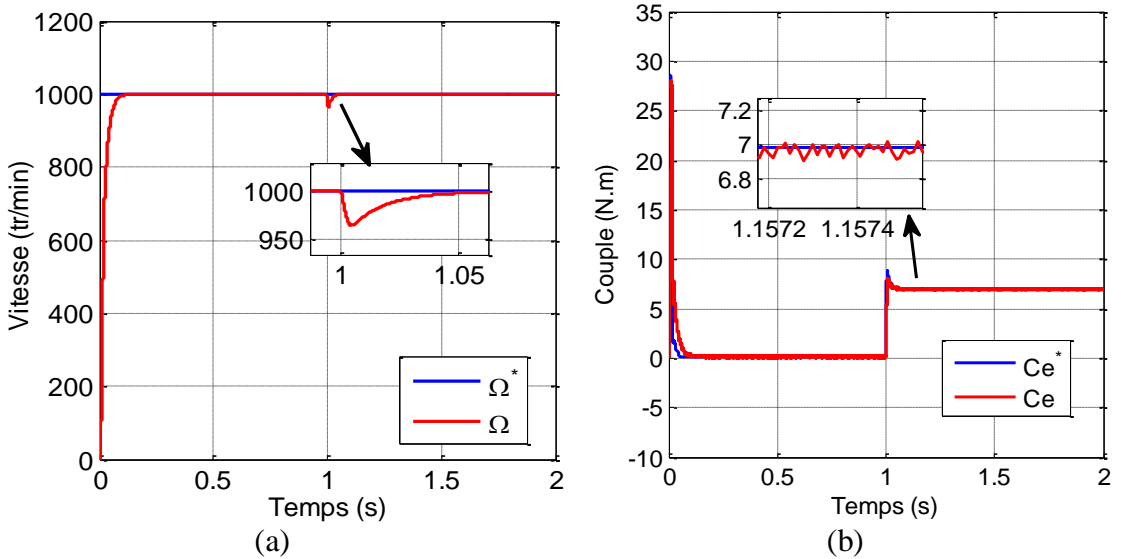


Fig. II.15 Résultats de simulation de la commande DTC-12-secteurs.



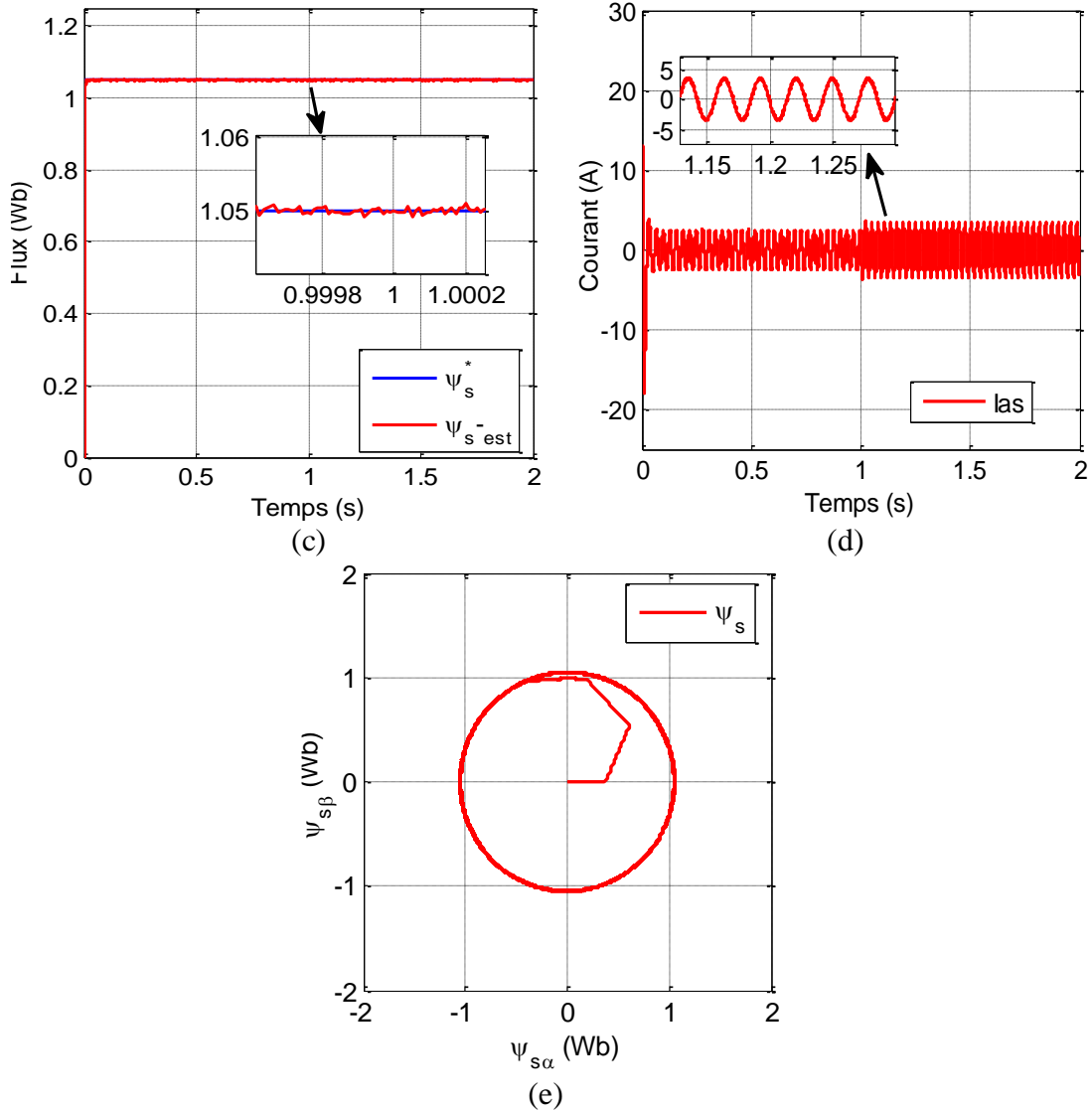


Fig. II.16 Résultats de simulation de la commande DTC-SVM.

## II.10 Résultats expérimentaux des commandes classiques

### (DTC-6-secteurs/ DTC-12-secteurs appliquées à la MAS)

Pour la mise en oeuvre expérimentale des commandes présentées dans le cadre de cette thèse, un banc d'essais a été conçu au laboratoire LGEA à l'université d'OEB. Le banc d'essais, présenté par la Fig. II.17 et sur lequel ont été testé les techniques de commande appliquées à la MAS, il est constituée d'une MAS à cage d'écureuil de 1.5 kW alimentée par un onduleur (SIMEKRON), avec un frein à poudre utilisé comme charge est couplé à l'arbre de MAS. L'algorithme de contrôle est implémenté à l'aide de la carte dSPACE DS1104 avec le logiciel Control Desk et Matlab-Simulink.

Tous les résultats expérimentaux sont enregistrés dans un fichier (.mat) puis tracés par le logiciel Matlab-Simulink. Pour l'application de la charge, elle est introduite manuellement par une unité de commande contrôlable.

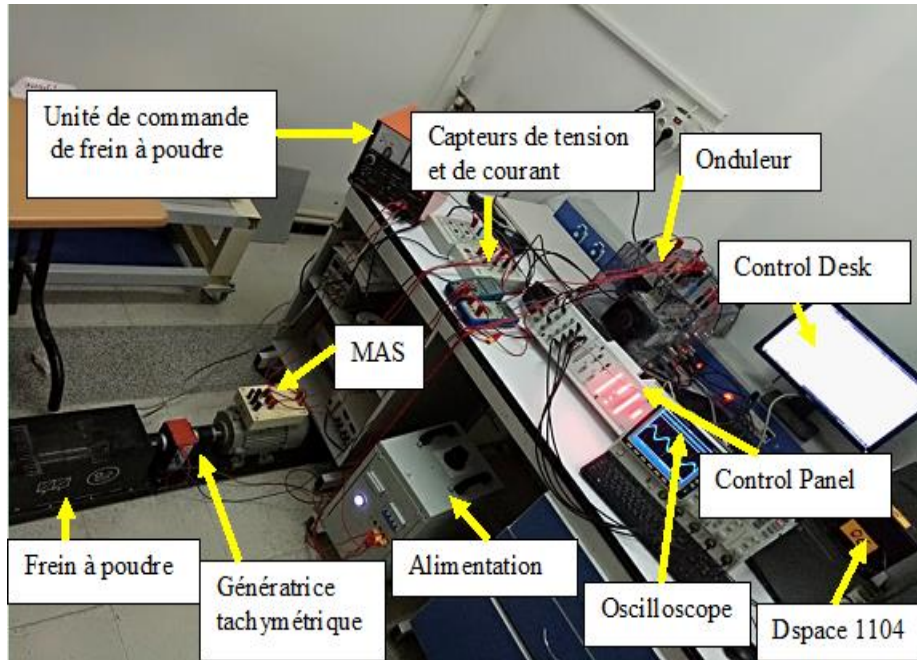


Fig. II.17 Banc d'essai expérimental

Les figures ci-dessous présentent les résultats expérimentaux des commandes classiques DTC-6 secteurs et DTC-12 secteurs respectivement.

L'examen des courbes issues de l'expérimentation, nous a permis de conclure que:

- Les figures illustrent la vitesse rotorique (1000 tr/min) et le couple électromagnétique disposé d'un couple de charge appliquée manuellement (5 N.m) à instant ( $t=6s$ ) montrent que les deux stratégies de contrôle sont caractérisées par des réponses dynamiques qui convergent rapidement vers leurs références sans dépassement.
- La DTC-12 secteur présente une légère amélioration au niveau des ondulations de couple et de flux par rapport à la DTC- 6 secteurs.
- Les allures du flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$  sont parfaitement circulaires pour les deux types des commande qui ont été testés.
- La DTC-12 secteur montre une forme d'onde sinusoïdale du courant avec moins d'harmoniques par rapport à celle obtenue par la DTC-6 secteurs cela est vérifié par les allures de THD.

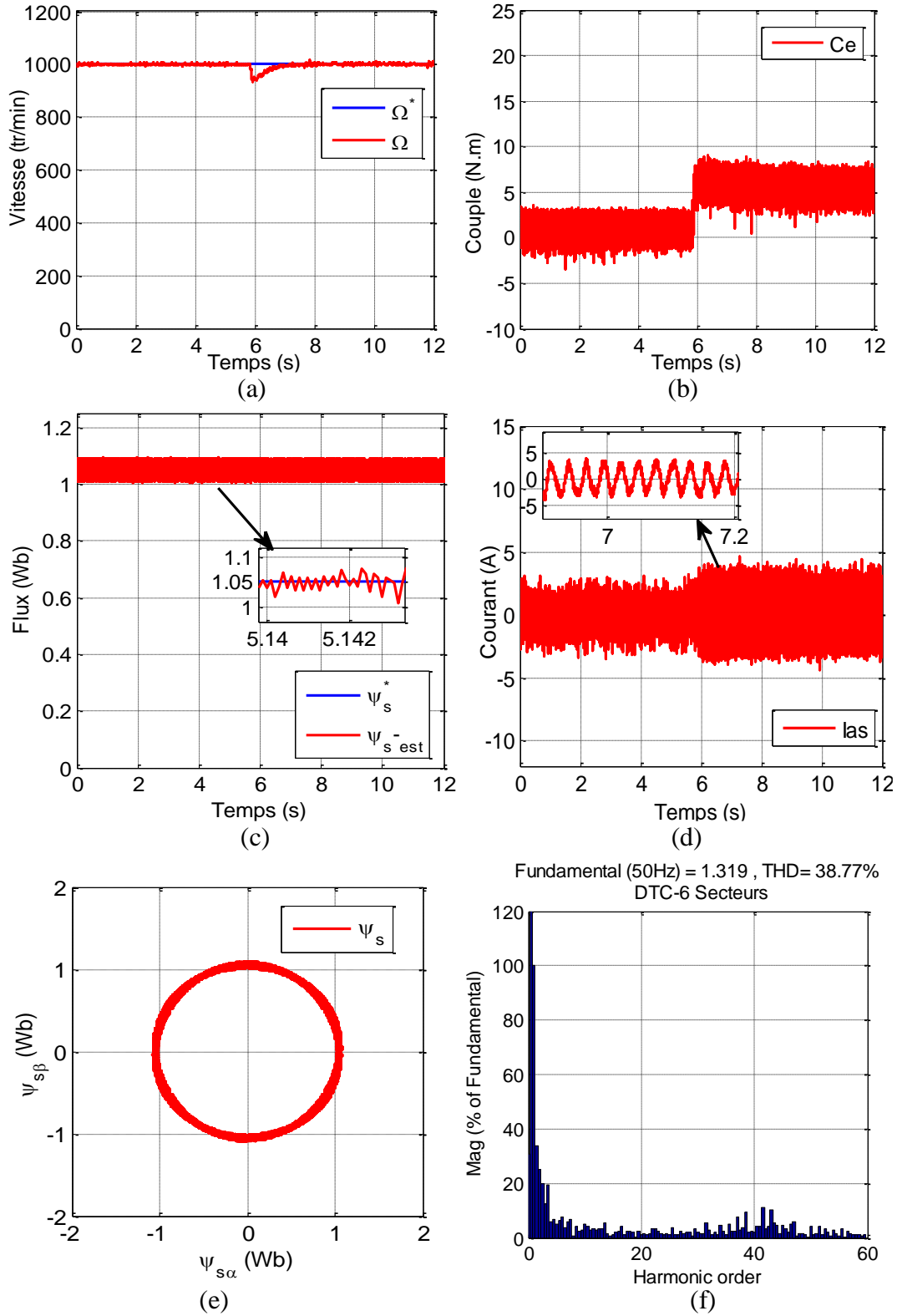


Fig. II.18 Résultats expérimentaux de la commande DTC-6-secteurs.

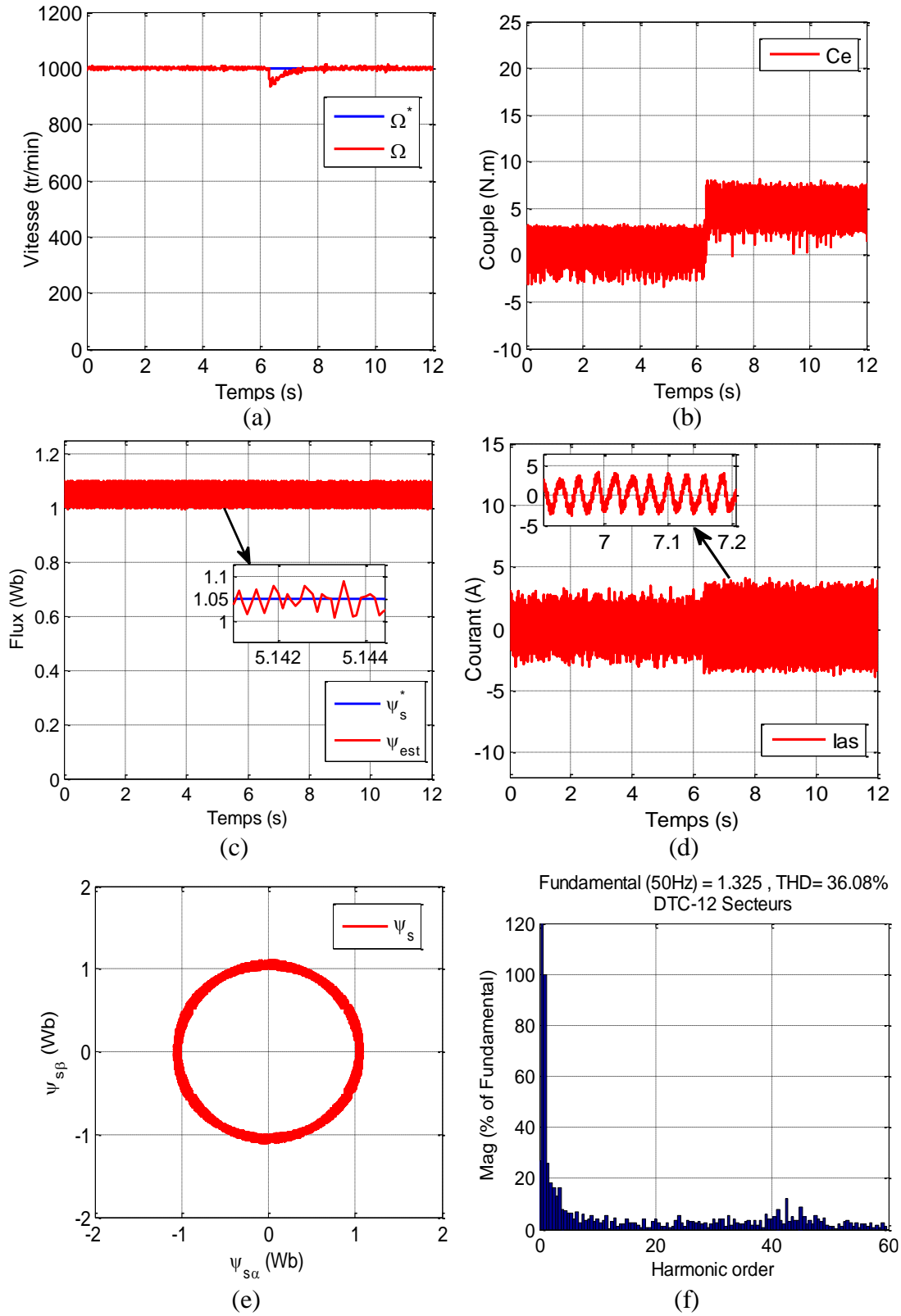


Fig. II.19 Résultats expérimentaux de la commande DTC-12-secteurs.

## II.11 Conclusion

Dans ce chapitre, trois variantes différentes de la commande DTC : DTC-6 secteurs, DTC-12 secteurs, DTC-SVM ont été appliquées à la MAS. Les principaux concepts de base de la commande directe du couple (DTC) ont été présentés. Le contrôle découplé des grandeurs du flux statorique et du couple électromagnétique a été effectué en faisant un choix convenable du vecteur de tension pour la commande de l'onduleur de tension à deux niveaux, et cela par l'utilisation de deux types de table de commutation différente (6 et 12 secteurs).

L'inconvénient principal de cette commande c'est la présence des oscillations au niveau du courant et du couple et qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation causée par les régulateurs à hystérésis. En plus la présence de la table de commutation alourdit l'algorithme de sélection de vecteur tension qui sera utilisé.

Pour remédier à ces problèmes, la commande DTC-SVM intervient comme solution efficace. La nouvelle méthode (DTC-SVM) est capable de travailler avec une fréquence de commutation constante ce qui améliore la qualité de signal à appliquer à la machine.

Les techniques de commandes classiques citées auparavant ont été validées par simulation et pratiquement.

Pour l'amélioration des techniques de commande classique appliquées à la MAS dans ce chapitre, une technique de commande avancée basée sur le control prédictif sera présentée et testée dans le prochain chapitre.

## Bibliographies

- [AMM 17] A. Ammar, «Amélioration des Performances de la Commande Directe de Couple (DTC) de La Machine Asynchrone par des Techniques Non-Linéaires», PhD Thesis. 2017.
- [BEN 14] A.BENZAIOUA, «Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée», Thèse de Doctorat, Université de QUÉBEC À CHICOUTIMI. 2014.
- [BER 16] F. BERRABAH, «Commande Sans Capteur de la Machine Asynchrone», Thèse de Doctorat, Université de BADJI MOKHTAR- ANNABA. 2016.
- [CAS 94] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani, «Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines », 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON 94, Vol 1, pp.299-304.1994.
- [CAS 02] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, 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.
- [CHA 17] J.G.CHAUDHARI, S.B. BODKHE, «Performance Improvement of Direct Torque Control Induction Motor Drive Using Space Vector Modulation Technique», *International Journal of Electronics, Electrical and Computational System*. 2017.
- [CHE 20] M.CHEBAANI, «Contrôle prédictif directe du couple d'un moteur asynchrone», Thèse de Doctorat, Université de Biskra. 2020.
- [DJA 16] L. DJAGHDALI, «Contribution a la Commande Prédictive Direct du Couple de la Machine à Induction», Thèse de Doctorat, Université de BATNA 2. 2016.
- [JAD 11] S. V. JADAHAV, M. REDDY, B. N. CHAUDHARI, «An Improved SVM-DTC based Induction Motor Drive Scheme using d-SPACE», *IEEE PEDS*.2011.
- [LAS 00] C. LASCU, I. BOLDEA, F. BLAABJERG, «A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive», *IEEE Transactions on Industry Applications*, VOL. 36, Iss. 1, DOI: 0093–9994/00.2000.
- [LIS 16] J. LISTWAN, K. PIENKOWSKI, «DTC-ST and DTC-SVM Control of five-phase induction motor with MRASCC estimator», *Przegląd Elektrotechniczny*, 2016. ISSN 0033-2097, DOI:10. 2016.11.61.15199/48.2016.

- [MAR 05] M. Sc. MarcinŻelechowski, «Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter– Fed Induction Motor Drive», Thèse de Doctorat. université deWarsaw. 2005.
- [RED 14] M.R.P. Reddy, B. Brahmaiah,, «Discrete space vector modulation algorithm based vector controlled induction motor drives for reduced ripple»,Power and Energy Systems Conference: Towards Sustainable Energy, Pages 1 – 5. 2014.
- [REB 15] S. REBOUH, «Contribution a la Commande et au Réglage de la Machine synchrone a aimant Permanents», Thèse de Doctorat, Université de BATNA. 2015.
- [TAK 86] I. TAKAHASI, 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.
- [TAZ 14] F. TAZERART, N.TAIB, T. REKIOUA, A.TOUNZI, « Direct Torque Control Optimization with Loss Minimization of Induction Motor »,International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), Tunis, Tunisia, pp. 1-8. <http://doi.org/10.1109/CISTEM.2014.7077002> .2014.
- [TAZ 16] F. TAZRARET, «Etude, Commande et Optimisation des Pertes d'Energie d'une Machine à Induction Alimentée par un Convertisseur Matriciel», Thèse de Doctorat. Université de Bejaia. 2016.
- [ZAI 10] S.ZAID, O.MAHGOUGOUB, K.A. EL-METWALLY, «Implementation of a New Fast Direct Torque Control Algorithm for Induction Motor Drives», IET Electr. Power Appl, Vol. 4, Iss. 5, pp. 305–313, DOI:10.1049/IET-EPA.2009.0059.2019.
- [ZEG 17] M. ZEGAI, «Synthèses Des Techniques de Commande DTC Associe à L'intelligence Artificielle Appliquée au Contrôle D'un Moteur Asynchrone Alimenté par Onduleur Multi-Niveaux», Thèse de Doctorat. Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf. 2017.



# **Chapitre III :**

Commande prédictive conventionnelle  
appliquée à la MAS

### III.1 Introduction

Le modèle de la commande prédictive (Model Predictive Control: (MPC)), est l'une des techniques de commande qui a l'avantage d'améliorer les performances dynamiques des systèmes d'entraînements. Cette méthode est connue par sa facilité d'implémentation, et son application pour des systèmes multi-variables, tout en prenant en compte les contraintes et les non-linéarités dans la commande. L'idée principale de la MPC par rapport aux stratégies traditionnelles est basée sur le pré-calcul du comportement du système dans l'algorithme de commande.

La commande prédictive (MPC) a été développée à la fin des années 1970 dans l'industrie pétrochimique, les premières idées de la commande prédictive appliquées aux convertisseurs de puissance et aux systèmes d'entraînement électriques sont apparues vers les années 1980.

Le principe de la commande prédictive est basé sur le calcul du comportement futur du système en se basant sur le modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel, afin de pouvoir utiliser cette information pour calculer les valeurs optimales des paramètres de réglage. **[KAB 08] [PAP 09]**

L'exécution de l'algorithme prédictif peut être effectuée en trois étapes principales :

- L'estimation des variables non mesurables.
- La prédiction du comportement futur du système.
- L'optimisation des sorties de commande, selon une fonction coût déjà définie auparavant.

Pour les systèmes d'entraînement des moteurs électriques, les variables mesurées de la machine sont utilisées pour estimer les variables non mesurables, aussi le même modèle est utilisé pour la prédiction des valeurs futures des variables de la commande. Finalement, l'application d'un vecteur de tension optimal sera sélectionnée comme état de commutation pour la prochaine période d'échantillonnage **[BEN 14]**.

Ce chapitre présente une approche basée sur l'application de la commande prédictive à ensemble fini (FCS-MPC) pour le control de la machine asynchrone, alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. Cette approche est appelée commande prédictive du couple (predictive torque control : PTC) est basée sur le modèle de la machine et une fonction coût appropriée afin de contrôler directement le couple et le flux statorique de la machine.

### III.2 Commande prédictive du couple classique (PTC) appliquée à la MAS

L'algorithme de contrôle prédictif utilise la même approche que la commande directe du couple (DTC) qui a été étudié le chapitre précédent, cela signifie que l'ensemble de l'algorithme de contrôle est effectué en coordonnées  $(\alpha, \beta)$ , et la table de commutation, les contrôleurs à bande d'hystérésis et l'information sur la position de flux statorique utilisés dans la commande DTC, sont remplacés par une fonction coût fonctionnant selon le comportement futur des variables commandées (flux et couple), avec l'utilisation de la méthode d'Euler pour la discrétisation des équations différentielles, pour la réussite de la mise en oeuvre en temps réel [DAV 12]. Donc comme il a cité précédemment la technique PTC est basée sur trois étapes: estimation, prédiction et définition de la fonction coût. La technique FCS-MPTC ou nommé aussi commande prédictive du couple (PTC), est basée sur la prédiction des valeurs futures du flux statorique et du couple électromagnétique. Les prédictions sont calculées pour les huit cas possibles du vecteur de tension "Vs" et la fonction coût sélectionne le vecteur de tension qui produit le meilleur contrôle du flux et du couple. [VIS 16] [MAM 17].

La commande prédictive du couple (PTC) da la MAS peut être schématisée par la figure suivante:

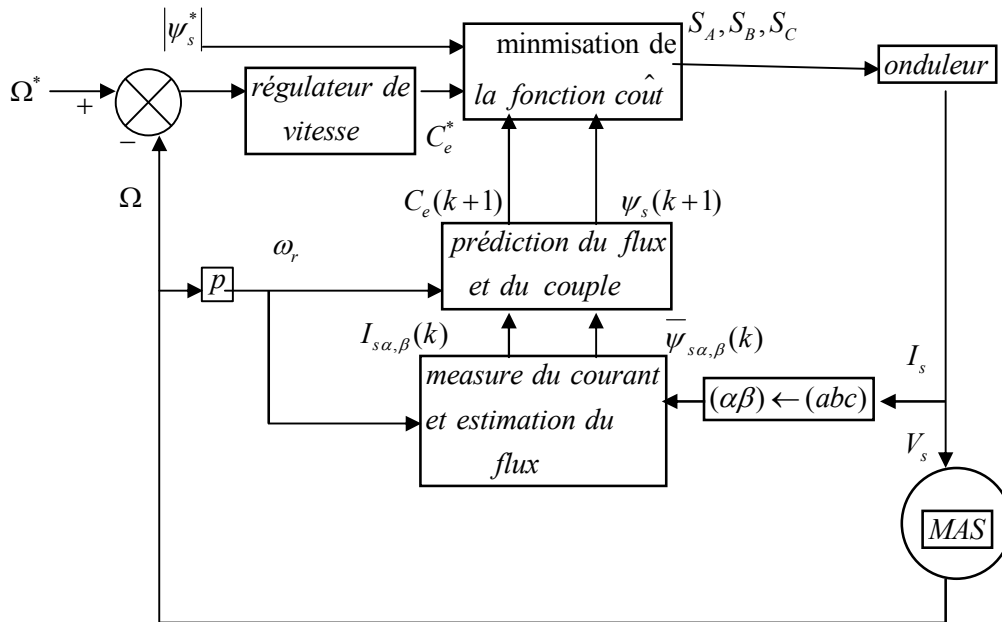


Fig.III.1 Schéma bloc de la commande PTC

### III.2.1 Estimation du flux et du couple

L'estimation du flux est basée sur l'équation de la tension statorique de la machine asynchrone dans un repère fixe lié au stator, avec l'utilisation de la formule d'Euler pour la discrétisation du système d'équation de modèle des machine a été utilisé.

$$\begin{cases} \widehat{\psi}_{s\alpha}(k) = \widehat{\psi}_{s\alpha}(k-1) + T_e V_{s\alpha}(k) - R_s i_{s\alpha}(k) \\ \widehat{\psi}_{s\beta}(k) = \widehat{\psi}_{s\beta}(k-1) + T_e V_{s\beta}(k) - R_s i_{s\beta}(k) \\ \widehat{\psi}_s(k) = \sqrt{\widehat{\psi}_{s\alpha}(k)^2 + \widehat{\psi}_{s\beta}(k)^2} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Ensuite, le couple électromagnétique estimé peut être obtenu comme:

$$\widehat{C}_e(k) = 1.5 p \Im(\widehat{\psi}_s(k) \overline{i_s(k)}) \quad (\text{III.2})$$

### III.2.2 Prédiction du flux et du couple

Comme le flux statorique et le couple électromagnétique présente les variables de contrôle dans la commande prédictive du couple (PTC), leurs prédictions doivent être effectués à l'étape d'échantillonnage  $(k+1)$ .

Donc à partir du modèle de la machine qui sera utilisé on peut obtenir les équations prédites du flux, et du courant statorique et par conséquent du couple électromagnétique en temps discretes comme suit [MIR 09]:

- Prédiction du flux, courant statorique et du couple électromagnétique de la MAS respectivement [Xia 19] :

$$\psi_s^p(k+1) = \psi_s(k) + T_s v_s(k) - T_s R_s i_s(k) \quad (\text{III.3})$$

$$i_s^p(k+1) = \left( \frac{T_s R_r}{\sigma L_s L_r} - j \frac{T_s \omega_r}{\sigma L_s} \right) \widehat{\psi}_s(k) + \left( 1 - \frac{T_s R_s}{\sigma L_s} - \frac{T_s R_r}{\sigma L_r} + j T_s \widehat{\omega} \right) i_s(k) + \frac{T_s}{\sigma L_s} v_s(k) \quad (\text{III.4})$$

$$C_e^p(k+1) = \frac{3}{2} p \Im \{ \psi_s^p(k+1) * i_s^p(k+1) \} \quad (\text{III.5})$$

### III.2.3 Définition de la fonction coût

La fonction coût comprend des valeurs absolues d'erreur de couple et d'erreur de flux. Par conséquent, la fonction coût peut être définie comme [WAN 15]:

$$F = |C_e^* - C_e^p(k+1)| + A |\psi_s^* - \psi_s^p(k+1)|$$

$$\text{avec : } A = \left| \frac{C_{enom}}{\psi_{snom}} \right| : \text{facteur de poids} \quad (\text{III.6})$$

$C_e^*, \psi_s^*$  ;  $C_e^p, \psi_s^p$ : Couple électromagnétique et flux statorique de référence et prédit respectivement.

Le couple de référence générée par un régulateur de vitesse PI, Dans cette étude, le facteur de poids (A) détermine l'importance relative du flux statorique par rapport au couple électromagnétique.

### III.3 Amélioration de la fonction coût

#### III.3.1 Amélioration avec limitation du courant

La fonction coût a la capacité d'ajouter toutes les contraintes dures qui peut être agit sur le fonctionnement ou la sécurité du système. Parmi ces contraintes, la limitation d'amplitude du courant de démarrage ou simplement la surintensité, le principe de cette partie est basée sur le contrôle du courant prédit du moteur par rapport au courant maximale acceptable d'actionneur, donc une terme doit être ajoutée à la fonction coût, cette terme égale à l'infini si le courant maximal est dépassé, par conséquent la fonction  $F = \infty$  ce qui signifie que ce vecteur de tension n'est pas choisi, le deuxième cas c'est, si le courant prédit est inférieur au courant maximal, le terme qui doit être ajouté à la fonction coût égale à zéro, et seul le vecteur de tension qui minimise l'erreur actuelle est choisi. Le vecteur de tension ayant la valeur minimale de la fonction coût sera sélectionné comme vecteur optimal et sera appliqué au moteur par l'onduleur dans l'instant d'échantillonnage suivant [HAB 16-a-].

Donc, le terme du courant maximal présenté comme suit :

$$I_m = \begin{cases} \infty & \text{si } |i_s(k+1)| > I_{\max} \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Par conséquent, la fonction coût totale devient comme suit :

$$F = |C_e^* - C_e^p(k+1)| + A |\psi_s^* - \psi_s^p(k+1)| + I_m \quad (\text{III.8})$$

### III.3.2 Amélioration avec compensation du temps de retard de calcul

Pour la compensation du temps de retard à l'étape (k+1) qui est introduit par le temps de calcul d'algorithme de contrôle en expérimentale, on a besoin de deux étapes de prédiction (k+2), pour finalement sélectionné le vecteur de tension optimal qui minimise la fonction coût.

La prédiction du flux, courant statorique et du couple électromagnétique au deuxième pas (K+2) de la MAS respectivement donné comme suit:

$$\psi_s^p(k+2) = \hat{\psi}_s(k+1) + T_s v_s(k+1) - T_s R_s i_s(k+1) \quad (\text{III.9})$$

$$i_s^p(k+2) = \left( \frac{T_s R_r}{\sigma L_s L_r} - j \frac{T_s \omega_r}{\sigma L_s} \right) \hat{\psi}_s(k+1) + \left( 1 - \frac{T_s R_s}{\sigma L_s} - \frac{T_s R_r}{\sigma L_r} + j T_s \hat{\omega} \right) i_s(k+1) + \frac{T_s}{\sigma L_s} v_s(k+1) \quad (\text{III.10})$$

$$C_e^p(k+2) = \frac{3}{2} p \text{Im} \left\{ \psi_s^p(k+2) * i_s^p(k+2) \right\} \quad (\text{III.11})$$

Donc la fonction coût sera présentée comme [COR 12]:

$$F = \left| C_e^* - C_e^p(k+2) \right| + A \left| \psi_s^* - \psi_s^p(k+2) \right| + I_m \quad (\text{III.12})$$

### III.3.3 Amélioration avec réduction de la fréquence de commutation

Un terme de transition de commutation est ajouté à la fonction coût, en raison de réduire la fréquence de commutation qui agit sur l'actionneur, ce terme est définie comme suit :

$$N_{sc} = \sum_{s=a,b,c} \left| S_c(k+1)_i \right| - S_c(k) \quad (\text{III.13})$$

Avec :

$S_c(k)$  : L'état de commutation appliqué à l'onduleur à l'instant (k).

$S_c(k+1)$  : L'état de commutation prédit pour l'instant suivant (k+1).

$i$  : L'indice des vecteurs de tension possibles (V0.....V7).

Donc, la nouvelle technique de commande (NPTC) basée sur une fonction coût avec limitation de courant, compensation du temps de retard de calcul et réduction de la fréquence de commutation est donné comme suit [HAB 16-b-]:

$$F = \left| C_e^* - C_e^p(k+2) \right| + A \left| \psi_s^* - \psi_s^p(k+2) \right| + B N_{sc} + I_m \quad (\text{III.14})$$

Où B : est le facteur de poids de  $N_{sc}$

Par conséquent, le vecteur de tension ayant la valeur minimale de la fonction coût sera sélectionné comme vecteur optimal et sera appliqué à la MAS par l'onduleur à l'instant d'échantillonnage suivant.

### III.4 Commande PTC-SVM appliquée à la MAS

La modulation vectorielle (SVM) est l'une des techniques de modulation populaires qui offre plusieurs avantages comme moins de distorsion d'harmonique, moins de pertes de commutation, un rapport de modulation élevé et une fréquence de commutation fixe. Dans cette technique, chaque vecteur de référence peut être défini comme une combinaison de deux vecteurs de tension actifs adjacents et de deux vecteurs de tension à l'état nul [KRI 15]. Avec cette stratégie de modulation, l'onduleur possède 3 jambes en commutation, ce qui génère 8 états de commutation dans chaque période  $T_s$ . Le principe général de cette technique a été expliqué dans les chapitres précédents.

Les 8 états de commutation générés par l'onduleur peuvent être exprimé en  $(\alpha, \beta)$  par huit vecteurs de tension, on peut voir que les six tensions actives sont les vecteurs formant les axes d'un hexagone et deux vecteurs de tension nul situés à l'origine (au centre) d'hexagone comme présenté par la figure suivante [MEG 15] [ZIA 09]:

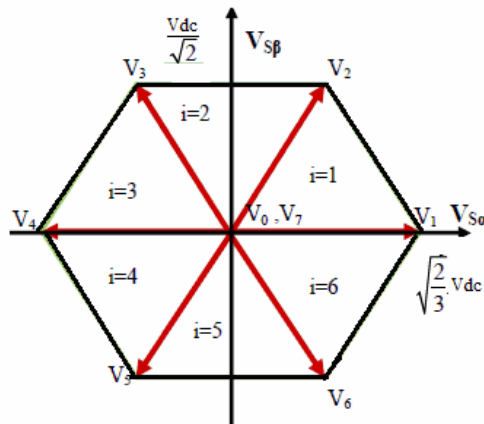


Fig.III.2 Représentation des vecteurs de tension dans coordonnée  $(\alpha, \beta)$

Le vecteur tension souhaitée ( $\bar{V}_{ref}$ ) est projeté sur les deux vecteurs de tension  $V_i$  et  $V_{i+1}$ , les valeurs de ces projections fournissent la détermination du temps d'application des vecteurs précédentes  $T_i$  et  $T_{i+1}$  et correspondent à deux états de commutation différents de zéro de l'onduleur. Le vecteur de tension de référence dans le secteur  $n$  peut être exprimé dans la référence  $(\alpha, \beta)$  par l'expression suivante [HAO 12]:

$$T_e \bar{V}_{\text{ref}} = T_1 \bar{V}_n + T_2 \bar{V}_{n+1} + T_0 \bar{V}_7 + T_0 \bar{V}_0 \quad (\text{III.15})$$

Avec:

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_e |\bar{V}_{\text{ref}}|}{V_{\text{dc}}} \left( \sin\left(\frac{n}{3} \pi \cos \varphi - \cos\left(\frac{n}{3} \pi \sin \varphi\right)\right) \right) \quad (\text{III.16})$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_e |\bar{V}_{\text{ref}}|}{V_{\text{dc}}} \left( -\cos \varphi \sin \frac{n-1}{3} \pi + \sin \varphi \cos \frac{n-1}{3} \pi \right) \quad (\text{III.17})$$

$$T_0 = T_e - T_1 - T_2 \quad (\text{III.18})$$

$T_e$  : Période de commutation.

$n$  : Numéro de secteur.

Donc, basons sur le principe de la commande (PTC) et la technique de modulation vectorielle (SVM), l'organigramme qui explique le fonctionnement de cette méthode (PTC-SVM) est présenté comme suit [ZIA 09]:

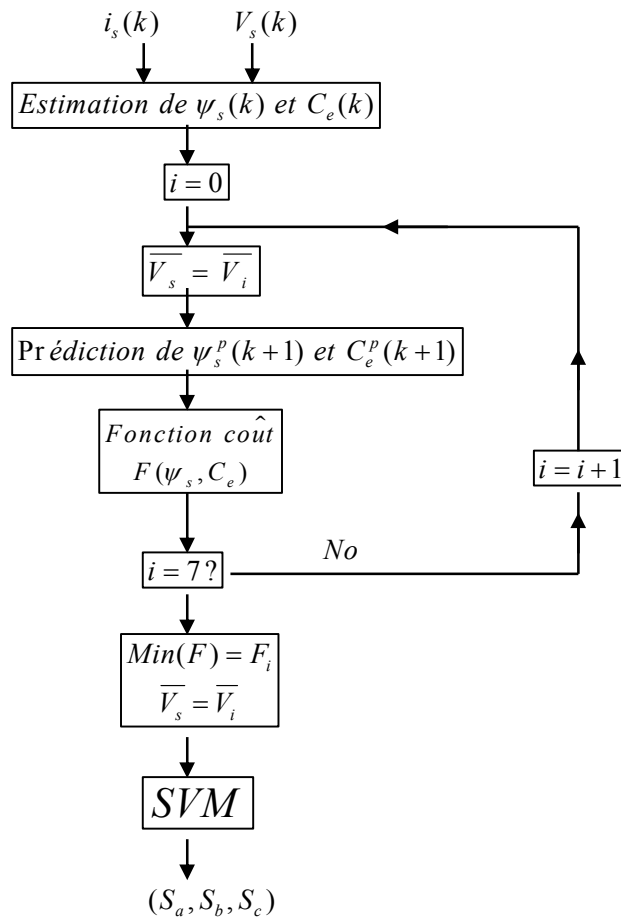


Fig.III.3 Organigramme de PTC-SVM

Le schéma de principe du PTC basé sur la technique SVM pour un onduleur de tension appliquée à la MAS est présenté sur la figure suivante :

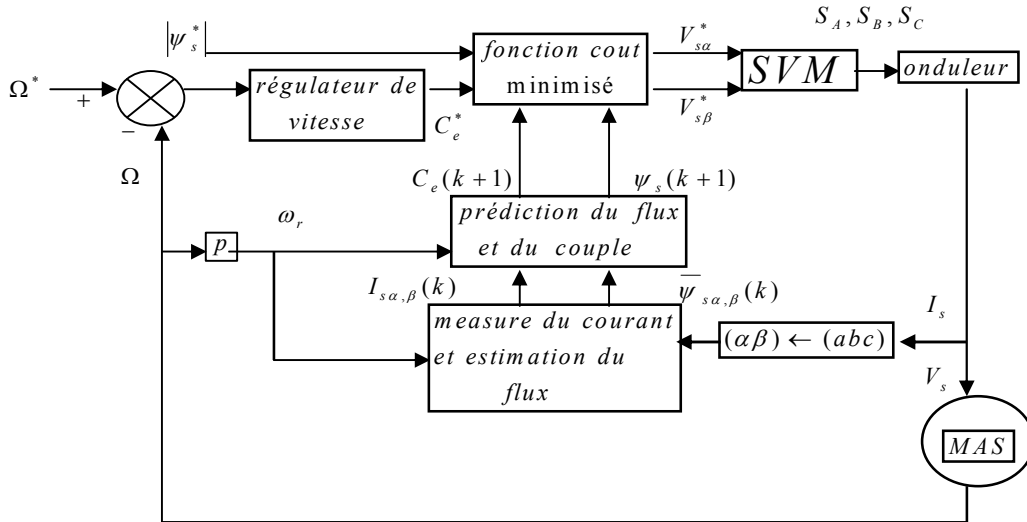


Fig.III.4 Schémas block de la commande PTC-SVM appliquée à la MAS

### III.5. Résultats de simulation de la commande prédictive conventionnelle

Pour vérifier l'efficacité des trois méthodes étudiées PTC, NPTC et PTC-SVM, une simulation dans l'environnement MATLAB/Simulink a été effectuée. Les paramètres de la machine et du contrôleur sont donnés dans l'annexe.

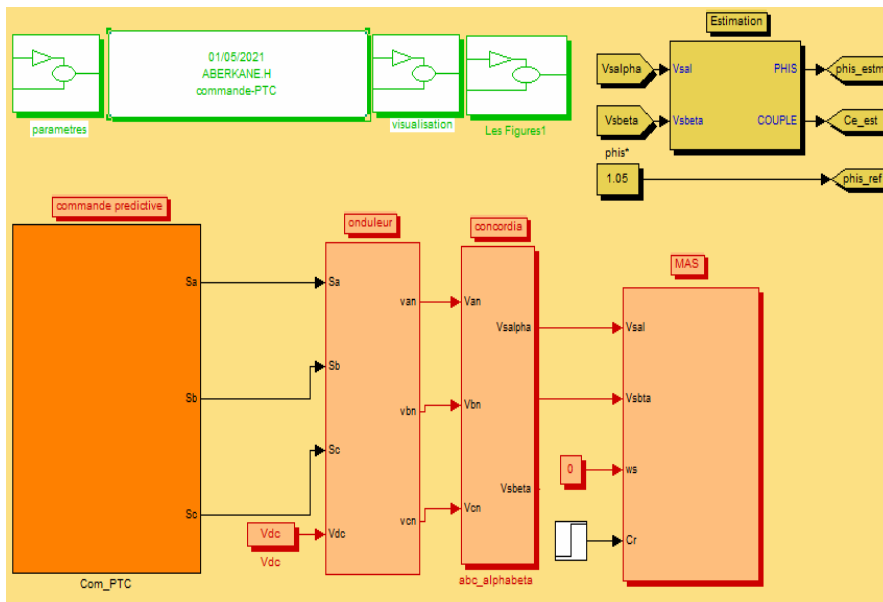


Fig.III.5 Schéma de simulation des commandes PTC et NPTC

Pour obtenir une comparaison équitable entre les trois méthodes, les contrôleurs de vitesse PI sont configurés avec les mêmes paramètres.

Les techniques ont été testés pour une vitesse de (1000 tr/min), et un couple de charge ( $C_r=7$  N.m) a été appliqué à l'instant ( $t = 1$ s).

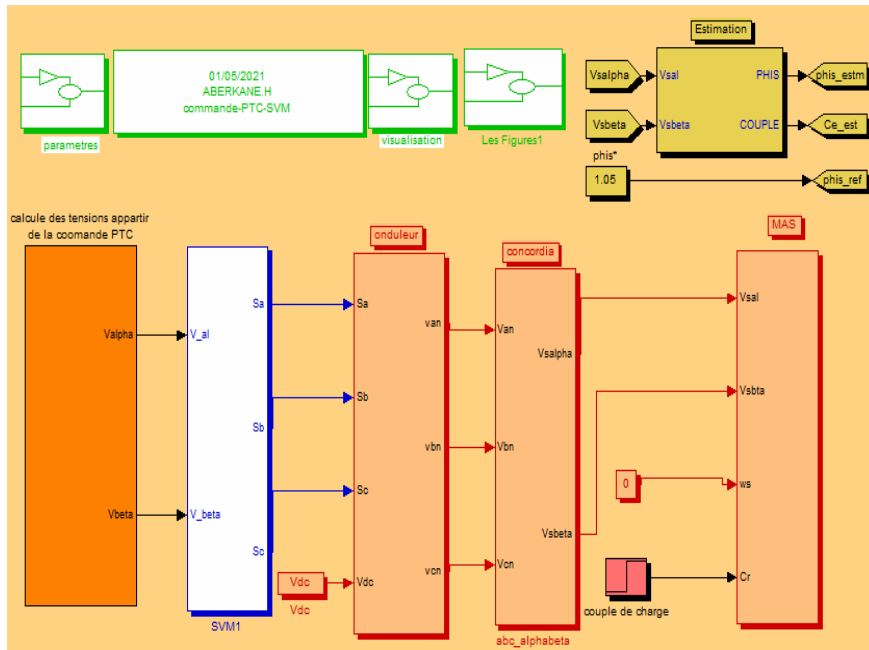


Fig.III.6 Schéma de simulations de la commande PTC-SVM

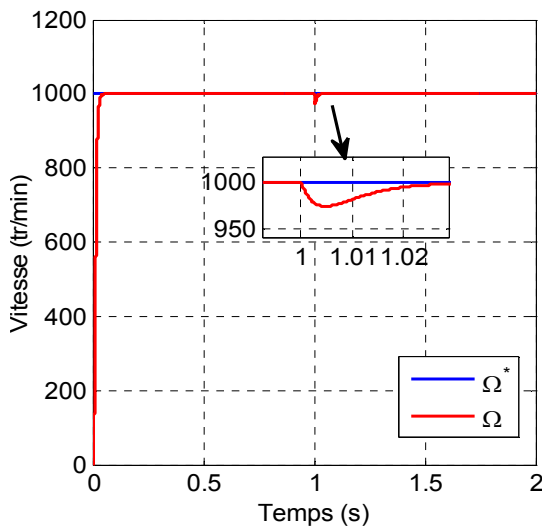
D'après les résultats obtenus par simulation et qui sont présentés par les figures (7,8 et 9), on peut conclure que:

- La vitesse suit sa référence parfaitement pour les trois méthodes étudiées, ce qui montre que la commande prédictive du couple présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage, en plus elle est moins sensible au couple de charge, ce qui est traduit par le rejet rapide de perturbation.
- Nous observons que le couple estimé suit parfaitement la valeur de consigne. Il atteint une valeur maximale, puis il s'annule pendant une durée très courte du régime transitoire, enfin il se stabilise à la valeur de couple résistant (charge) à l'instant ( $t=1$ s). La commande PTC-SVM présente une amélioration par rapport aux autres commandes (PTC, NPTC) surtout en terme d'oscillations du couple qui sont réduites grâce à la constance de sa fréquence de commutation.

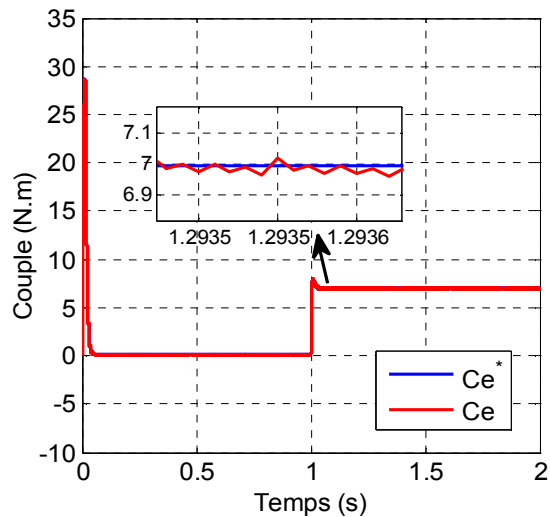
- La présentation du flux dans le plan complexe montre qu'il démarre du point (0,0) puis tourne dans le sens trigonométrique pour suivre un cercle de rayon 1.05 Wb pour les 03 méthodes étudiées.
- D'après l'allure du courant statorique, on observe une réduction du pic du courant de démarrage de la MAS en utilisant la nouvelle technique de commande (NPTC) qui est basé sur une fonction coût avec limitation de courant, compensation du temps de retard de calcul et réduction de la fréquence de commutation par rapport aux autres méthodes.
- Le courant statorique possède une allure sinusoïdale pour les trois commandes (PTC, NPTC, PTC-SVM). Le taux de distorsion harmonique s'améliore lorsque on passe de la PTC conventionnelle aux autres variantes NPTC et PTC-SVM. Cette dernière présente le meilleur THD car elle est capable de travailler avec une fréquence de commutation constante. Les valeurs de THD obtenues sont données dans le tableau suivant :

Tableau. III.1.Taux de distorsion d'harmonique

	PTC	NPTC	PTC-SVM
THD	3.88%	2.38%	1.69%



(a)



(b)

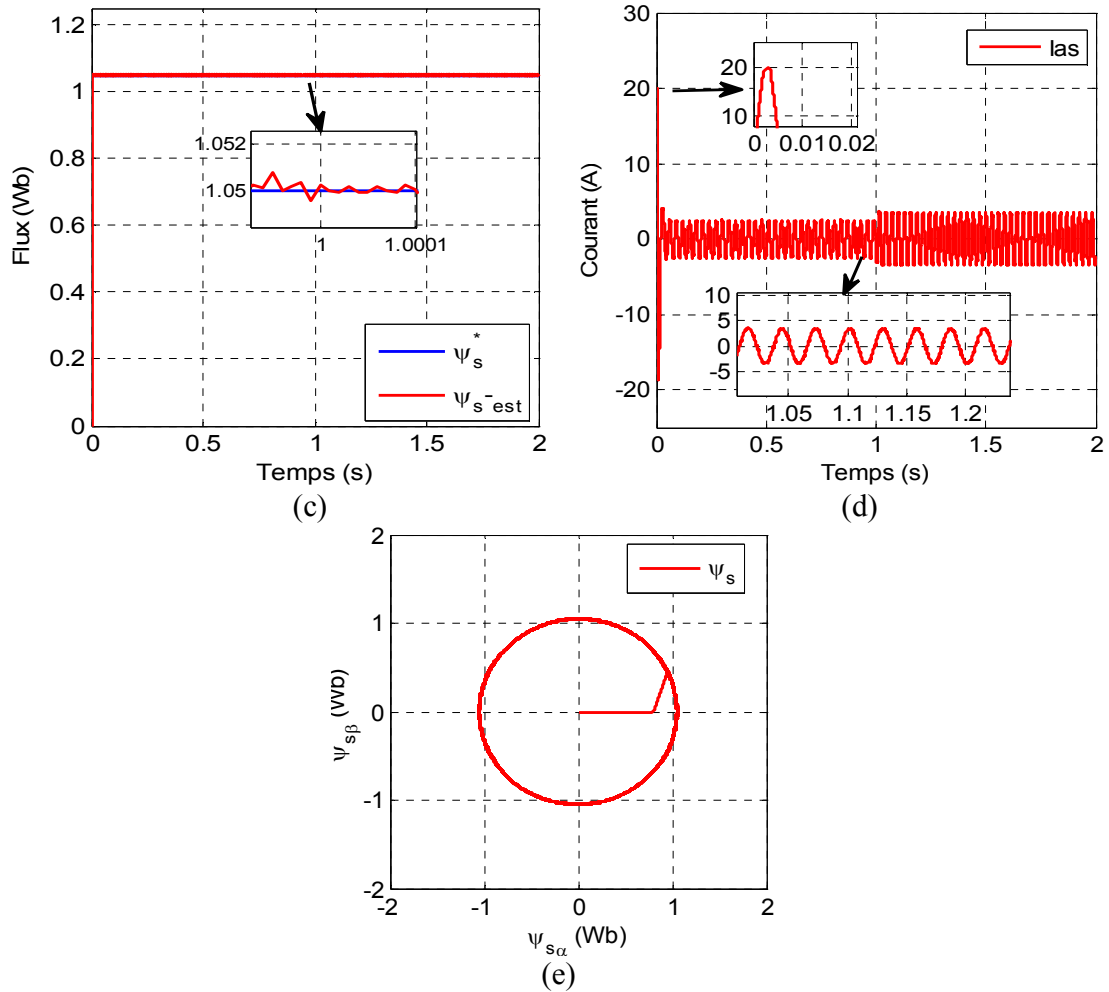
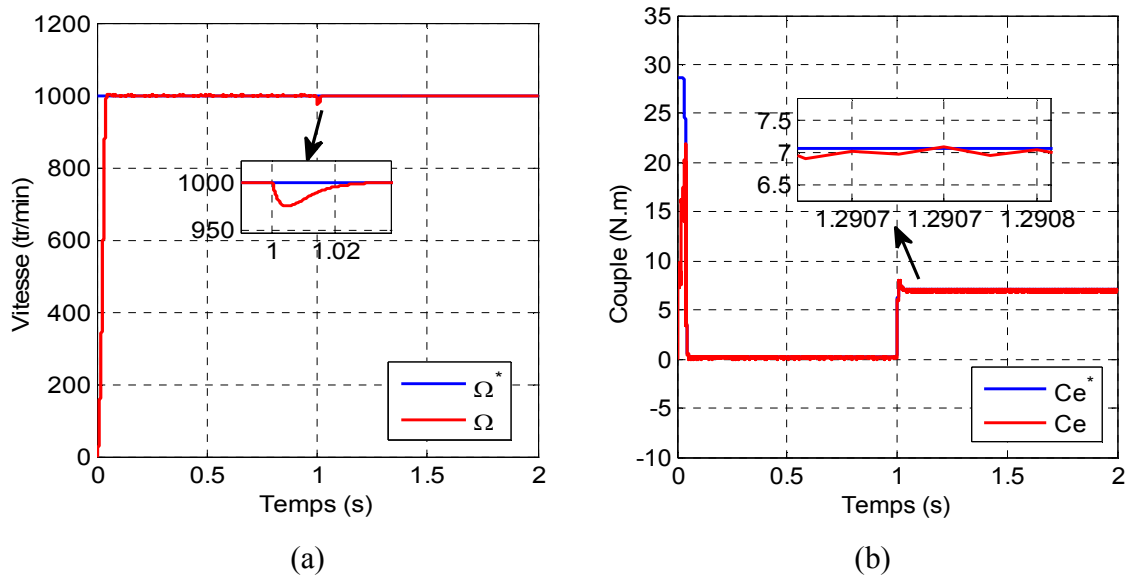


Fig. III.7 Résultats de simulation de la commande PTC appliquée à la MAS



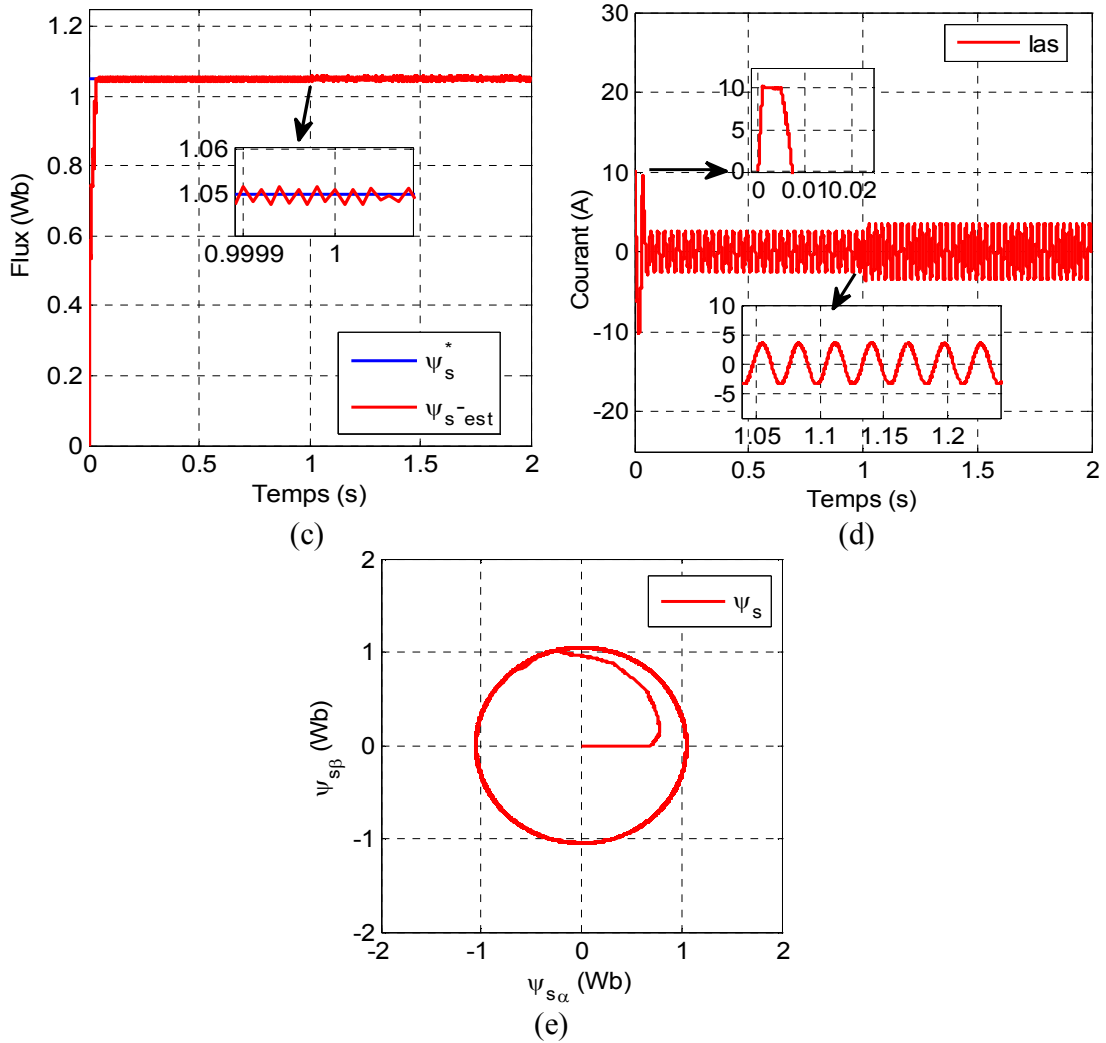
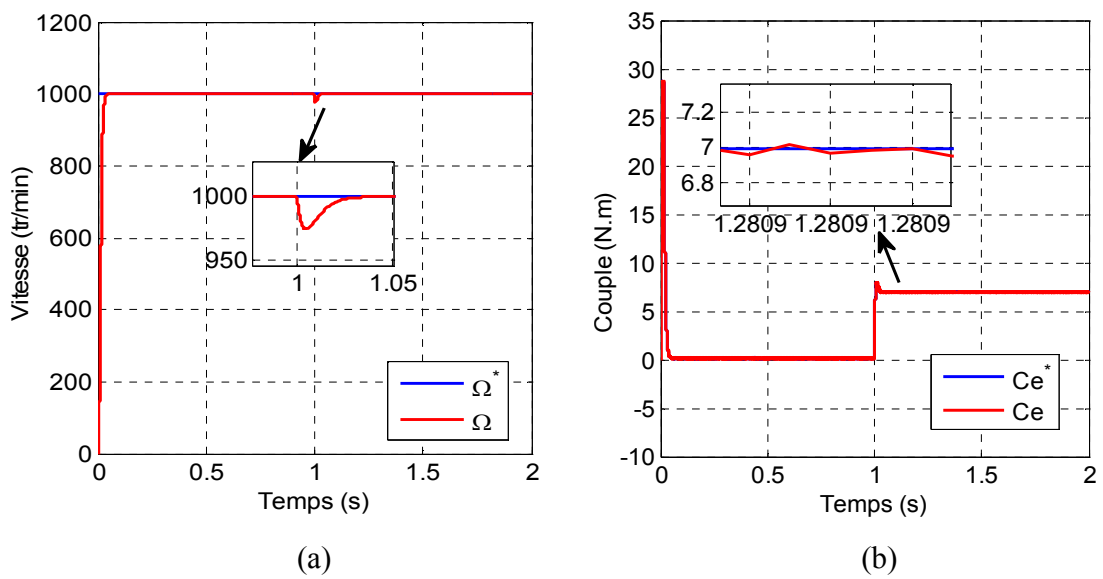


Fig. III.8 Résultats de simulation de la commande NPTC appliquée à la MAS



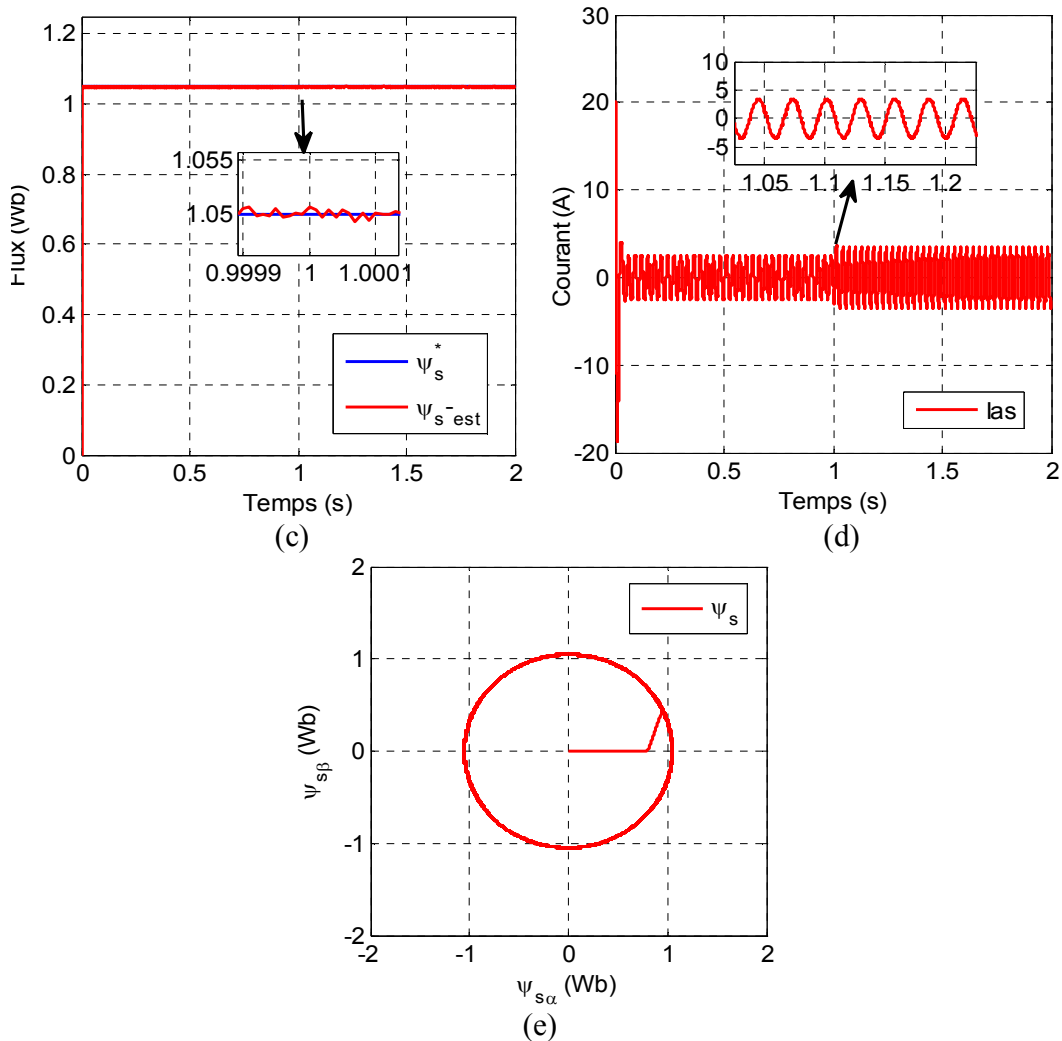


Fig. III.9 Résultats de simulation de la commande PTC-SVM appliquée à la MAS

### III.6 Résultats expérimentaux de la commande prédictive conventionnelle

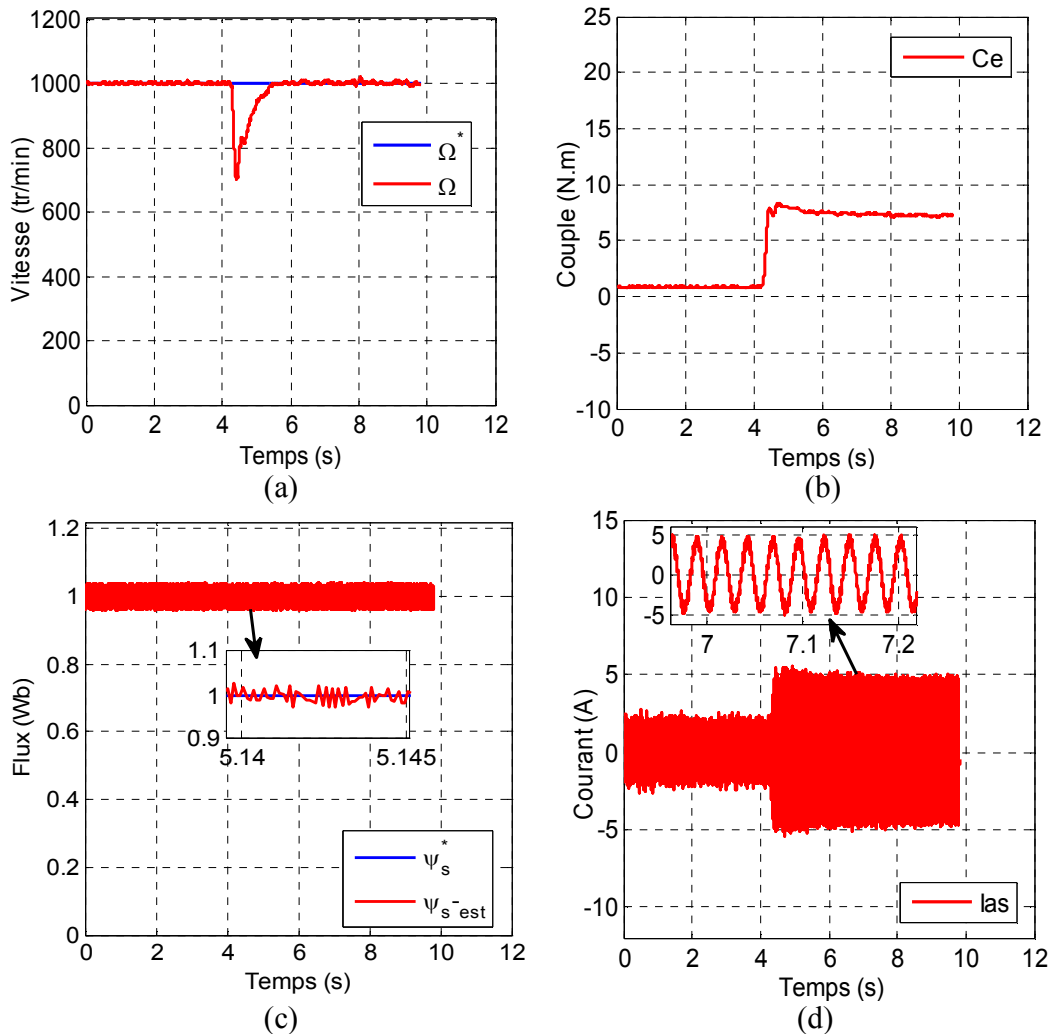
Afin de valider expérimentalement les différentes variantes de la commande prédictive (PTC, NPTC, PTC-SVM), le banc d'essai à base d'une carte DS1104 a été utilisé.

Les trois méthodes ont été testées pour la même fréquence d'échantillonnage, les mêmes paramètres du régulateur PI de vitesse et les mêmes facteurs de poids de la fonction coût.

Tous les résultats expérimentaux ont été récupérés dans un fichier (.mat) pour être tracé par le logiciel Matlab-Simulink. Pour l'application de la charge, elle est introduite manuellement par une unité de commande contrôlable.

L'examen des courbes, issues de l'expérimentation et présentées par les figures (10,11 et 12), a permis de commenter les résultats comme suit:

• Les figures, illustrant la vitesse rotorique (1000 tr/min) et le comportement du couple électromagnétique suite à l'application manuelle d'un couple de charge, montrent que les trois stratégies de contrôle étudiées (PTC, NPTC, PTC-SVM) sont caractérisées par des réponses rapides de vitesse vers leurs références sans dépassement et avec un rejet de perturbation jugé bon lors de l'application de la charge. Les ondulations au niveau du couple sont réduites pour les 03 méthodes par rapport aux celles obtenues au chapitre précédent. Notons que la technique PTC-SVM présente une nette amélioration sur l'allure du courant statorique grâce à la constance de sa fréquence de commutation. Cette supériorité comparativement aux autres méthodes est traduite par la valeur de THD enregistrée..



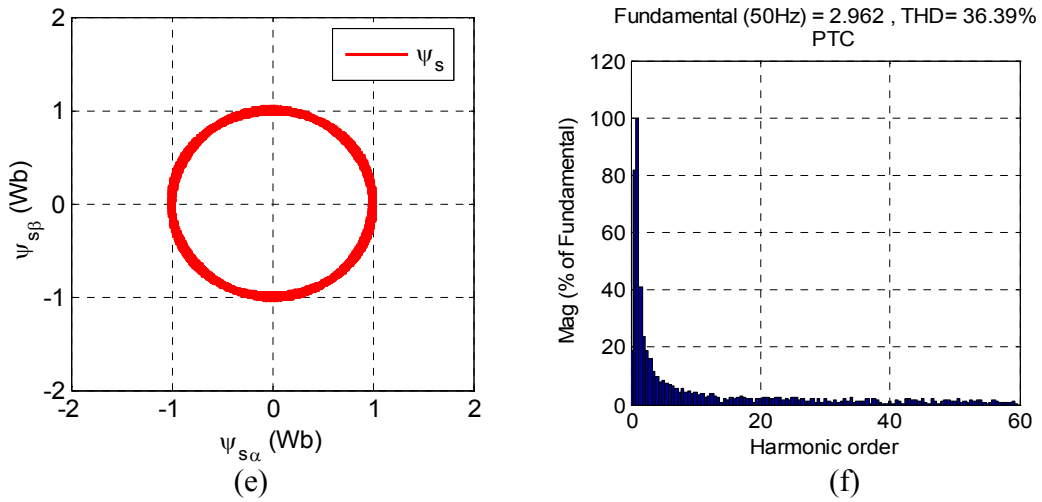
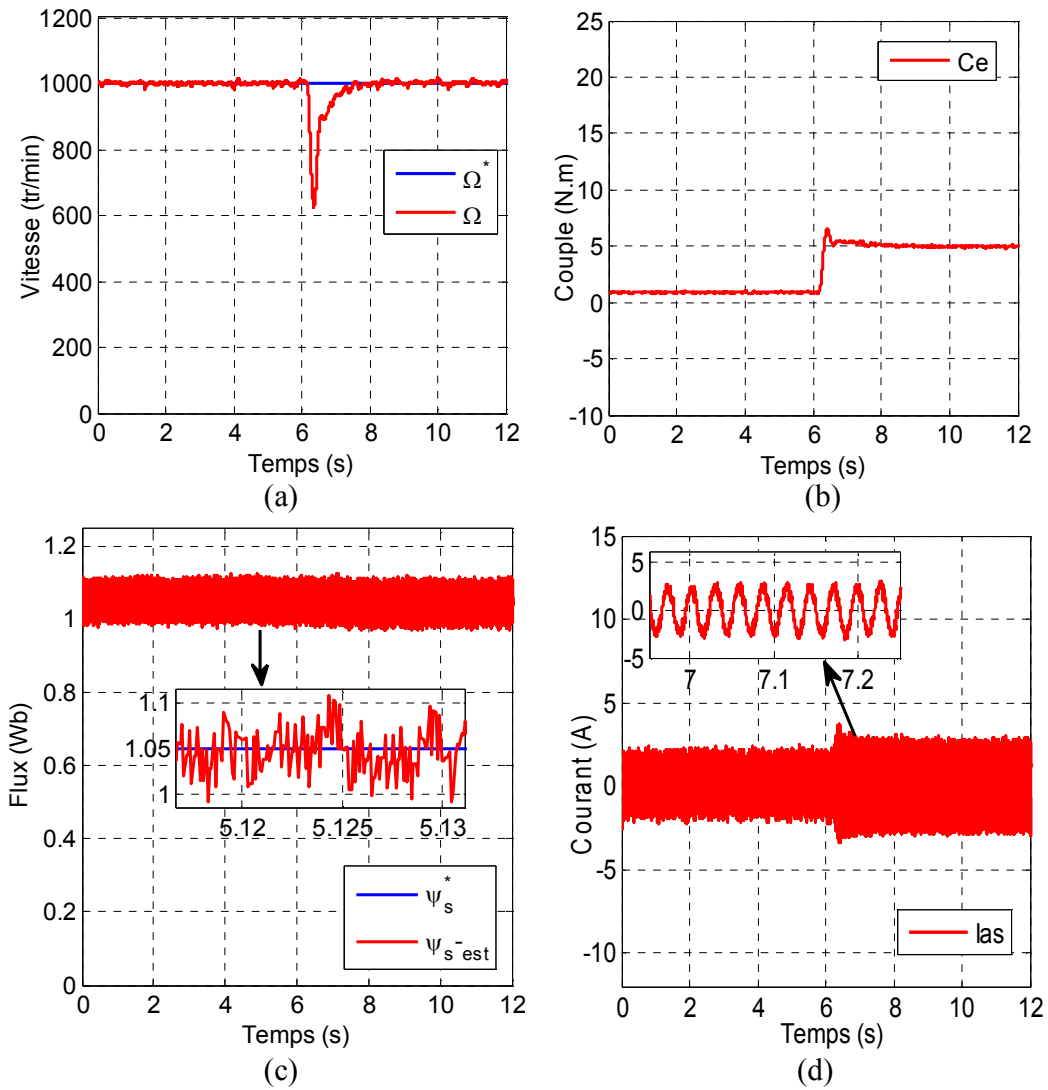


Fig. III.10 Résultats expérimentaux de la commande PTC appliquée à la MAS



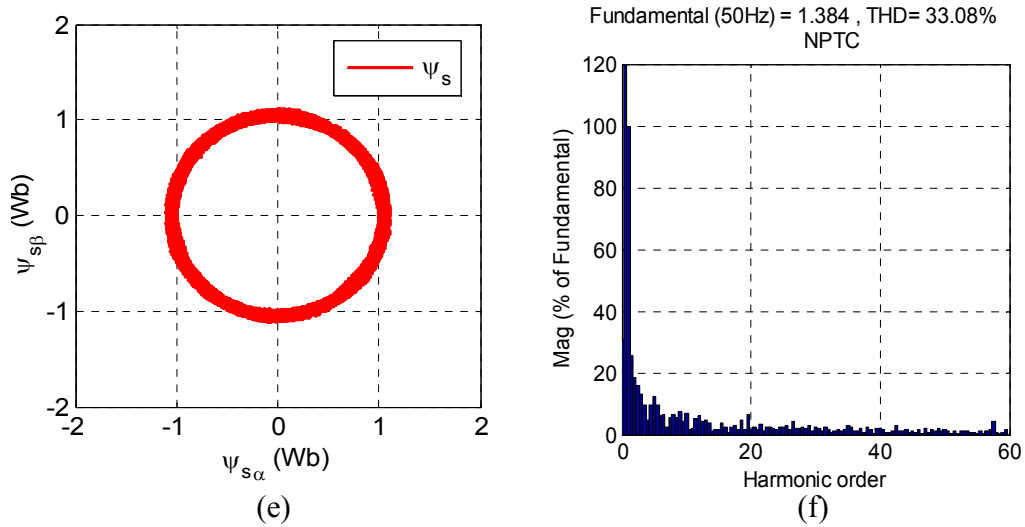
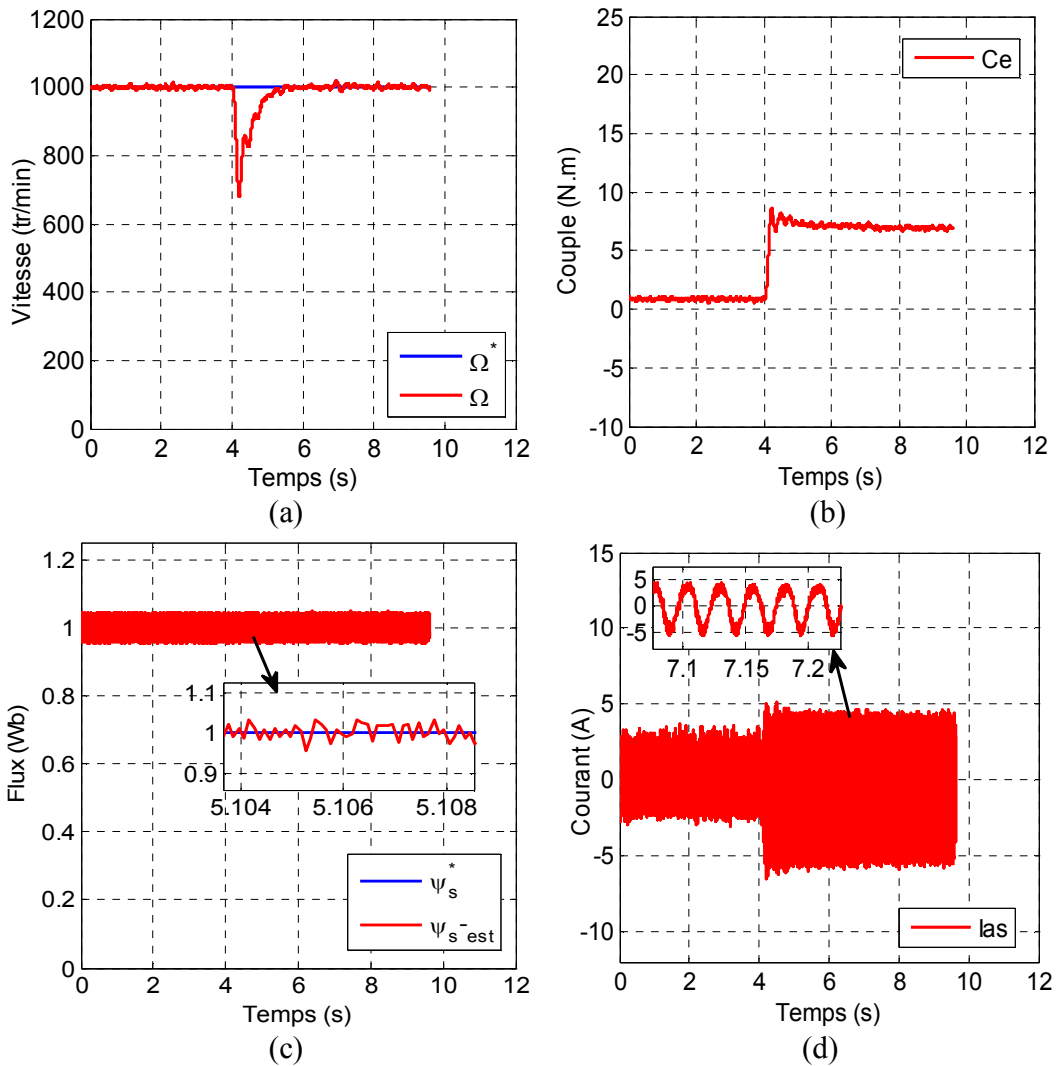


Fig. III.11 Résultats expérimentaux de la commande NPTC appliquée à la MAS



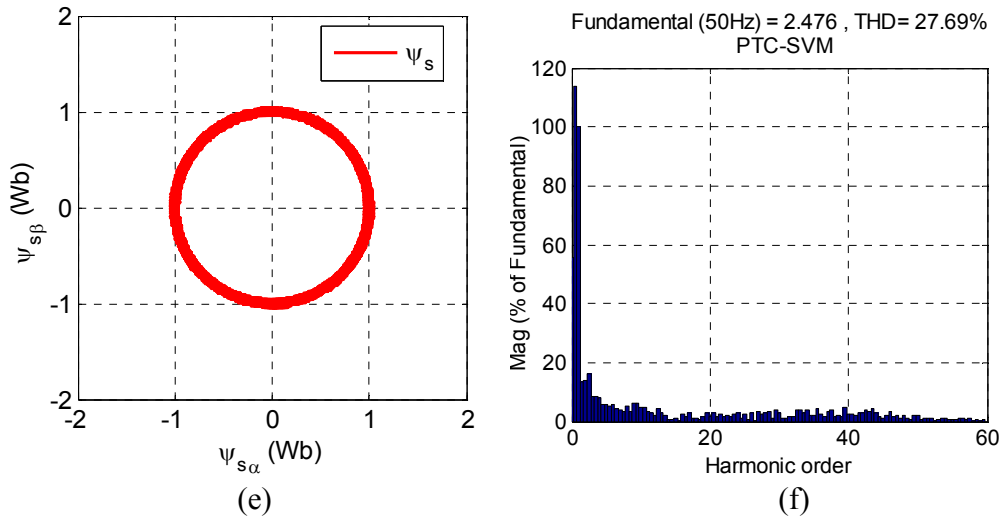


Fig. III.12 Résultats expérimentaux de la commande PTC-SVM appliquée à la MAS

### III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, trois variantes différentes de la commande PTC : PTC classique, NPTC, PTC-SVM ont été appliquées à la machine asynchrone et validées par voie de simulation et expérimentale.

Les principaux concepts de base de la commande prédictive du couple (PTC) ont été présentés. La nouvelle commande prédictive du couple (NPTC) permet la limitation du pic de courant de démarrage de la MAS, la compensation du temps de retard de calcul et la réduction de la fréquence de commutation du système.

Pour optimiser les performances de la PTC classique et la NPTC, la commande PTC-SVM intervient comme solution efficace. La nouvelle méthode (PTC-SVM) est capable de travailler avec une fréquence de commutation constante, ce qui contribuera à l'obtention d'une bonne qualité de signal à appliquer à la machine.

Pour l'amélioration de la commande prédictive conventionnelle appliquée à la MAS dans ce chapitre, la technique de commande prédictive optimisée sera étudiée dans le prochain chapitre.

## Bibliographies

- [BEN 14] A.BENZAIOUA, «Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée», Thèse de Doctorat, Université de QUÉBEC À CHICOUTIMI. 2014.
- [COR 12] P. CORTES, J. RODRIGUEZ, C. SILVA, 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.
- [DAV 12] S. ALIREZA, D. KHABURI, R. KENNEL, «An Improved FCS–MPC Algorithm for an Induction Motor With an Imposed Optimized Weighting Factor», *IEEE Transactions on Power Electronics*, VOL. 27, NO. 3. 2012.
- [HAO 12] Z. HAO, XIAO, Y. LI «Torque Ripple Reduction of the Torque Predictive Control Scheme for Permanent-Magnet Synchronous Motors», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, VOL. 59, NO. 2. 2012.
- [HAB 16-a-] M. HABIBUALLA, «Simplified Finite-State Predictive Torque Control Strategies for Induction Motor Drives», Thèse de Doctorat, Université de Sydney. 2016.
- [HAB 16-b-] M. HABIBUALLA, D. DYLAN, D, XIAO, «Finite-State Predictive Torque Control of Induction Motor Supplied from a Three-Level NPC Voltage Source Inverter», *IEEE*. 2016.
- [KAB 08] S. KABOLI, M. R. ZOLGHADRI, P. ESKANDARI, D. ROVE , «PREDICTION ALGORITHM FOR TORQUE RIPPLE REDUCTION IN DTC-BASED DRIVES», *Iranian Journal of Science & Technology, Transaction A*, Vol. 31, No. 4, pp 343-356, 2008.
- [KRI 15] S. KRIM, S. GDAIM, M. MIMOUNI, «Hardware Implementation of a Predictive DTC-SVM with a Sliding Mode Observer of an Induction Motor on the FPGA», *WSEAS Transactions on Systems and Control*. 2015.
- [MIR 09] H. MIRANDA, P. CORTES, J. I. YUZ, 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.
- [MEG 15] M. MEGHA, R. NAIR, «Simulation of Model Predictive Control – Space Vector Modulation fed PMSM drive», *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*. 2015.

[MAM 17] M. MAMDOUH, A. ABIDO, Z. HAMOUZ, «Weighting Factor Selection Techniques for Predictive Torque Control of Induction Motor Drives: A Comparison Study», Arab J Sci Eng 43:433–445. 2017.

[PAP 09] G. PAPAFOU, J. KLEY, K. G. PAPADOPOULOS, P. BOHREN, M. MORARI, «Model Predictive Direct Torque Control—Part II: Implementation and Experimental Evaluation», IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 56, NO. 6, pp 1906-1916, JUNE. 2009.

[VIS 16] M. VISHNU, S. SRINIVAS, K, ANIL, «Predictive Torque Control of Induction Motor Drive with Simplified Weighting Factor Selection», IEEE. 2016.

[WAN 15] F. WANG, S. Li, X. MEI, W. XIE, J. RODRIGUEZ, 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.

[Xia 19] L. XIAOGANG, H. WENIN, J. WEN, Z. YONG, «Predictive Torque Control for PMSM Based on Weighting Factor Elimination and Fast Voltage Vector Selection», IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics.2019.

[ZIA 09] H. ZIANE, J. RETIF, T. REKIOUA, «Controle DTC à fréquence fixe applique a une MSAP avec minimisation des oscillations du couple», Can. J. Elect. Comput. Eng., Vol. 33, No. 3/4, Summer/Fall. 2008.



# **Chapitre IV :**

Commande prédictive optimisée  
appliquée à la MAS

## IV.1 Introduction

De nos jours, l'amélioration des performances des moteurs électriques que ce soit efficacité énergétique ou pour dépasser une difficulté liée à la commande devient un défi majeur pour les chercheurs du monde entier.

D'une manière générale, améliorer les performances énergétiques par la minimisation des pertes des moteurs asynchrones se fait soit par le choix judicieux du matériau soit par le choix d'une technique de contrôle optimal.

Dans ce chapitre, en parlant de la commande prédictive, l'objectif est de présenter, tester et valider deux techniques d'optimisation, l'une tient compte de l'aspect énergétique et l'autre vise l'aspect commande de la MAS afin de surmonter le problème de la sélection des facteurs de pondération dans la fonction coût de l'algorithme prédictif.

D'une part et pour l'optimisation énergétique, la méthode de contrôle prédictif du couple (PTC) est munie d'un modèle des pertes (LMC) qui génère la référence de flux statorique optimale au lieu de l'imposer constante et généralement nominale. Donc, ce contrôleur LMC permettra de minimiser la fonction des pertes totales de la MAS et par conséquent maximiser le rendement.

**[ANI 98] [ABR 00]**

D'autre part, pour l'optimisation de la commande prédictive, en facilitant la détermination des facteurs de pondération utilisés dans la fonction coût surtout dans le cas où la fonction est étendue, deux solutions sont proposées pour l'élimination de la nécessité de ces facteurs : la première est basée sur le passage d'une fonction à deux termes en une fonction à un seul terme tout en calculant la référence du flux statorique à partir du couple. Quant à la deuxième technique, elle est basée sur un algorithme qui s'appuie sur une fonction coût dynamique (DCF). **[MAM 18]** Les techniques d'optimisation énergétique (OPTC) ou relatives à la fonction coût (FPTC et PTC-DCF) sont à valider par simulation et par voie pratique.

## IV.2 Optimisation énergétique de la commande prédictive (OPTC)

Du côté énergétique, il est bien connu que la machine asynchrone a de bonnes performances lorsqu'elle travaille autour du point nominal et son rendement se dégrade en dehors de ce point de fonctionnement. Le contrôle prédictif (PTC) considère une référence de flux statorique constante donc indépendante des états de la machine, cette dernière situation génère des pertes importantes et par conséquent diminue le rendement total de la machine. Donc pour améliorer les

performances énergétiques de la machine asynchrone, la commande PTC a été associée à une technique basée sur le modèle des pertes (LMC), cette nouvelle technique (OPTC) génère le flux statorique de référence qui dépend du modèle et des états de la machine. La référence de flux statorique optimale est générée en minimisant la fonction coût afin de minimiser les erreurs de couple et de flux, dans le but d'obtenir des pertes électromagnétiques minimisées et par conséquent un rendement maximal.

### IV.2.1 Modèle mathématique réelle de la MAS

Le modèle mathématique réelle de la MAS (avec considération des pertes de la machine) dans un référentiel statorique fixe ( $\alpha, \beta$ ) peut être décrit par les équations suivantes : [SAK 17]

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -a_1 i_{s\alpha} - a_2 \psi_{r\alpha} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s (1 + \sigma_r)} \psi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -a_1 i_{s\beta} - a_2 \psi_{r\beta} - \frac{\omega_r}{\sigma L_s (1 + \sigma_r)} \psi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\ \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = a_3 i_{s\alpha} - a_4 \psi_{r\alpha} - \omega_r \psi_{r\beta} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = a_3 i_{s\beta} - a_4 \psi_{r\beta} + \omega_r \psi_{r\alpha} \end{cases} \quad (IV.1)$$

Avec :

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{\sigma_r R_{fs}}{\sigma L_s (1 + \sigma_r)} + \frac{R_f - \sigma_r R_{fr}}{\sigma L_s (1 + \sigma_r)^2}, \\ a_2 &= \frac{R_{fs}}{\sigma L_s L_r} \frac{R_f + R_{fs}}{\sigma L_s (1 + \sigma_r)} \\ a_3 &= \frac{R_f - \sigma_r R_{fr}}{(1 + \sigma_r)}, a_4 = \frac{R_f + R_{fr}}{L_r} \end{aligned} \quad (IV.2)$$

$$\begin{aligned} R_{fs} &= K_e f^2 + K_h f \\ R_{fr} &= g K_e f^2 + g K_h f \end{aligned} \quad (IV.3)$$

L'équation mécanique donné par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - f\Omega - C_r \quad (IV.4)$$

Avec :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (IV.5)$$

## IV.2.2 Modélisation des différentes pertes de la MAS

Les différentes pertes de la machine asynchrone peuvent se décomposer généralement en trois parties [TAZ 14] :

### IV.2.2.1 Pertes électriques

Ce sont les pertes par effet de Joule dans les conducteurs statoriques et rotoriques, ces pertes sont en fonction du courant de la charge. Les pertes Joule peuvent être exprimées comme suit:

$$P_{js} = 3R_s i_s^2 = 3R_s (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) \quad (IV.6)$$

$$P_{jr} = 3R_r i_r^2 = 3R_r (i_{r\alpha}^2 + i_{r\beta}^2) \quad (IV.7)$$

### IV.2.2.2 Pertes magnétiques

Elles sont dues aux courants d'hystérésis et de Foucault et qui sont en fonction de la densité du flux et la fréquence. On les appelle aussi pertes fer, qui peuvent être exprimées comme suit :

$$P_e = K_e \psi^2 f^2 \quad (IV.8)$$

$$P_h = K_h \psi^2 f \quad (IV.9)$$

$$P_{fer} = P_e + P_h = K_e \psi^2 f^2 + K_h \psi^2 f \quad (IV.10)$$

Les pertes dans le fer peuvent être calculées aussi en fonction de la résistance statorique par la formule suivante :

$$P_{fer} = \frac{R_{fs}}{(1 + \sigma_r)} (\sigma_r (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) + i_{s\alpha}^2) \quad (IV.11)$$

Avec :

$$R_{fs} = (K_e (f^2)) + (K_h (f)) \quad (IV.12)$$

$$R_{fr} = (K_e ((f g)^2)) + (K_h (f g))$$

### IV.2.2.3 Pertes mécaniques

Elles peuvent être décomposées en deux types:

- Pertes par frottement.
- Pertes par ventilation sont dues à l'énergie cédée par le rotor à l'air dans lequel, il frotte et qu'il entraîne.

Selon le circuit équivalent par phase de la MAS, les pertes totales peuvent être évaluées comme suit [TAZ 16] [XIE 15]:

$$P_{loss} = 3R_s i_s^2 + 3R_r i_r^2 + R_{fs} i_{s\alpha}^2 \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} + R_{fs} i_{s\beta}^2 \quad (IV.13)$$

### IV.2.3 Principe de LMC

A partir du principe de la technique ‘‘LMC’’ qui est basé sur le modèle des pertes en fonction du flux optimal, la fonction des pertes sera définie comme :

$$P_{loss} = \frac{(R_s + R_{fs})}{M^2} \psi_{r\alpha}^2 + \left[ \frac{R_s + \frac{R_r}{(1+\sigma_r)^2} + \frac{\sigma_r R_{fs}}{(1+\sigma_r)}}{(p(1-\sigma)(1+\sigma_s))^2} \right] C_e^2 \psi_{r\beta}^{-2} \quad (IV.14)$$

Le principe de cette stratégie d'optimisation est de générer le flux rotorique optimal par la technique LMC et de déduire le flux statorique.

Les flux statorique et rotorique sont définis par les équations suivantes [ELF 10]:

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \frac{L_s}{M} \psi_r + \frac{\sigma L_s L_r}{R_r M} \frac{d\psi_r}{dt} \\ \psi_{s\beta} = \frac{2}{3} \frac{\sigma L_s L_r}{pM} \frac{C_e}{\psi_r} \end{cases} \quad (IV.15)$$

En état stable on a:

$$\psi_r = |\overline{\psi_r}| = \psi_{r\_opt} \quad (IV.16)$$

Avec:

$$\psi_{r\_opt} = Y_{opt} \left( C_e^* \right)^{\frac{1}{2}} \quad (IV.17)$$

$$Y_{opt} = \left[ \frac{M}{p(1-\sigma)(1+\sigma_s)} * \left[ \frac{R_s + \frac{R_r}{(1+\sigma_r)^2} + \frac{\sigma_r R_{fs}}{(1+\sigma_r)}}{R_s + R_{fs}} \right]^{\frac{1}{2}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (IV.18)$$

A partir d'équation suivante:

$$\left( \psi_s^* \right)^2 = \left( \psi_{s\alpha}^* \right)^2 + \left( \psi_{s\beta}^* \right)^2 = \left( \frac{L_s}{M} \psi_r^* \right)^2 + \left( \frac{2}{3} \frac{\sigma L_s L_r}{pM} \right)^2 \left( \frac{C_e^*}{\psi_r^*} \right)^2 \quad (IV.19)$$

Le flux de référence, obtenue par la méthode OPTC, est défini en fonction du flux rotorique et du couple électromagnétique.

Le flux statorique optimal peut être déduit comme [MEN 95]:

$$\psi_{s\_opt} = \frac{L_s}{M} \sqrt{\left(\psi_{r\_opt}\right)^2 + \left(\frac{2}{3} \frac{\sigma L_r}{p}\right)^2 \left(\frac{C_e^*}{\psi_{r\_opt}}\right)^2} \quad (IV.20)$$

Ainsi, dans la PTC classique, le flux de référence statorique est maintenu à sa valeur nominale (considéré constante), alors que pour la méthode OPTC, le flux statorique est variable et dépend de la variation de charge. Donc le rendement dans ce cas peut être amélioré surtout pour les faibles valeurs du couple de charge.

Comme synthèse la commande OPTC est basée sur le développement de la technique "LMC", Le but de cette technique est de déduire la meilleure valeur de flux statorique de référence a appliquée à la machine, afin de minimiser les pertes en cuivre et en fer, et par conséquent d'améliorer le rendement du moteur surtout lorsque le moteur fonctionne en dehors des conditions nominales.

La prédiction est effectuée pour les huit vecteurs de tension possibles et la fonction coût sélectionne le vecteur de tension qui produit le meilleur contrôle de flux et de couple. [BAS 01]

#### IV.2.4 Commande OPTC basé sur la technique LMC

Pour la génération des signaux de commande appliqués à l'onduleur alimentant la machine, la minimisation de la fonction coût qui présente l'erreur entre les grandeurs prédit et de référence du flux et du couple est effectuée, avec la génération de flux de référence optimisé dans ce cas et a partir de la technique "LMC". [ABE 21]

La fonction coût est définie comme:

$$F = \left| C_e^* - C_e^p(k+1) \right| + A \left| \psi_{s\_opt} - \psi_s^p(k+1) \right| \quad (IV.21)$$

Avec:  $A = \frac{C_{enom}}{\psi_{snom}}$ : facteur de poids

$C_e^*$ ,  $C_e^p(k+1)$ : Couple de référence et couple perdit respectivement.

$\psi_{s\_opt}$ ,  $\psi_s^p(k+1)$ : Flux de référence optimisé par la technique "LMC" et flux perdit.

Généralement, le modèle de la MAS a utilisé pour les prédictions de courant, de flux et de couple peuvent être exprimées en temps discrets comme suit [DAV 12] [BEN 14]:

❖ **Prédiction du courant :**

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{s\alpha}^p(k+1) = i_{s\alpha}(k) + T_s(-a_1 i_{s\alpha}(k) - a_2 \psi_{r\alpha}(k) + \\ \quad \frac{\omega_r(k)}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} \psi_{r\beta}(k) + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha}(k)) \\ i_{s\beta}^p(k+1) = i_{s\beta}(k) + T_s(-a_1 i_{s\beta}(k) - a_2 \psi_{r\beta}(k) \\ \quad - \frac{\omega_r(k)}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} \psi_{r\alpha}(k) + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta}(k)) \end{array} \right. \quad (IV.22)$$

❖ **Prédiction du flux rotorique :**

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{r\alpha}^p(k+1) = a_3 T_e i_{s\alpha}^p(k+1) - (T_e a_4 - \frac{1}{T_e}) \psi_{r\alpha}(k) \\ \quad - \psi_{r\beta}(k) T_e \\ \psi_{r\beta}^p(k+1) = a_3 T_e i_{s\beta}^p(k+1) - (T_e a_4 - \frac{1}{T_e}) \psi_{r\beta}(k) \\ \quad + \omega_r \psi_{r\alpha}(k) T_e \end{array} \right. \quad (IV.23)$$

❖ **Prédiction du flux statorique :**

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{s\alpha}^p(k+1) = \sigma L_s i_{s\alpha}^p(k+1) + \frac{M}{L_r} \psi_{r\alpha}^p(k+1) \\ \psi_{s\beta}^p(k+1) = \sigma L_s i_{s\beta}^p(k+1) + \frac{M}{L_r} \psi_{r\beta}^p(k+1) \end{array} \right. \quad (IV.24)$$

❖ **Prédiction du couple électromagnétique:**

$$C_e^p(k+1) = p(\psi_{s\alpha}^p(k+1)i_{s\beta}^p(k+1) - \psi_{s\beta}^p(k+1)i_{s\alpha}^p(k+1)) \quad (IV.25)$$

Le schéma bloc de la commande OPTC- LMC expliquant les différentes étapes est donné par la figure suivante :

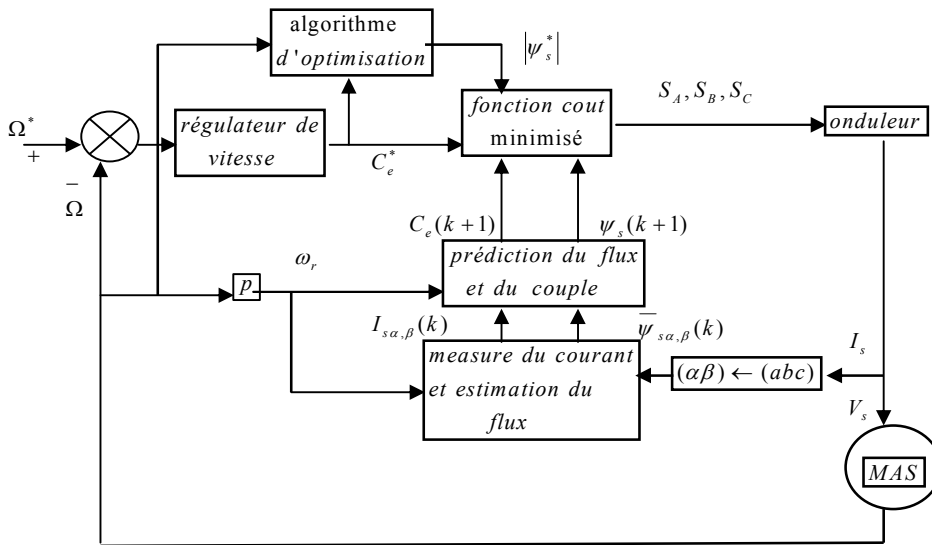


Fig. IV.1 schéma bloc de la commande OPTC

### IV.3 Résultats de simulations des commandes PTC et OPTC

La commande PTC classique et la commande optimisée OPTC ont été simulées à l'aide du logiciel MATLAB / SIMULINK. Pour cela, une machine asynchrone (1.5 KW) alimentée par un onduleur de tension est utilisée.

Les deux algorithmes (PTC, OPTC) ont été testés pour plusieurs points de fonctionnement, le moteur fonctionne avec des conditions de couple de charge qui varie progressivement de 20% à 100% de la valeur du couple nominal. Les résultats obtenus sont montrés par les figures suivantes:

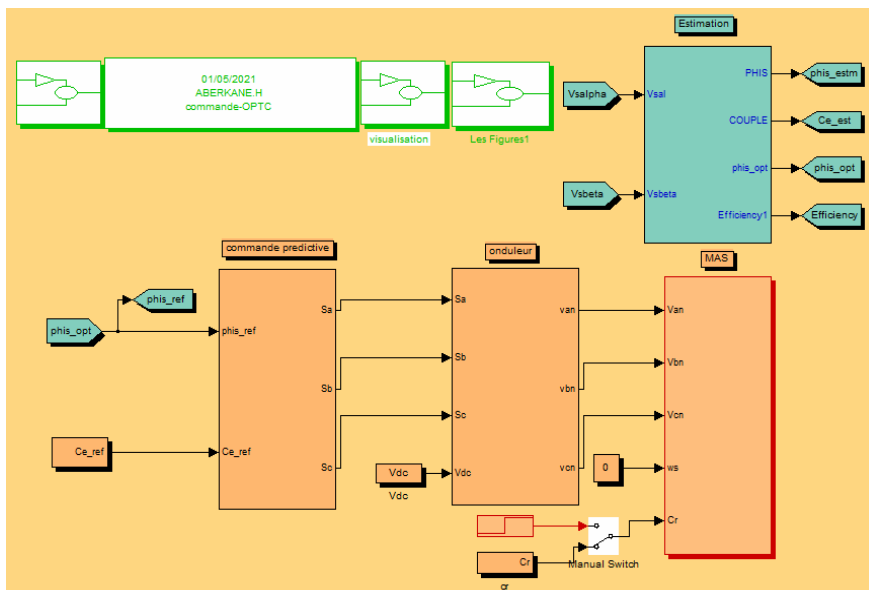
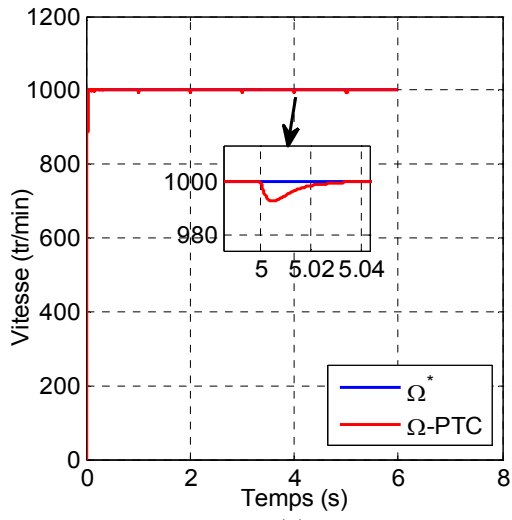
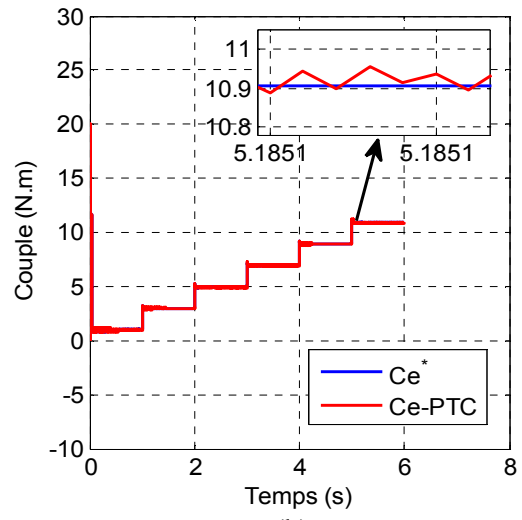


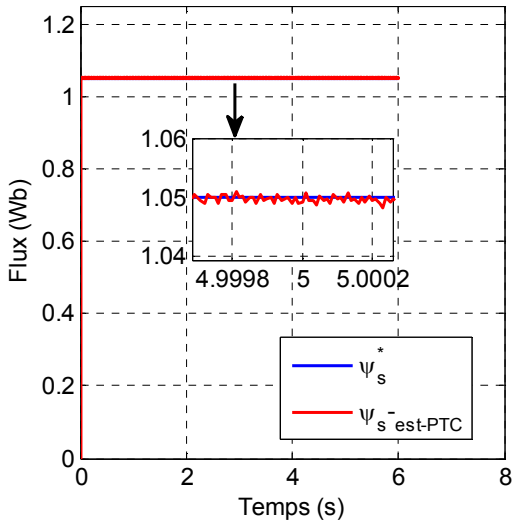
Fig. IV.2 Schéma de simulations de la commande OPTC



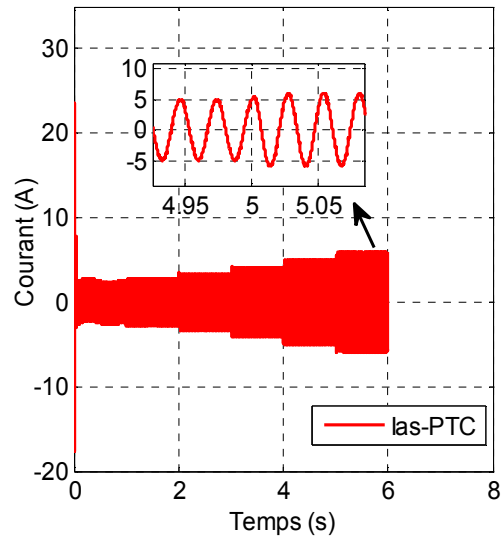
(a)



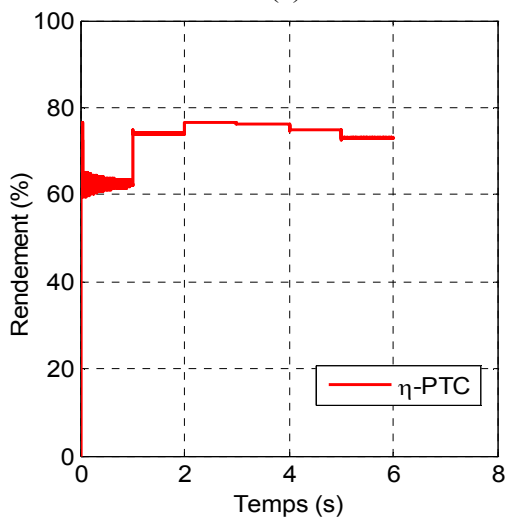
(b)



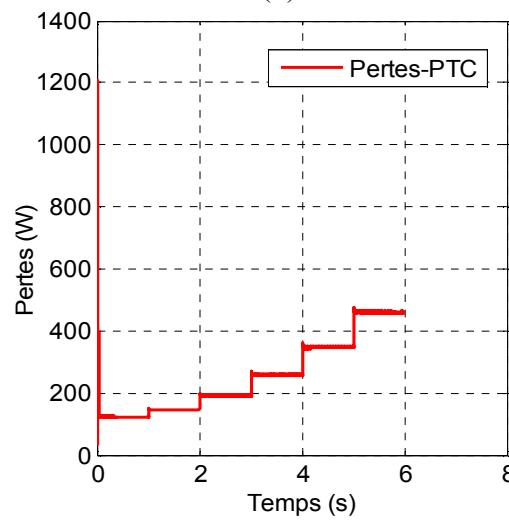
(c)



(d)



(e)



(f)

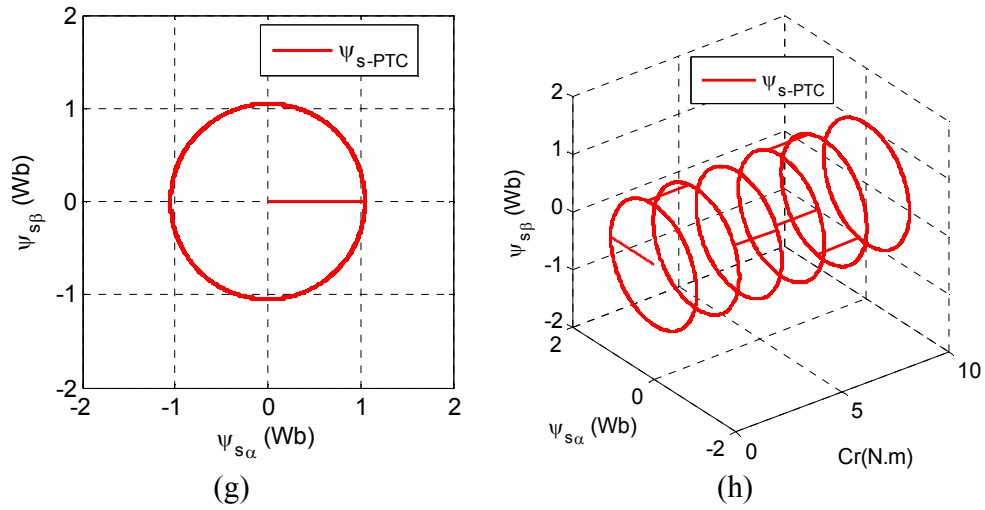
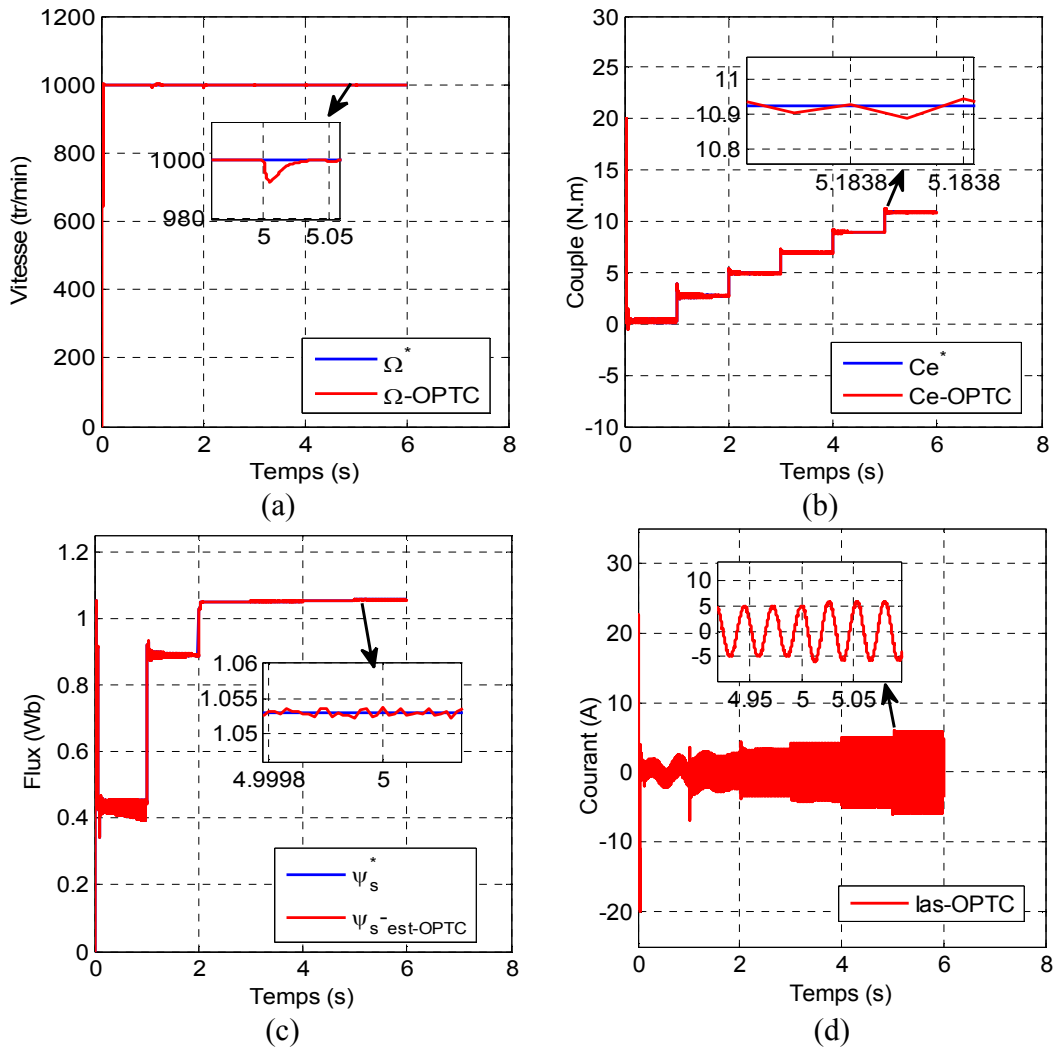


Fig. IV.3 Résultats de simulation de la commande PTC appliquée à la MAS pour différentes valeurs de  $Cr$



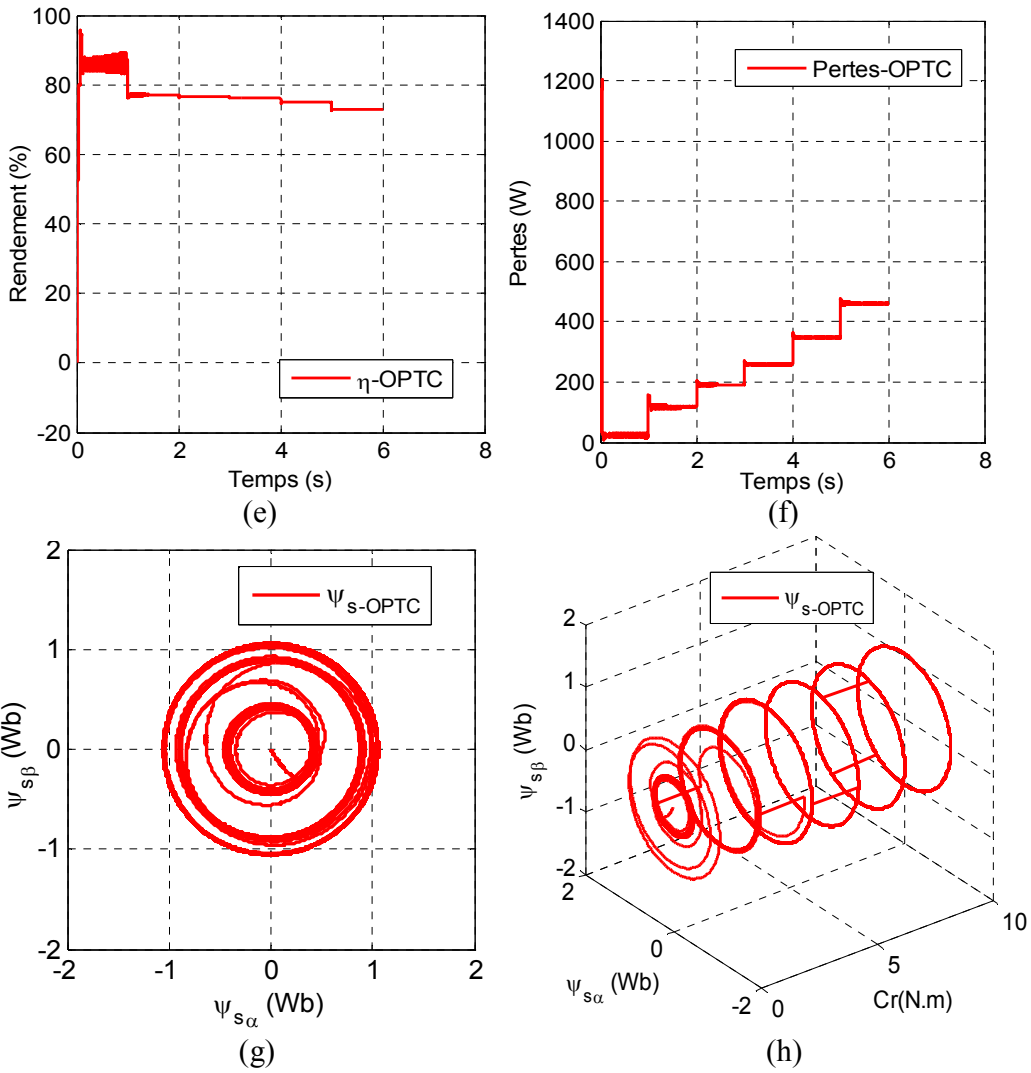
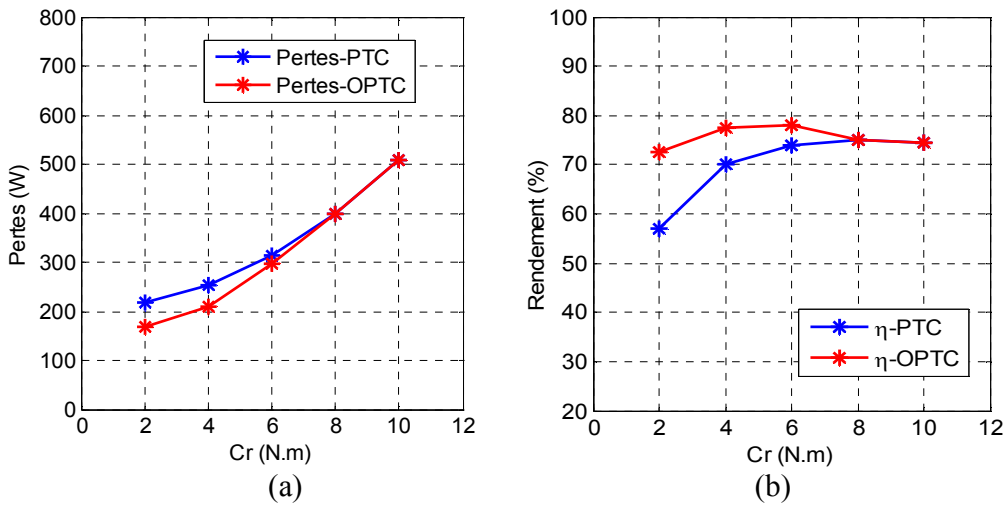


Fig. IV.4 Résultats de simulation de la commande OPTC appliquée à la MAS pour différentes valeurs de Cr



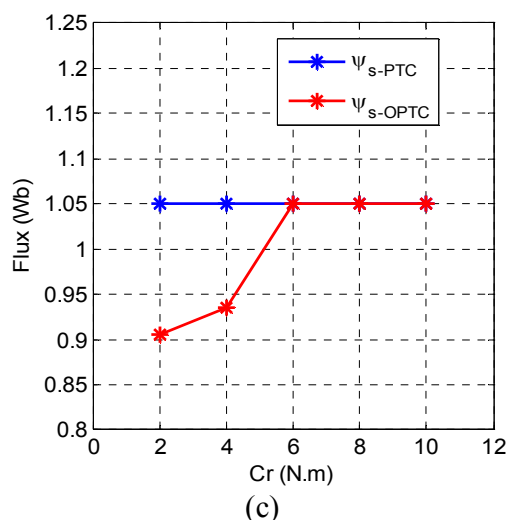


Fig. IV.5 Test d'optimisation énergétique

A partir de l'analyse des figures obtenues, on peut voir que la vitesse et le couple estimé suivent parfaitement leurs références avec une bonne dynamique et une bonne robustesse, ceci est confirmé par le rejet rapide de la perturbation lors de l'application de la charge pour les deux méthodes PTC et OPTC.

Pour la trajectoire du flux et son évolution en fonction du temps, il est bien clair que, dans le cas de la commande PTC classique, le moteur fonctionne sous un flux de référence statorique constant (1.05Wb) visible sur la forme circulaire de sa trajectoire et ceci indépendamment de la vitesse et du couple de charge. Cependant, l'optimisation de la commande prédictive de couple OPTC est fortement liée aux grandeurs de référence de couple de charge et de vitesse, en particulier lorsque le moteur est légèrement chargé car le flux statorique de référence est généré via l'algorithme LMC. La trajectoire du flux statorique, est de forme circulaire mais de rayon variant, selon les conditions de fonctionnement.

Les pertes totales et le rendement du moteur pour plusieurs points de fonctionnement montrent que l'OPTC présente un minimum des pertes et par conséquent un maximum de rendement surtout pour les faibles couple de charges par rapport à la PTC classique.

Ces résultats peuvent être résumés dans le tableau suivant:

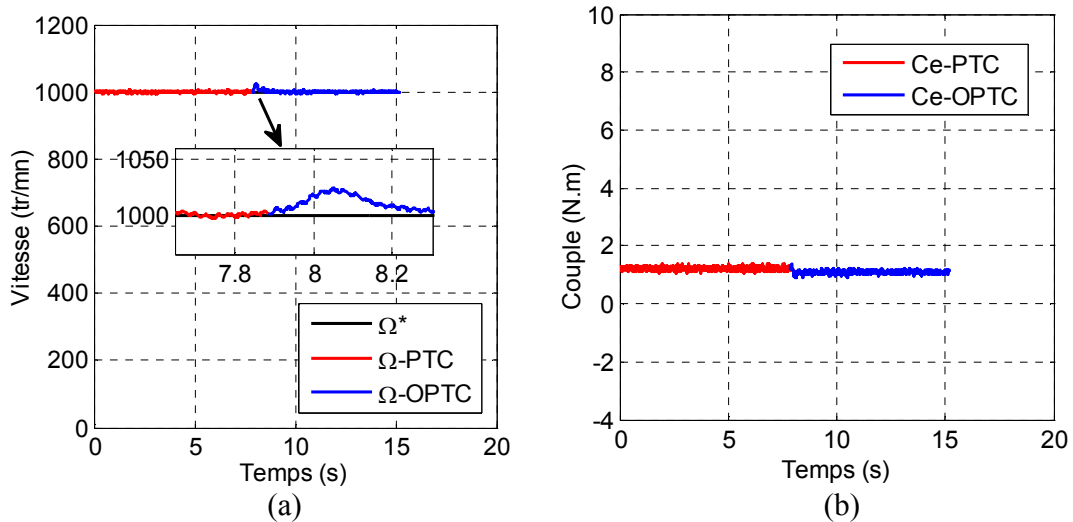
Tableau. IV.1. Résumé des résultats de simulation sans et avec optimisation

PTC				OPTC			
$C_r$ (N.m)	$\psi_s$ (Wb)	Pertes (W)	$\eta$ (%)	$C_r$ (N.m)	$\psi_s$ (Wb)	Pertes (W)	$\eta$ (%)
2	1.05	217.6	57	2	0.9061	169	72.5
4	1.05	254	70.12	4	0.9354	210.1	77.34
6	1.05	314.6	73.97	6	1.05	296.5	77.69
8	1.05	400	74.91	8	1.05	399.5	74.99
10	1.05	509	74.56	10	1.05	508.9	74.56

#### IV.4 Résultats Expérimentaux des commandes PTC et OPTC

Pour la mise en œuvre en temps réel du contrôle prédictif du couple avec ses deux versions classiques et optimisées PTC et OPTC, un banc d'essai expérimental repose sur une carte DSPACE 1104 a été introduit. Les tests réalisés consistent à faire varier le couple de charge de 1N.m à 4N.m tout en maintenant une vitesse égale à 1000 tr / min.

Tous les résultats expérimentaux sont enregistrés dans un fichier (.mat) puis tracés par le logiciel Matlab-Simulink. Pour l'application de la charge, elle est introduite manuellement par une unité de commande contrôlable.



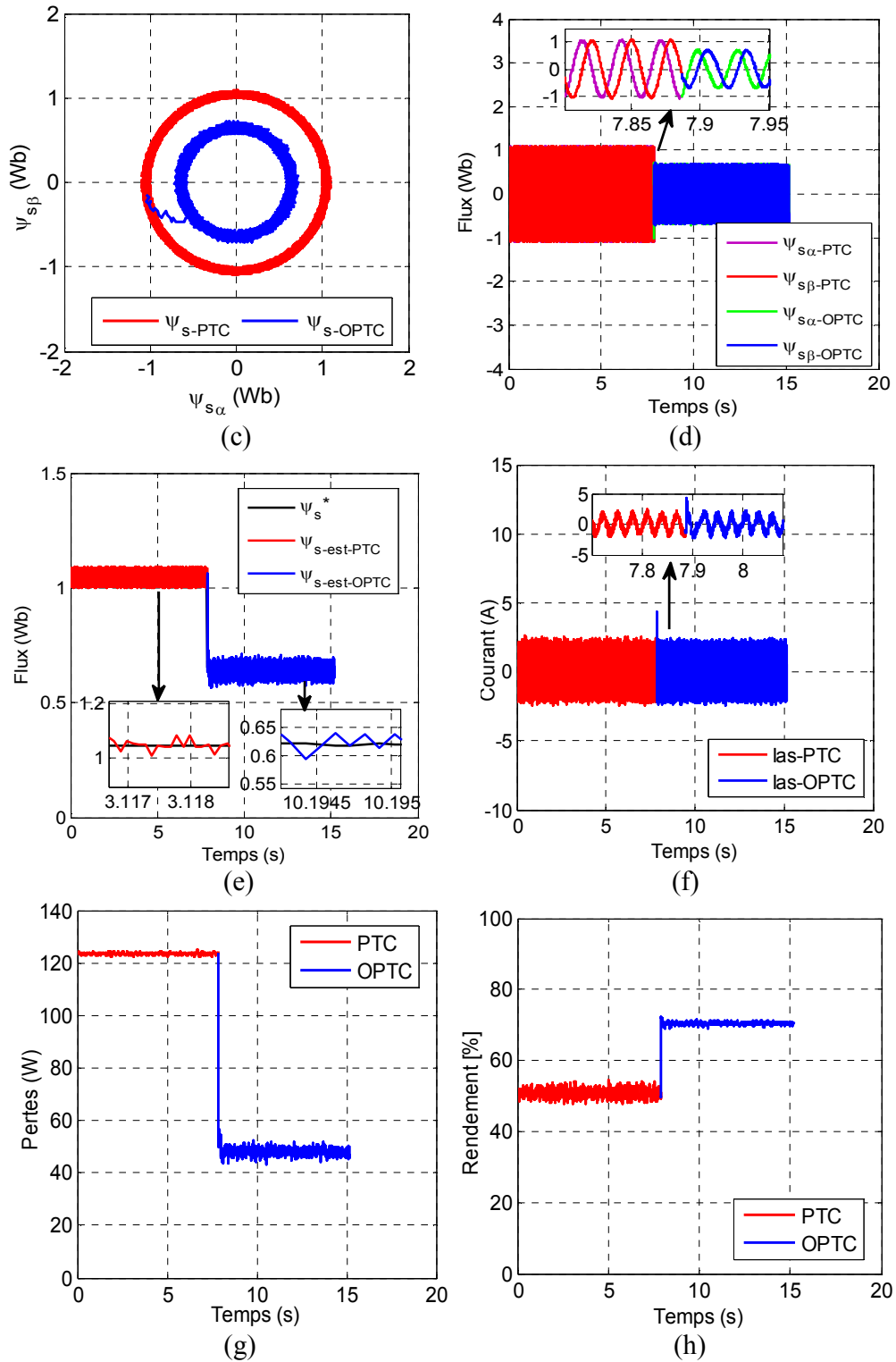


Fig. IV.6. Commande PTC/OPTC pour  $C_r=1N.m$

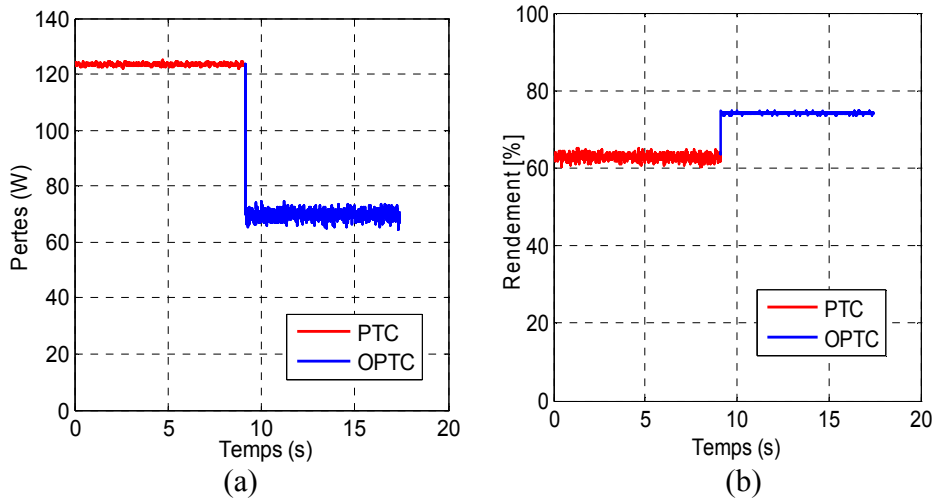


Fig. IV.7. Commande PTC/OPTC pour  $Cr=2N.m$

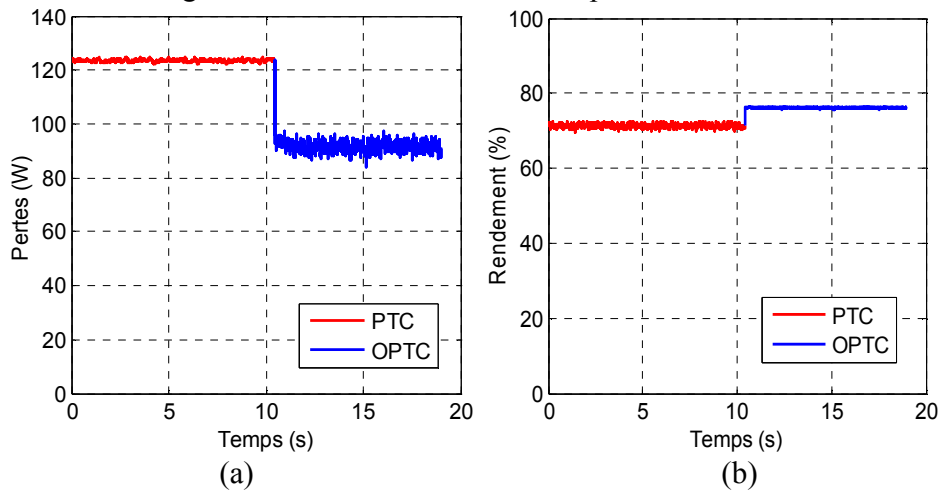


Fig. IV.8. Commande PTC/OPTC pour  $Cr=3N.m$

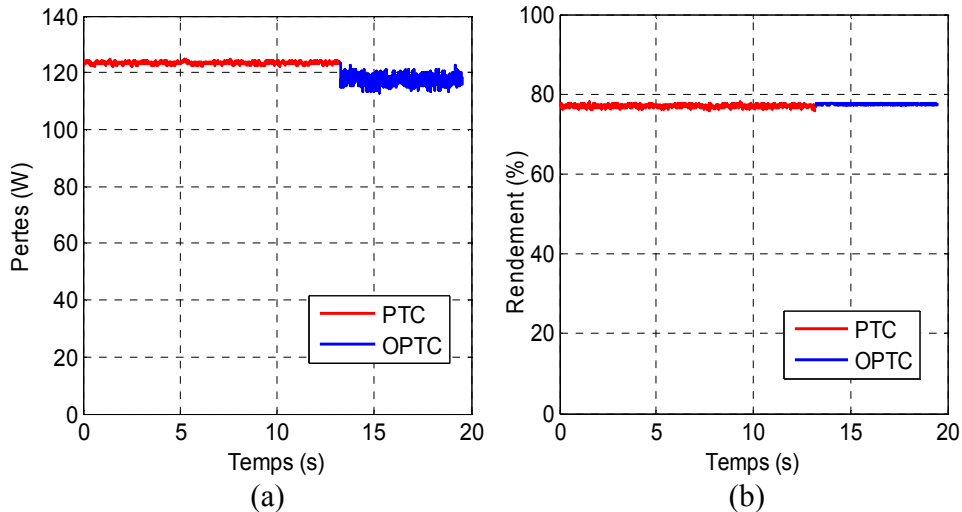


Fig. IV.9. Commande PTC/OPTC pour  $Cr=4N.m$

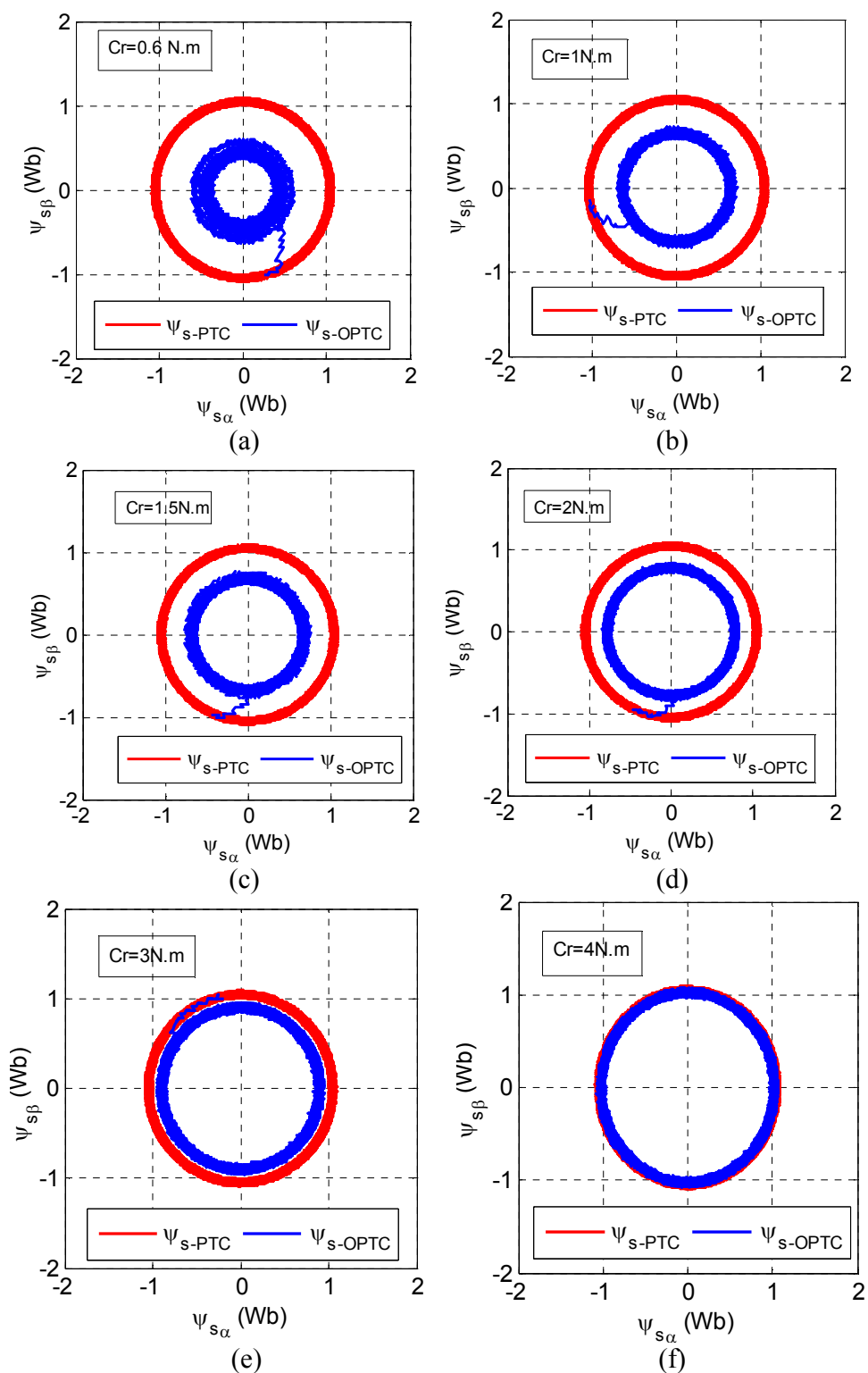


Fig. IV.10. Trajectoire de flux en fonction du couple de charge

Pour plusieurs points de fonctionnement, un test de basculement est effectué entre les algorithmes PTC et OPTC afin de voir l'effet d'optimisation. A partir des courbes issues de l'expérimentation, on peut dire que:

- Dans la Fig. IV.6, la MAS est exposée à un couple de charge de 1 Nm, la vitesse et le couple atteignent leurs références sans être affectés par le test de basculement.
- Lorsque le test de basculement est effectué, une réduction au niveau de flux statorique est très notable sur l'allure représentant la trajectoire circulaire et l'évolution temporelle du flux statorique. Ceci est justifié par l'algorithme d'optimisation qui dépend du point de fonctionnement.
- Pour les courbes interprétant le bilan énergétique, une minimisation significative des pertes totales du moteur est obtenue au moment de basculement, ce qui apporte une amélioration du rendement du moteur.
- Pour tous les autres tests ( $C_r=2Nm$ ,  $C_r=3Nm$ ,  $C_r=4Nm$ ), les commandes PTC et OPTC offrent une bonne réponse dynamique pour la vitesse, le couple électromagnétique et le courant statorique, tous ces signaux sont indépendants de la variation de charge, donc l'optimisation n'a aucun effet sur eux, seulement les courbes interprétant le bilan énergétique.
- L'effet d'optimisation montre son efficacité pour les faibles valeurs du couple de charge appliquée à la MAS ne dépassant pas 4 Nm dans notre cas.
- Pour le test de la variation de trajectoire du flux statorique en fonction de variation de la charge (de 0,6Nm à 4Nm) et pour les deux méthodes PTC et OPTC, les résultats montrent que, dans la PTC classique, le moteur fonctionne sous un flux de référence statorique constant de 1,05Wb (conditions nominales) qui est confirmé par une trajectoire circulaire de rayon constant indépendant du couple de charge, cependant, dans l'OPTC proposé qui est basé sur la LMC, le flux statorique de référence est variable et dépend de la valeur du couple de charge. Les formes des cercles obtenues montrent clairement que dans le cas d'OPTC, le cercle change de rayon à chaque fois que la valeur de couple de charge varie sous l'effet de l'algorithme d'optimisation, en particulier lorsque le moteur est faiblement chargé. Pour les valeurs importantes du couple de charge, les flux statoriques obtenus par les deux méthodes PTC et OPTC sont identiques (1,05 Wb), donc le rayon circulaire des deux méthodes PTC et OPTC est fixe.

En conclusion, l'algorithme proposé basé sur le calcul du flux statorique requis correspondant aux pertes minimales pour une condition de charge donnée, en optimisant le flux du stator, les pertes totales de cuivre et de fer du moteur sont réduites par conséquent une amélioration du rendement spécialement aux faibles couples de charges.

Selon le tableau ci-dessous, qui résume l'ensemble des résultats des tests effectués pratiquement, l'algorithme d'optimisation n'est très efficace que pour des charges faibles ne dépassant pas 4Nm.

Tableau. IV.2.Résumé de l'optimisation pour les résultats expérimentaux

<b>PTC</b>				<b>OPTC</b>			
$C_r$ (N.m)	$\psi_s$ (Wb)	Pertes (W)	$\eta$ (%)	$C_r$ (N.m)	$\psi_s$ (Wb)	Pertes (W)	$\eta$ (%)
1	1.05	125	40	1	0.5	40	68
2	1.05	123	50	2	0.7	70	70
3	1.05	122	60	3	0.9	100	70
4	1.05	122	68	4	1	115	70

Selon le tableau, résumant les résultats des tests pratiques, lorsque la vitesse est maintenue constante égale à 1000 tr / min, le couple de charge varie de 10% à 40% du couple nominal. Il est clairement que le bloc d'algorithme de minimisation des pertes permet une réduction au niveau de flux dans la méthode OPTC par rapport au PTC classique surtout pour les faibles valeurs des charges, cette réduction du flux implique une réduction des pertes totales (jusqu'à 85W pour  $C_r=1$ N.m) et par conséquent maximisation de rendement de la MAS. Dans la technique classique PTC, le flux statorique est maintenu à sa valeur nominale, cependant en OPTC le flux statorique est en fonction de la charge.

### **IV.5 Optimisation de la commande prédictive par élimination des facteurs de pondérations**

Comme mentionné précédemment, la technique de commande FS-MPC nécessite une étape d'optimisation pour la minimisation de la fonction coût. Cette fonction coût peut être constituée de composants homogènes et elle peut inclure des variables de nature différente comme dans le cas de la commande PTC. Cette dernière méthode est basée sur la minimisation du fonction coût qui comprend des erreurs du couple et du flux, dans certains cas la PTC est capable de contrôler l'importance relative de chaque composant, donc des facteurs de pondération doivent être attribués à chacun d'eux afin de garantir une optimisation équitable. **[CHR 13] [VIS 16]**

La définition des facteurs de pondération n'est pas une tâche facile, surtout si les composantes des fonctions coût ont des importances relatives identiques. [ROJ 12] [Xia 19]. De plus, il s'avère que les valeurs de ces facteurs de pondération dépendent du point de fonctionnement, donc l'application d'algorithme du choix de ces facteurs comme une étape de la commande PTC présente un grand problème qui a poussé les chercheurs de proposer de nouvelles méthodes permettent leurs calcul ou bien l'élimination total de ces facteurs. Dans ce chapitre la méthode d'élimination des facteurs de pondération est présentée selon deux techniques (FPTC et PTC-DCF).

### IV.5.1 Technique FPTC d'élimination des facteurs de pondération

Cette méthode a été présentée récemment, elle vise à éliminer les facteurs de pondération du flux. Son idée est basée sur l'utilisation de la variation instantanée d'équations dynamiques pour relier la référence de couple au flux de référence statique, cette commande est dite en abrégé (FPTC). [ROJ 12]

#### IV.5.1.2 Principe de la technique FPTC

Basant sur l'équation du couple électromagnétique suivante :

$$C_e^{ref} = \frac{3}{2} p \lambda M (\psi_r \times \psi_s^{ref}) \quad (IV.27)$$

Et le flux de référence :

$$\psi_s^{ref} = \|\psi_s^{ref}\| \cdot \exp(j \angle \psi_s^{ref}) \quad (IV.28)$$

Avec ;

$$\angle \psi_s^{ref} = \angle \psi_r + \arcsin\left(\frac{C_e^{ref}}{\frac{3}{2} p \lambda M \|\psi_r\| \|\psi_s^{ref}\|}\right) \quad (IV.29)$$

Avec :

$$\lambda = \frac{1}{L_s L_r - M^2}$$

La nouvelle fonction coût représente la différence entre le vecteur de flux de référence qui est en fonction de couple de référence donné en (IV.28) et le flux prédit qui est défini comme suit :

$$\psi_s^p(k+2) = \hat{\psi}_s(k+1) + T_s v_s(k+1) - T_s R_s i_s(k+1) \quad (IV.30)$$

La fonction coût présentée par l'équation suivante :

$$F(V_s^{k+1}) = \left| \psi_s^{ref} - \psi_s^p(k+2) \right| \quad (IV.31)$$

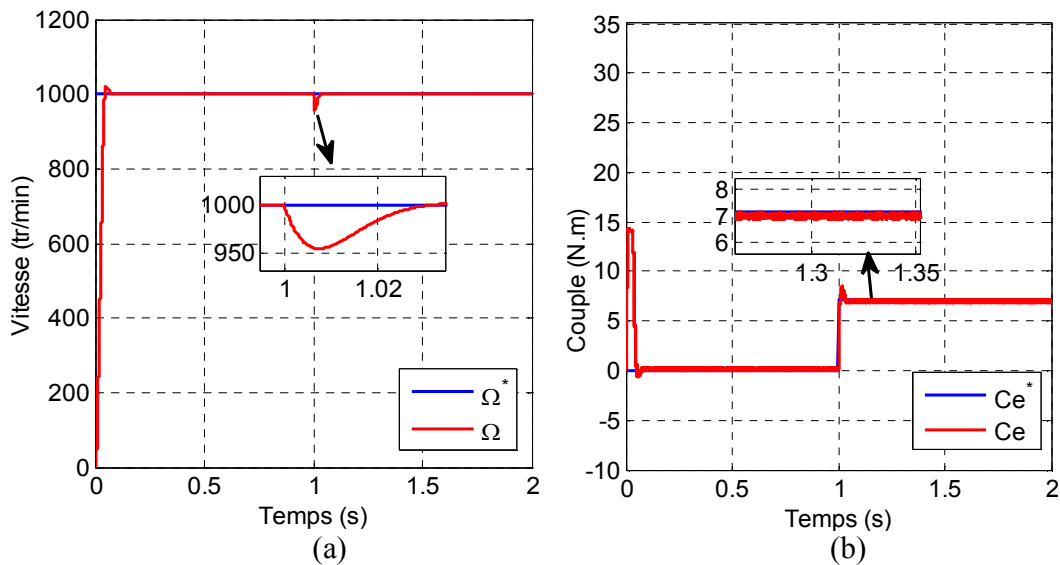
Cette méthode élimine la composante d'erreur du couple, et aussi l'utilisation des facteurs de poids. [MAM 17]

La dernière étape de la FPTC consiste à sélectionner le vecteur de tension qui minimise la fonction coût comme suit :

$$V_{sopt} = \arg \min_{[V_0, \dots, V_7]} F(V_s^{k+1}) \quad (IV.32)$$

### IV.5.1.3 Résultats de simulation de la commande FPTC appliquée à la MAS

Pour vérifier l'efficacité de la commande FPTC, une simulation dans l'environnement MATLAB / Simulink est effectuée. Les paramètres de la machine et du contrôleur sont donnés en annexe. Les résultats sont obtenus pour une vitesse de (1000 tr/min), et un couple de charge ( $C_r=7$  N.m) appliqué à l'instant ( $t=1$ s).



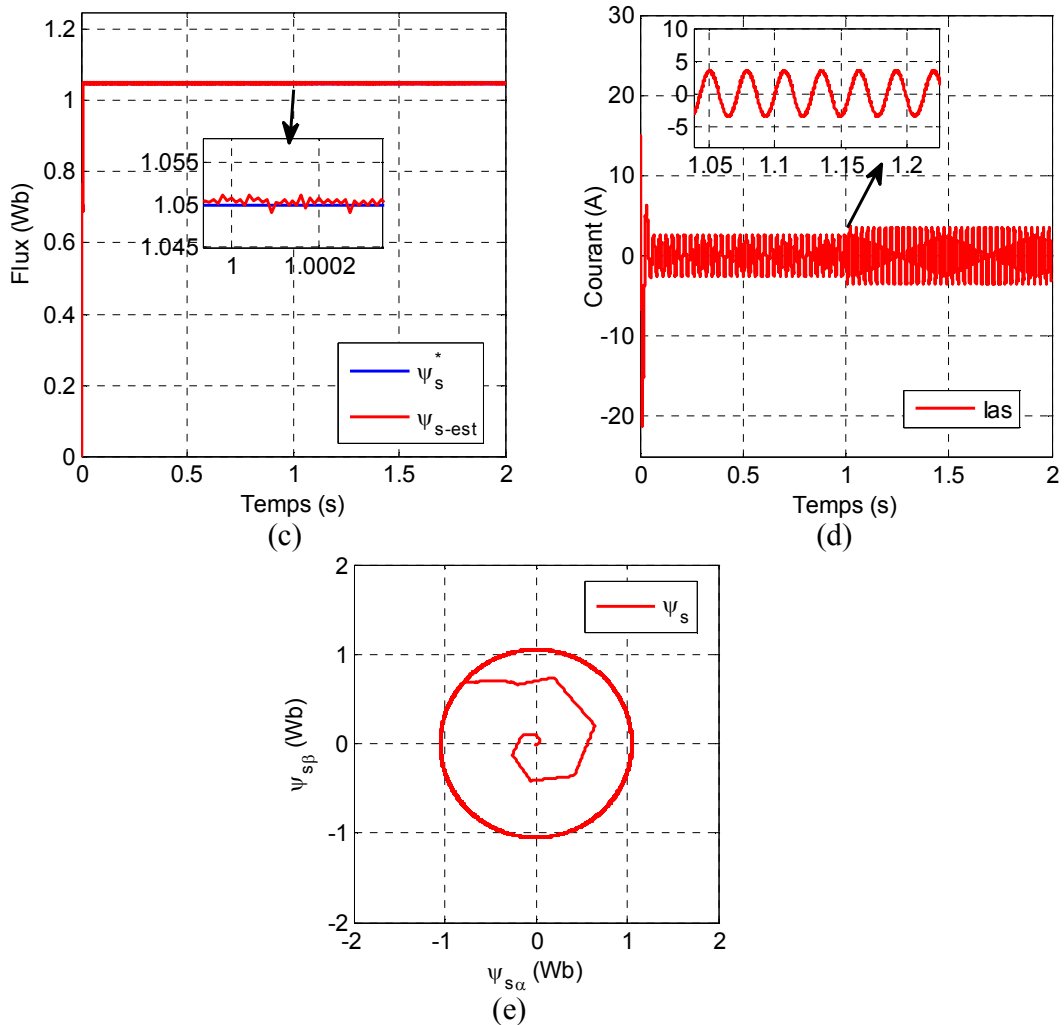


Fig. IV.11 Résultats de simulation de la commande FPTC appliquée à la MAS

D'après les résultats de simulation obtenus, on peut faire les interprétations suivantes:

- La vitesse suit sa référence parfaitement, ce qui montre que la commande FPTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage.
- Nous observons que le couple estimé suit parfaitement la valeur de consigne. Il atteint une valeur maximale, puis il s'annule pendant une durée très courte du régime transitoire, enfin il se stabilise à la valeur de couple résistant (charge) à l'instant ( $t=1s$ ).
- la présentation du flux dans le plan complexe montre que le flux fait un cercle de rayon fixe de 1.05 Wb.
- Le courant statorique possède une allure sinusoïdale avec moins d'oscillations

- On peut conclure que la nouvelle technique FPTC a de bonnes performances dynamiques, aussi elle offre l'avantage d'avoir une forme plus simple de la fonction coût en raison d'élimination du facteur de pondération du flux et par conséquent remédier au problème de leurs choix et minimiser le calcul.

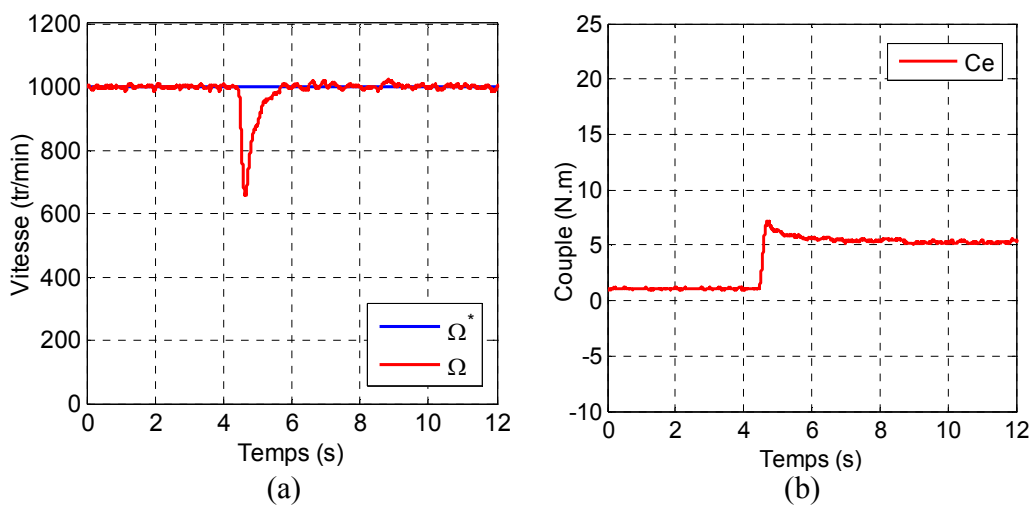
#### IV.5.1.4 Résultats expérimentaux de la commande FPTC appliquée à la MAS

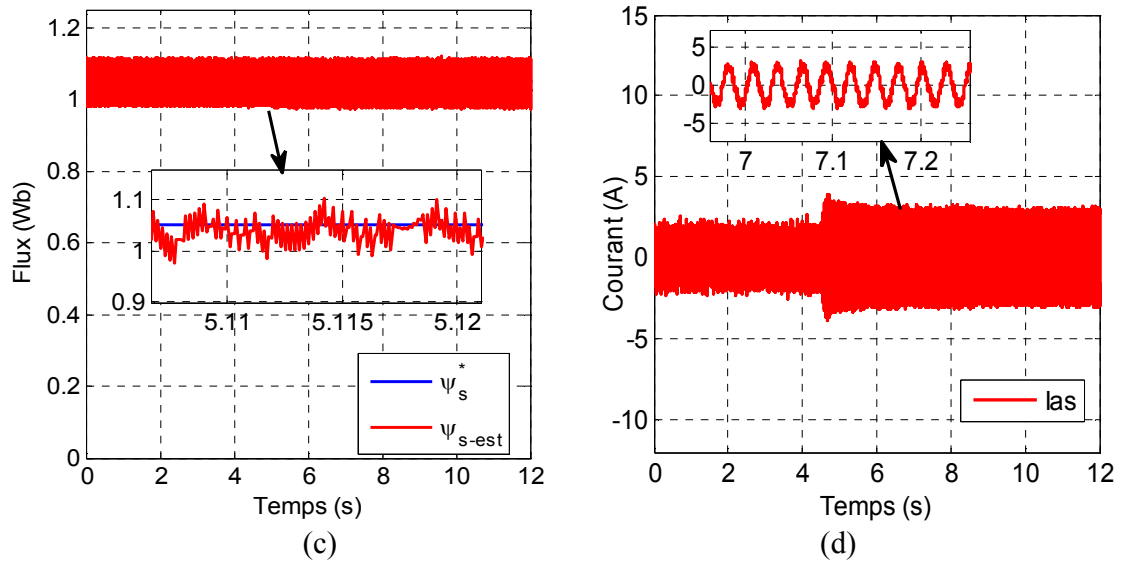
Sur notre banc d'essai, la commande FPTC est validée expérimentalement à l'aide de la carte dSPACE DS1104 gérée avec les logiciels Control Desk et MATLAB-Simulink.

Tous les résultats expérimentaux sont récupérés sous forme d'un fichier (.mat) puis tracés par le logiciel Matlab-Simulink. Pour l'application de la charge, elle est introduite manuellement par une unité de commande contrôlable.

L'analyse des courbes issues de l'expérimentation, nous a permis de commenter les résultats comme suit:

- Les figures de la vitesse rotorique (1000 tr/min) et du couple électromagnétique ou un couple de charge (5N.m) est appliquée à l'instant ( $t=4.5s$ ), montrent que la commande FPTC présente une réponse de vitesse qui converge rapidement vers sa référence sans dépassement mais avec un rejet de perturbation important dû à l'application manuelle de la charge. Aussi il est à noter que les ondulations au niveau du couple, flux et courant sont assez réduites.
- Par cette méthode (FPTC) on obtient de bonnes performances avec un algorithme de structure plus simple et plus accessible grâce à l'élimination des facteurs de poids.





. Fig. IV.12 Résultats expérimentaux de la commande FPTC appliquée à la MAS

### IV.5.2 Technique PTC-DCF d'élimination des facteurs de pondération

La deuxième méthode d'optimisation est basée sur l'élimination des facteurs de pondération appelée PTC-DCF (prédictive torque control with dynamique cost function). [GUO 18]

Dans cette méthode PTC-DCF, les erreurs de contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique sont transformées en des valeurs dynamiques par unité, qui ont le même ordre. La fonction coût dynamique (DCF) est basée sur ces deux valeurs dynamiques par unité obtenues. Ainsi, la commande PTC avec élimination des facteurs de pondération est établie.

Donc, après l'estimation et la prédiction des grandeurs contrôlées qui sont citées précédemment (flux statorique et couple électromagnétique), on obtient les deux fonctions coût suivantes :

$$F_1 = (C_e^* - C_e^p(k+2))^2 \quad (IV.32)$$

$$F_2 = (\psi_s^* - \psi_s^p(k+2))^2 \quad (IV.33)$$

Avec :

$C_e^*$  Couple de référence obtenu à la sortie de régulateur de vitesse (PI).

$\psi_s^*$  Flux de référence maintenue à sa valeur nominale.

$C_e^p(k+2)$  et  $\psi_s^p(k+2)$  : Sont les grandeurs prédites du couple et du flux respectivement et qui sont présentées comme suit :

$$\psi_s^p(k+2) = \Psi_s(k+1) + T_s v_s(k+1) - T_s R_s i_s(k+1) \quad (\text{IV.34})$$

$$C_e^p(k+2) = \frac{3}{2} p \operatorname{Im}\{\psi_s(k+2) * i_s(k+2)\} \quad (\text{IV.35})$$

Avec le courant prédit est donné comme suit :

$$i_s^p(k+2) = \left(\frac{T_s R_r}{\sigma L_s L_r} - j \frac{T_s \omega_r}{\sigma L_s}\right) \hat{\psi}_s(k+1) + \left(1 - \frac{T_s R_s}{\sigma L_s} - \frac{T_s R_r}{\sigma L_r} + j T_s \hat{\omega}\right) i_s(k+1) + \frac{T_s}{\sigma L_s} v_s(k+1) \quad (\text{IV.36})$$

La nouvelle fonction coût dynamique est présentée comme [GUO 18] :

$$F_{0i} = F_{1i} + F_{2i} \quad (\text{IV.37})$$

$$F_{1i} = \frac{f_{1i} - f_{1\min}}{f_{1\max} - f_{1\min}} \quad (\text{IV.38})$$

$$F_{2i} = \frac{f_{2i} - f_{2\min}}{f_{2\max} - f_{2\min}} \quad (\text{IV.39})$$

Avec :  $F_{1i}$  indique l'erreur du contrôle de couple.

$f_{1\max}$  et  $f_{1\min}$  sont les valeurs maximale et minimale de  $F_{1i}$  respectivement.

$F_{2i}$  indique l'erreur de contrôle de flux.

$f_{2\max}$  et  $f_{2\min}$  sont les valeurs maximale et minimale de  $F_{2i}$  respectivement.

Les erreurs du contrôle de couple et de flux sont transformées en des valeurs par unité dynamique. Il est facile de voir que la plage de variation de  $F_{1i}$  et  $F_{2i}$  est de 0 à 1, et pour minimiser l'erreur de contrôle de couple et de flux, il faut minimiser  $F_{1i}$  et  $F_{2i}$ .

La nouvelle fonction coût appelée fonction coût dynamique est proposée par (IV.37), de plus, comme  $F_{1i}$  et  $F_{2i}$  sont des grandeurs du même ordre, il n'est plus obligé d'utiliser les facteurs de pondérations ce qui présente un avantage principal pour cette technique (PTC-DCF).

IV.5.2.1 Résultats de simulation de la commande PTC-DCF

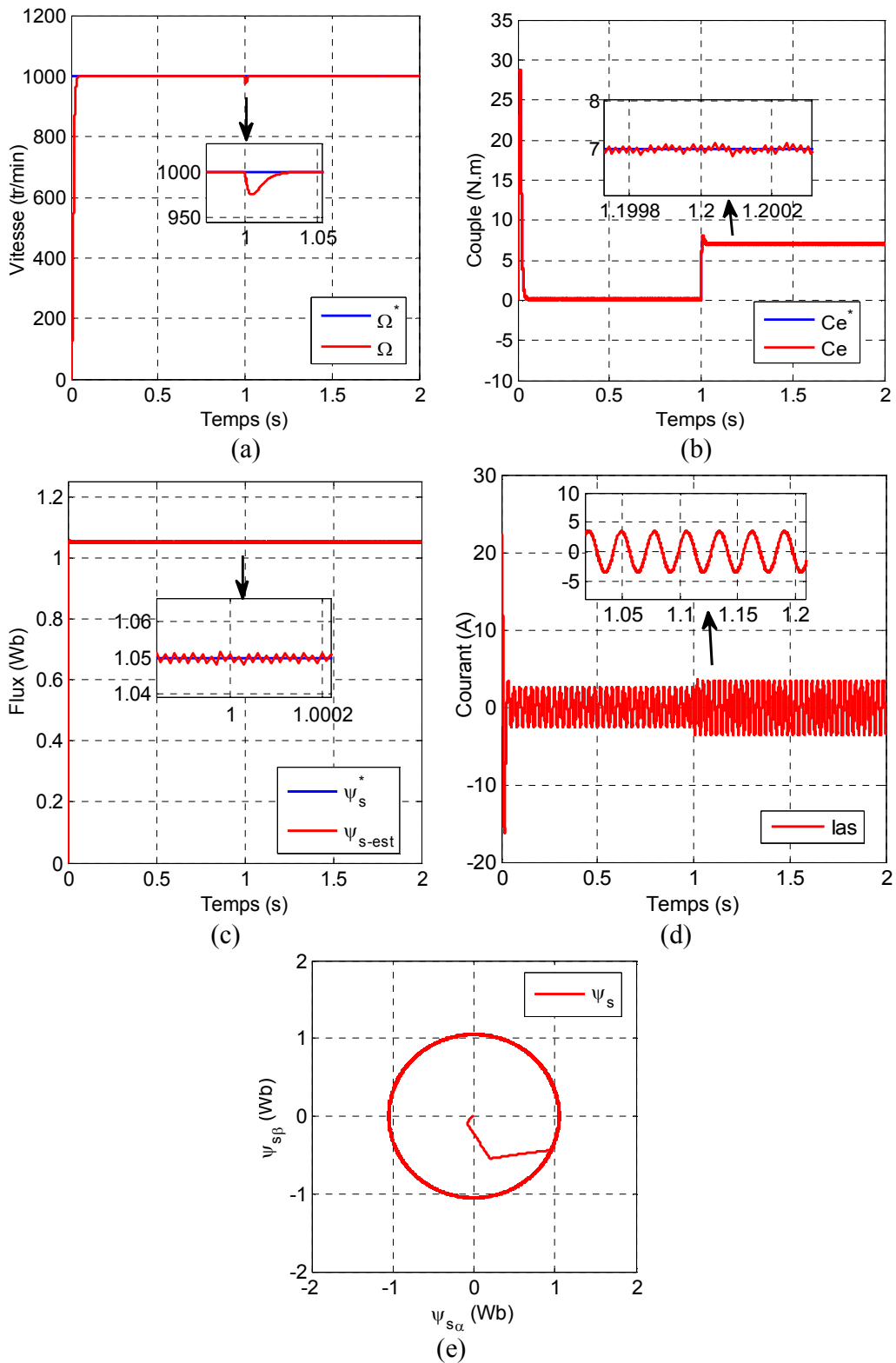


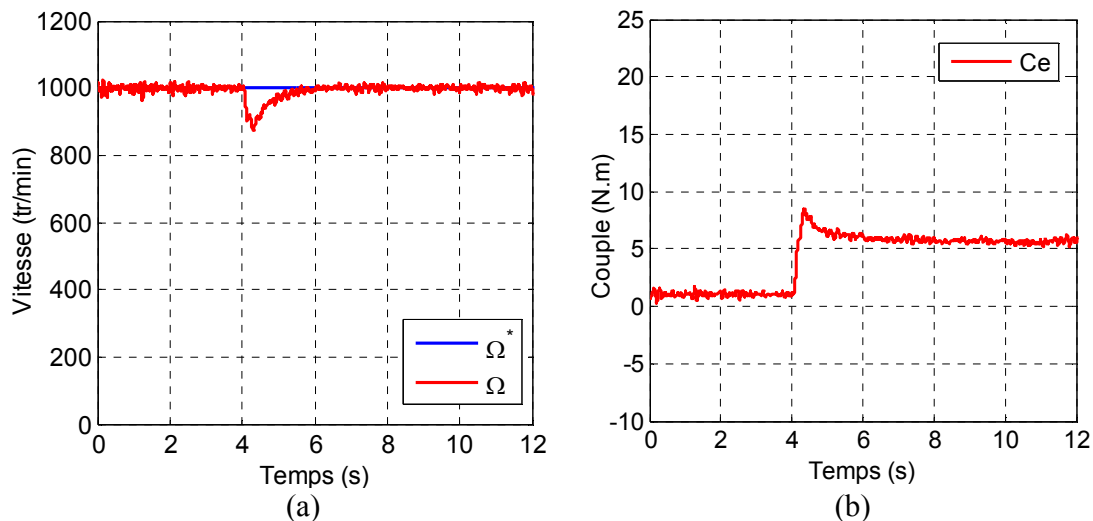
Fig. IV.13 Résultats de simulation de la commande PTC-DCF appliquée à la MAS

D'après les résultats de simulation obtenus, on peut faire les interprétations suivantes:

- Nous observons que la vitesse et le couple estimé présentent une réponse dynamique rapide. Le couple atteint une valeur maximale, puis il s'annule pendant une durée très courte du régime transitoire, enfin il se stabilise à la valeur de couple résistant (charge) à instant ( $t=1s$ ).
- Le courant statorique possède une allure sinusoïdale présentant moins d'oscillations
- En bref, la deuxième technique PTC-DCF a de bonnes performances dynamiques, aussi elle offre l'avantage d'avoir une structure plus simple de la fonction coût en raison d'élimination des facteurs de pondération du flux et du couple et par conséquent elle remédie au problème de choix des facteurs et allège le calcul.

### IV.5.2.3 Résultats expérimentaux de la commande PTC-DCF

Sur notre banc d'essai, la deuxième technique de commande PTC-DCF a été validée expérimentalement à l'aide de la carte dSPACE DS1104 avec les logiciels Control Desk et MATLAB-Simulink. Tous les résultats expérimentaux sont enregistrés dans un fichier (.mat) puis tracés par le logiciel Matlab-Simulink. Pour l'application de la charge, elle est introduite manuellement par une unité de commande contrôlable.



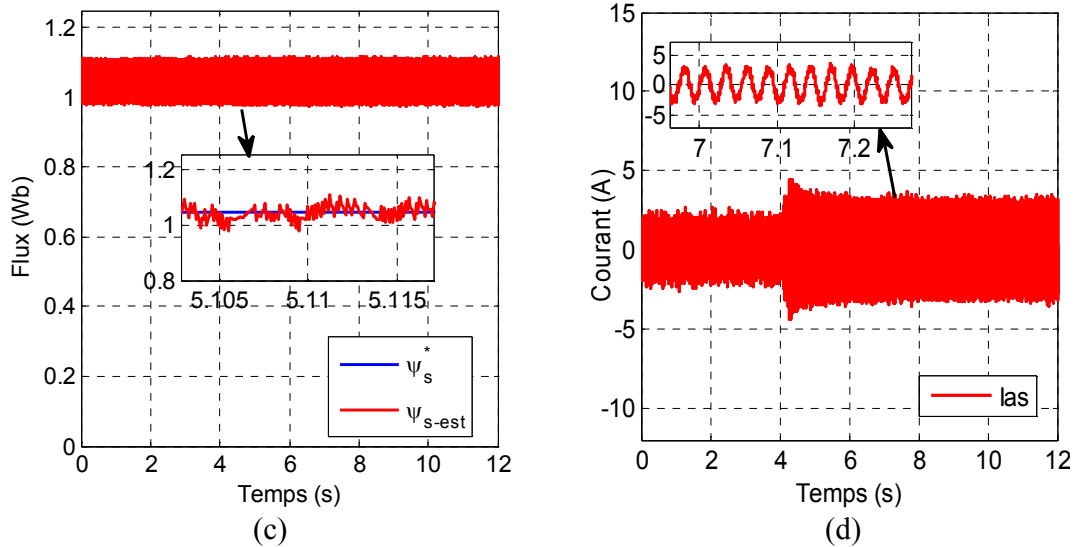


Fig. IV.14 Résultats expérimentaux de la commande PTC-DCF appliquée à la MAS

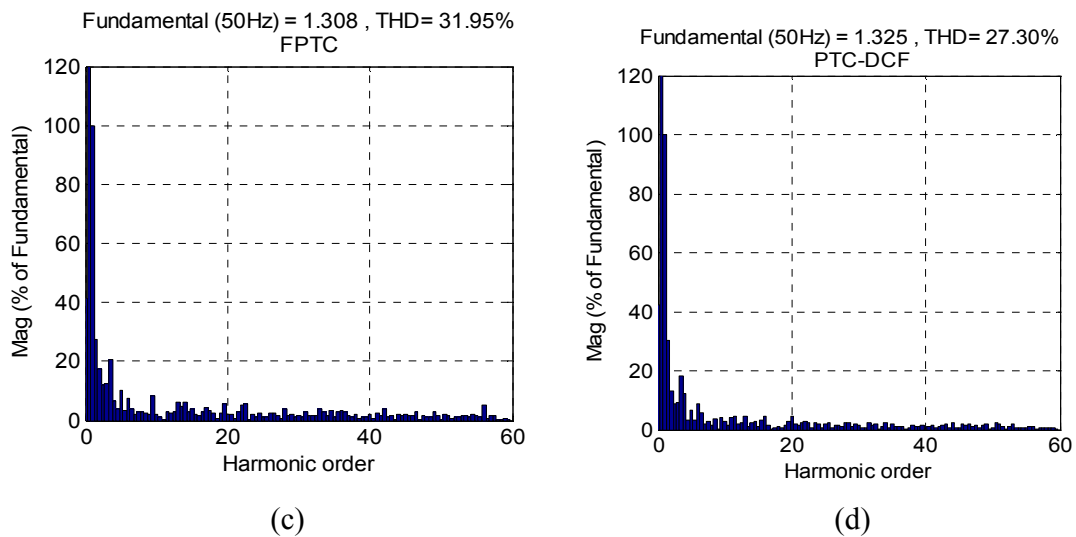


Fig. IV.15 THD de courant mesuré expérimentalement par les 02 techniques FPTC et PTC-DCF

L'analyse des courbes issues de l'expérimentation, nous a permis de commenter les résultats comme suit:

- La commande PTC-DCF présente une réponse de vitesse qui converge rapidement vers sa référence sans dépassement.
- les ondulations au niveau du couple, flux et courant sont réduites par rapport au celles obtenues par la première méthode (FPTC) , cela est confirmé par les valeurs de THD du courant mesuré par les deux méthodes (FPTC et PTC-DCF)

- Aussi par cette méthode (PTC-DCF), on obtiendra de bonnes performances avec un algorithme de structure plus simple et plus précise grâce à l'élimination des facteurs de poids.

## IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, l'optimisation de la commande prédictive du couple a été présentée. L'optimisation a été faite selon deux aspects : énergétique par l'utilisation de la commande OPTC basée sur la technique LMC et du côté commande par l'utilisation des techniques FPTC et PTC-DCF, basées sur le principe de la commande prédictive du couple avec élimination des facteurs de pondération.

Les trois méthodes ont été étudiées et validées par simulation et expérimentalement. L'algorithme OPTC proposé basé sur le calcul de flux statorique requis correspondant aux pertes minimales pour une condition de charge donnée. Lorsque le flux du stator est optimisé, les pertes totales de cuivre et de fer du moteur sont réduites ce qui améliore le rendement et spécialement aux faibles couples de charge.

Les deux techniques d'optimisation FPTC et PTC-DCF ont montré leur efficacité et donné de bonnes performances avec un algorithme de structure plus simple et plus précis grâce à l'élimination des facteurs de poids.

La commande prédictive du couple basée sur un observateur en mode glissant et associée au convertisseur matriciel indirect avec minimisation de la puissance réactive fera l'objet du prochain chapitre.

## Bibliographies

[ANI 98] T. ANIBAL, D. ALMEIDA, F. FERREIRA. «Efficiency Testing of Electric Induction Motors», ISR, Dep. Electrotechnica, University of Coimbra, Polo II 3030Coimbre, Portugal, 1998.

[ABR 00] F. ABRAHAMSEN, «Energy Optimal Control of Induction Motor Drives», PHD, Thesis, Aalborg University. Denmark. ISBN 87-89179-26-9, Feb.2000.

[ABE 21] H. ABERKANE, D. SAKRI, D. RAHEM, « Hardware Implementation of Predictive Torque Control for an Induction Motor with Efficiency Optimization», European journal of Electrical Engineering, <https://doi.org/10.18280/ejee.230108>.2021.

[BAS 01] P. Bastiani, «Stratégies de Commande Minimisant les Pertes d'un Ensemble Convertisseur Machine Alternative: Application à la traction électriques », Thèse de Doctorat, Université de INSA de Lyon. 2001.

[CHR 13] A. CHRISTIAN, J. RODRIGUEZ, F. VILLARROEL, «Predictive Torque and Flux Control Without Weighting Factors», IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 60, NO. 2. 2013.

[BEN 14] A.BENZAIOUA, «Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée», Thèse de Doctorat, Université de QUÉBEC À CHICOUTIMI. 2014.

[DAV 12] S. ALIREZA, D. KHABURI, R. KENNEL, «An Improved FCS–MPC Algorithm for an Induction Motor With an Imposed Optimized Weighting Factor», IEEE Transactions on Power Electronics, VOL. 27, NO. 3. 2012.

[ELF 10] A. Elfadili, F. Giri. L. Dugard, «Régulation de Vitesse d'une Machine Asynchrone avec Optimisation de la Référence de Flux», Sixth International Francophone Conference of Automation, CIFA, Nancy, France. 2010.

[GUO 18] L. Guo, K. Zhang, N. Jin, « Dynamic Cost Function Based Predictive Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Without Using Weighting Factor»,978-1-5386-6054-6/18/\$31.00 ©2018 IEEE.2018.

[MEN 95] E. Mendes, A. Baba, A. Razek, « Losses Mminimization of a Field Oriented Controlled Induction Machine. Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives»,(Conf.Publ.No.412),Durham,UK,pp. 310-314. <http://doi.org/10.1049/cp:19950885>.1995.

- [MAM 17] M. MAMDOUH, A. ABIDO, Z. HAMOUZ, «Weighting Factor Selection Techniques for Predictive Torque Control of Induction Motor Drives: A Comparison Study», Arab J Sci Eng 43:433–445. 2017.
- [MAM 18] M. MAMDOUH, «Model Predictive Control of Induction Motor Drives», Thèse de Doctorat, Université de King FAHD, SAUDI ARABIA. 2018.
- [ROJ 12] C.A. Rojas, J. Rodriguez, F.Villaruel, J.R. Espinoza, C.A. Silva, M. Trincado, « Predictive Torque and Flux Control Without Weighting Factors», IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60(2): 681-690. <http://doi.org/10.1109/TIE.2012.2206344>.2012.
- [SAK 17] D. SAKRI, «Commande avec Optimisation d’Energie de la Machine Asynchrone : Théorie et Expérimentation», Thèse de Doctorat, Université de BATNA 2. 2017.
- [TAZ 14] F. Tazerart, N. Taïb, T. Rekioua, D. Rekioua, A. Tounzi, « Direct Torque Control Optimization with Loss Minimization of Induction Motor »,International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), Tunis, Tunisia, pp. 1-8. <http://doi.org/10.1109/CISTEM.2014.7077002> .2014.
- [TAZ 16] F. TAZRARET, «Etude, Commande et Optimisation des Pertes d’Energie d’une Machine à Induction Alimentée par un Convertisseur Matriciel», Thèse de Doctorat. Université de Bejaia. 2016.
- [VIS 16] M. VISHNU, S. SRINIVAS, K, ANIL, «Predictive Torque Control of Induction Motor Drive with Simplified Weighting Factor Selection», IEEE. 2016.
- [Xia 19] L. XIAOGANG, H. WENIN, J. WEN, Z. YONG, «Predictive Torque Control for PMSM Based on Weighting Factor Elimination and Fast Voltage Vector Selection», IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics.2019.
- [XIE 15] W. Xie, X.C. Wang, F.X. Wang, « Dynamic Loss Minimization of Finite Control Set-model Predictive Torque Control for Electric Drive System », IEEE Transactions on Power Electronics, 31(3): 849-860. <http://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2410427>.2015.



# **Chapitre V :**

Commande PTC de l'association

Convertisseur IMC-MAS

## V.1 Introduction

Le concept du convertisseur matriciel fut décrit pour la première fois en 1976 par les deux chercheurs Gyugi et Pelly, qui proposent la réalisation d'un convertisseur utilisant uniquement des interrupteurs bidirectionnels disposés selon une matrice d'interconnexion, le but de ce convertisseur est l'intersection d'un axe de puissance et d'un axe de commande. Son rôle est de régler le transit de puissance électrique de la source vers le récepteur. **[ROD 05]**

De nos jours, les systèmes de conversion AC/AC avec ou sans étage de liaison continue (DC) ont été largement utilisés dans l'industrie, dans le premier type des systèmes avec liaison de stockage, le composant de stockage d'énergie a une taille physique relativement grande et réduisent ainsi la durée de vie du système, pour le deuxième type des systèmes de conversion sans stockage intermédiaire de liaison DC, différentes topologies ont été signalées dans la littérature, qui sont classées en trois groupes principaux: les cycloconvertisseur utilisé pour les grandes variétés de puissance, le convertisseur matriciel directe (DMC) et le convertisseur matriciel indirect (IMC), tous les deux utilisés pour les faible variétés de puissance. **[ROD 10]**

Le convertisseur DMC est basé sur des interrupteurs bidirectionnels effectuant une conversion actuelle. Le plus gros inconvénient de cette technologie est la grande complexité du contrôle.

Le convertisseur IMC offre des performances élevée telles que, fonctionnement en quatre quadrants, facteur de puissance unitaire, forme d'onde sinusoïdale avec variation de fréquence et d'amplitude, une tension du bus continu contrôlable ce qui permet de réduire la taille du condensateur, cependant, la commande de ce convertisseurs est plus simple et moins complexe que le convertisseur DMC. **[LAM 13]**

Les convertisseurs matriciels ont une nature discrète, donc l'application de la commande prédictive est la plus impeccable par rapport aux autres types de commandes, le contrôle prédictif utilise le modèle du système pour prédire le comportement futur des variables dans un horizon temporel et sélectionne l'action optimale qui dépend de la minimisation d'une fonction coût. **[HAB 16]**

Ce chapitre présente les performances obtenues de l'association du convertisseur matriciel indirect basé sur un observateur en mode glissant avec la commande prédictive du couple appliquée à la machine asynchrone (MAS) en tenant compte de la minimisation de la puissance réactive.

La topologie du convertisseur matriciel indirect (IMC) appliqué à la MAS est illustrée par Fig. V.1

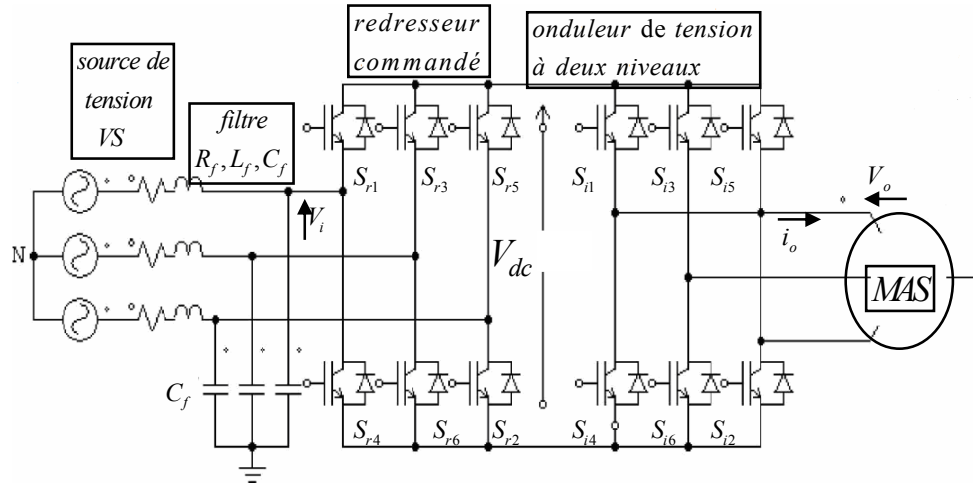


Fig. V.1 Convertisseur matriciel indirect (IMC) appliqué à la MAS

## V.2 Commande PTC de l'association convertisseur IMC-MAS

### V.2.1 Modèle du convertisseur matriciel indirect

Un convertisseur matriciel indirect (IMC) est un convertisseur à trois étages, un étage redresseur composé de six interrupteurs bidirectionnels, un étage de raccordement de type continu, connecté directement au troisième étage qui est un onduleur de tension composé aussi de six interrupteurs bidirectionnels. Le convertisseur IMC assure une conversion alternatif continu suivie d'une conversion continu alternatif (AC/DC/AC) , capable d'alimenter directement une charge en phase (m) provenant d'une source en phase (n). [ROD 10]

Les caractéristiques les plus pertinentes d'un IMC sont:

- Le circuit de puissance est compact.
- Il fournit des tensions et des courants à la charge avec une qualité élevée et sans restriction sur la fréquence.
- Il peut générer un courant d'entrée sinusoïdal et fonctionner avec un facteur de puissance unitaire.
- Il permet le transit de la puissance de la source vers la charge et dans le sens opposé, ce qui signifie qu'il convient parfaitement aux charges régénératives.
- Commutation plus simple et plus sûre.

La topologie du convertisseur IMC est illustrée par Fig. V.1. Elle se compose d'un redresseur associé d'un filtre (RLC) connecté à l'onduleur via un circuit intermédiaire avec élément de stockage d'énergie.

La tension de bus continu est en fonction des tensions d'entrées et des états des interrupteurs de redresseur, elle est donnée comme suit: **[ROD 11]**

$$V_{dc} = [S_{r1} - S_{r4} \quad S_{r3} - S_{r6} \quad S_{r5} - S_{r2}] V_i \quad (V.1)$$

Avec  $S_{r1} \dots S_{r6}$  sont les états des interrupteurs de l'étage de redresseur.

$V_i = [V_i^r V_i^s V_i^t]^t$ ,  $i_i = [i_i^r i_i^s i_i^t]^t$  vecteurs des tensions et des courant d'entrés.

Ou :

$$i_i = [S_{r1} - S_{r4} \quad S_{r3} - S_{r6} \quad S_{r5} - S_{r2}]^t i_{dc} \quad (V.2)$$

Le courant de bus continu est en fonction des courants de sortie et des états des interrupteurs d'onduleur comme suit:

$$i_{dc} = [S_{i1} \quad S_{i3} \quad S_{i5}]^t i_0 \quad (V.3)$$

Avec  $S_{i1} \dots S_{i6}$  sont les états des interrupteurs de l'étage d'onduleur.

$V_0 = [V_0^u V_0^v V_0^w]^t$ ,  $i_0 = [i_0^u i_0^v i_0^w]^t$  sont les tensions et les courants de sortie.

La tension de sortie est en fonction de la tension du bus continue et des états des interrupteurs d'onduleur donnés comme suit **[RUD 10]**:

$$V_0 = [S_{i1} - S_{i4} \quad S_{i3} - S_{i6} \quad S_{i5} - S_{i2}]^t V_{dc} \quad (V.4)$$

L'étage de redresseur ne peut produire qu'une tension positive de bus continu à chaque période d'échantillonnage, donc le nombre de commutations valides est 24 états. Il convient de noter que la topologie IMC comprend autant de commutateurs que le DMC, mais le IMC comporte un supplément degré de liberté qui atténue la complexité du séquence de commutation.

Le schéma de contrôle utilise un modèle discret du convertisseur IMC et aussi le modèle de la MAS pour prédire le comportement du couple et du flux et pour obtenir les meilleurs états de commutation du convertisseur tout en considérant les erreurs de couple et du flux par l'évaluation des 24 combinaisons possibles de la topologie, le minimum idéal de la fonction de coût est nulle et représente la régulation parfaite des grandeurs contrôlées.

## V.2.2 Modèle du filtre d'entrée

Le IMC est connecté à la source triphasée via un filtre d'entrée ( $L_f$ ,  $R_f$ ,  $C_f$ ). Ce filtre a deux objectifs principaux:

- Eviter la génération des surtensions produites par l'impédance de court-circuit de l'alimentation, en raison de la commutation rapide des courants.
- Assurer le filtrage des courants d'entrée à haute fréquence produits par les commutations et la charge de nature inductif.

Le modèle de filtre d'entrée, basé sur le circuit illustré par la Fig. V.1, peut être décrit par les équations en temps continu suivants:

$$V_{res}(t) = R_f i_{res}(t) + L_f \frac{di_{res}(t)}{dt} + V_i(t) \quad (V.5)$$

$$i_{res}(t) = i_i + C_f \frac{dV_i(t)}{dt} \quad (V.6)$$

Où  $L_f$  et  $R_f$  sont l'inductance et la résistance communes de la ligne et du filtre et  $C_f$  est la capacité du filtre.

Après discrétisation du modèle, le courant obtenu par le filtre est présenté comme suit :

$$i_{res}^p(k+1) = \left(1 - \frac{R_f T_e}{L_f}\right) i_{res}(k) + \frac{T_e}{L_f} (V_{res}(k) - V_i(k)) \quad (V.7)$$

## V.2.3 Estimation des grandeurs statorique

### V.2.3.1 Observateur du flux statorique par mode glissant

L'objectif de l'observateur par mode glissant ((sliding mode observer : SMO) consiste à construire les composants du flux statorique pour l'estimation de la vitesse et du couple. Nous utilisons le modèle d'état du moteur asynchrone où le flux et le courant statorique sont pris comme des variables d'état. Alors, on obtient [AMM 16]:

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} &= R_s \bar{i}_s - j\omega_r \bar{\psi}_s + \bar{V}_s \\ \frac{d\bar{i}_s}{dt} &= -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s}\right) \bar{i}_s + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_r\right) \bar{\psi}_s + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_s \end{aligned} \quad (V.8)$$

$$\text{Avec : } T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Le modèle d'état contient des Fem  $\omega_r \psi_s$ . Dans cet observateur, tous les termes en fonction de la vitesse du rotor sont considérés comme des perturbations.

Donc l'observateur peut être exprimé comme:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_s}{dt} &= R_s i_s + V_s - K \text{sign}(S) \\ \frac{d\hat{i}_s}{dt} &= -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) i_s + \frac{1}{\sigma L_s} V_s + \frac{1}{\sigma L_s T_r} \psi_s - \frac{1}{\sigma L_s} K \text{sign}(S) \end{aligned} \quad (\text{V.9})$$

K : est le gain de l'observateur.

S : est la surface du glissement d'erreur de courant.

Le contrôleur PI est proposé pour imposer la convergence d'erreur souhaitée.

$$S = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\hat{i}_s - i_s) \quad (\text{V.10})$$

Le gain d'observateur doit être suffisamment grand sous les conditions de l'analyse de la stabilité de Lyapunov :

$$V = \frac{1}{2} e^T e \quad (\text{V.11})$$

Pour la sélection du gain (K), en utilisant la fonction de Lyapunov définie précédemment et en se basant sur les modèles de la MAS et l'observateur SMO présenté en (V.5), (V.6), on peut trouver que :

$$S = 0, \quad \dot{S} = 0 \quad (\text{V.12})$$

K est défini comme :

$$K > \max \left( \left\| \frac{e_{\psi_{s\alpha}}}{T_r} - \omega_r \psi_{s\beta} \right\|, \left\| \frac{e_{\psi_{s\beta}}}{T_r} - \omega_r \psi_{s\alpha} \right\| \right) \quad (\text{V.13})$$

Avec :  $e_{\psi_{s\alpha\beta}}$  erreur du flux.

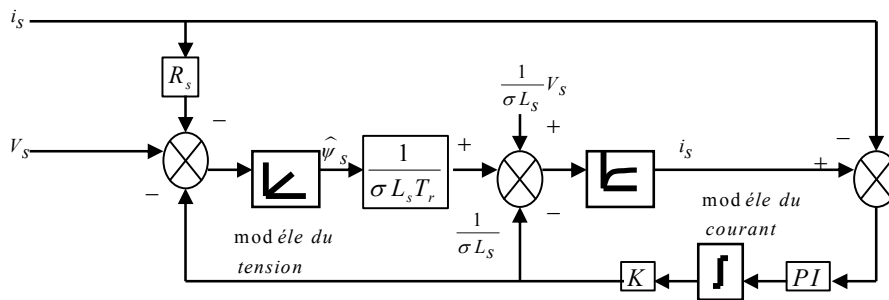


Fig. V.2 Observateur du flux par mode glissant

### V.2.3.2 Estimation du flux rotorique

Dans un observateur ou estimateur de flux statorique, le flux rotorique peut être estimé à partir du flux statorique et du courant mesuré, comme suit [KRI 15]:

$$\psi_r = \frac{L_r \psi_s - L_s L_r \sigma i_s}{M} \quad (\text{V.14})$$

### V.2.3.3 Estimation de la vitesse rotorique

L'avantage de l'observateur par mode glissant (SMO) est qu'il n'a aucun rapport avec la vitesse rotorique, elle peut être estimée facilement comme suit [AMM 16]:

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_s - \hat{\omega}_{sl} \quad (\text{V.15})$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{\psi_r^2} \left( \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \hat{\psi}_{r\alpha} - \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} \hat{\psi}_{r\beta} \right) - \frac{R_s \hat{C}_e}{p\psi_r^2} \quad (\text{V.16})$$

### V.2.3.4 Estimation du couple électromagnétique

L'estimation du couple électromagnétique est basée sur les composants du flux et du courant statorique [HON 09]

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p \text{Im}(\hat{\psi}_s \cdot i_s) \quad (\text{V.17})$$

### V.2.3.5 Estimation du couple résistant

L'estimation du couple résistant (de charge) est présentée par les équations suivantes [AMM 16]:

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{J} (C_e - C_r) - \frac{F}{J} \omega_r \quad (\text{V.18})$$

Le couple de charge peut être considéré comme une constante, si on suppose qu'il ne change qu'à certains instants, l'équation dynamique de la MAS est:

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_r &= -\frac{F}{J} \omega_r + \frac{K_t}{J} i_{s\beta} - \frac{1}{J} C_r \\ \dot{C}_r &= 0 \end{aligned} \quad (\text{V.19})$$

$K_t$ : Coefficient du couple

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_r &= -\frac{F}{J} \omega_r + \frac{K_t}{J} i_{s\beta} - \frac{1}{J} \hat{C}_r + \lambda_1 e_w + K_1 \text{sign}(e_w) \\ \dot{\hat{C}}_r &= -\lambda e_w - K_2 \text{sign}(e_w) \end{aligned} \quad (\text{V.20})$$

Avec :  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  sont des constantes positives. La surface de glissement est l'erreur d'estimation de la vitesse:  $S_\omega = e_\omega$ . Les erreurs d'estimation de vitesse et de couple résistant respectivement sont obtenues comme suit:

$$\begin{aligned} e_w &= (\omega_r - \widehat{\omega}_r) \\ e_{Cr} &= (C_r - \widehat{C}_r) \end{aligned} \quad (V.21)$$

## V.2.4 Prédiction des grandeurs statorique

En se basant sur l'étude de la commande PTC présentée dans le chapitre 3, les grandeurs prédites dans cette commande (PTC) sont montrées par les équations ci-dessous [CHR 13] [VIS 16]:

### V.2.4.1 Prédiction du courant, flux statorique et du couple électromagnétique

Les prédictions des grandeurs du courant, du flux et du couple électromagnétique sont données comme suit :

$$i_0^p(k+1) = \left( \frac{T_s R_r}{\sigma L_s L_r} - j \frac{T_s \omega_r}{\sigma L_s} \right) \widehat{\psi}_s(k) + \left( 1 - \frac{T_s R_s}{\sigma L_s} - \frac{T_s R_r}{\sigma L_r} + j T_s \widehat{\omega} \right) i_0(k) + \frac{T_s}{\sigma L_s} v_0(k) \quad (V.22)$$

$$\psi_s^p(k+1) = \widehat{\psi}_s(k) + T_s v_0(k) - T_s R_s i_0(k) \quad (V.23)$$

$$C_e^p(k+1) = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \{ \psi_s(k+1) * i_s(k+1) \} \quad (V.24)$$

### V.2.4.2 Définition de la fonction coût

La fonction coût comprend des valeurs absolues d'erreur de couple et d'erreur de flux. Par conséquent, la fonction coût peut être définie comme [ABE 21] :

$$F = |C_e^* - C_e^p(k+1)| + A |\psi_s^* - \psi_s^p(k+1)| \quad (V.25)$$

avec :  $A = \left| \frac{C_{enom}}{\Psi_{snom}} \right|$  : facteur de poids

### V.2.4.3 Fonction coût avec minimisation de la puissance réactive

Selon la théorie de la puissance réactive instantanée, la puissance réactive d'entrée peut être présentée comme suit [UDD 13]:

$$Q(k) = (V_{s\alpha}(k) i_{s\beta}(k) - V_{s\beta}(k) i_{s\alpha}(k)) \quad (V.26)$$

Pour prédire la puissance réactive, on a besoin de la prédiction du courant du réseau filtré qui est défini par l'équation [VIJ 15]:

$$i_{resf\alpha}^p(k+1) = \left(1 - \frac{R_f T_e}{L_f}\right) i_{res\alpha}(k) + \frac{T_e}{L_f} (V_{res\alpha}(k) - V_i(k)) \quad (V.27)$$

$$i_{resf\beta}^p(k+1) = \left(1 - \frac{R_f T_e}{L_f}\right) i_{res\beta}(k) + \frac{T_e}{L_f} (V_{res\beta}(k) - V_i(k)) \quad (V.28)$$

Donc, la puissance réactive prédite peut être définies par l'équation:

$$Q^p(k+1) = \left| V_{s\alpha}(k+1) i_{resf\beta}(k+1) - V_{s\beta}(k+1) i_{resf\alpha}(k+1) \right| \quad (V.29)$$

La nouvelle fonction coût inclut du couple électromagnétique, du flux statorique et de puissances réactives minimisées est donnée comme suit:

$$F = A \left| C_e^* - C_e^p(k+1) \right| + B \left| \psi_s^* - \psi_s^p(k+1) \right| + C \left| Q^* - Q^p(k+1) \right| \quad (V.30)$$

avec :  $A, B$  et  $C$  : des facteurs de pondération

$Q^*=0$  est la référence de la puissance réactive, elle est souvent imposée constante et nulle pour le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire.

La valeur de la fonction coût correspondant à chaque état de commutation combiné  $S(k+1)$  est calculée et comparée. Le vecteur qui minimise la fonction coût sera appliqué au redresseur à l'instant d'échantillonnage suivant.

### V.3 Résultats de simulations de l'association PTC-IMC appliquée à la MAS

Pour vérifier l'efficacité de la commande PTC basée sur l'observateur SMO associé au convertisseur IMC, une simulation dans l'environnement MATLAB/Simulink est effectuée.

Les paramètres de la machine et du contrôleur sont donnés en annexe. Les résultats sont donnés pour une vitesse de (1000 tr/min) et un couple de charge ( $C_r=7Nm$ ) appliqué à l'instant ( $t=1s$ ).

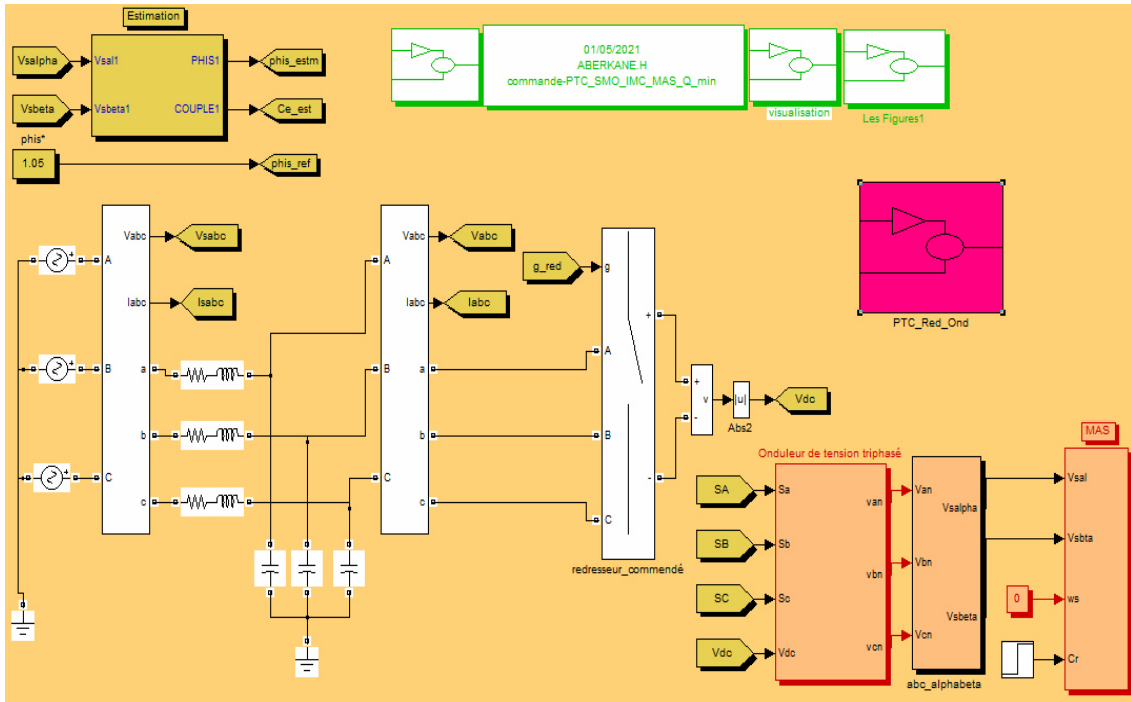
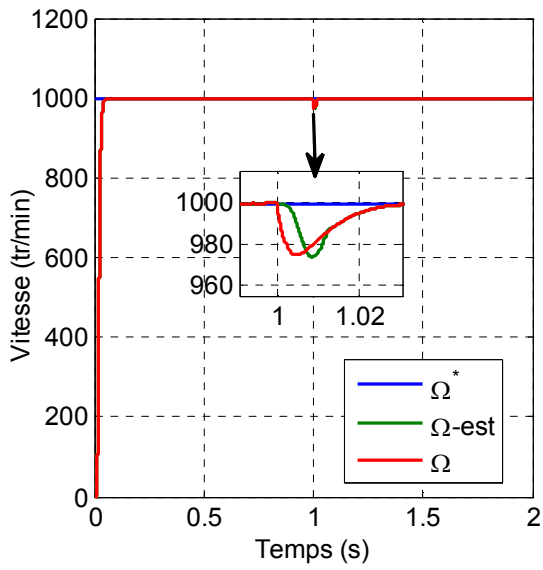
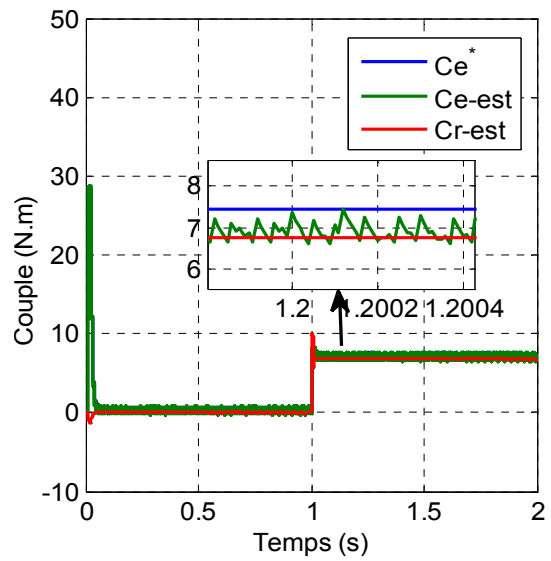


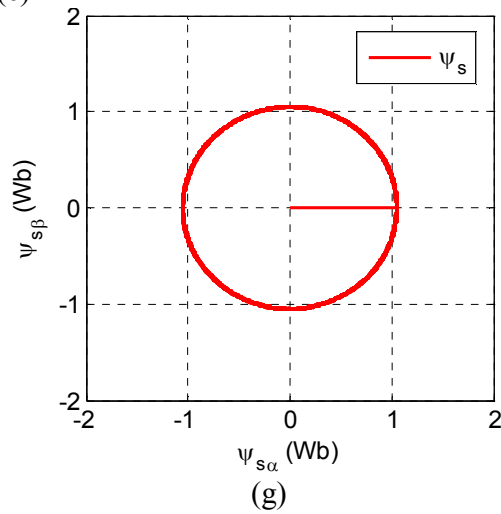
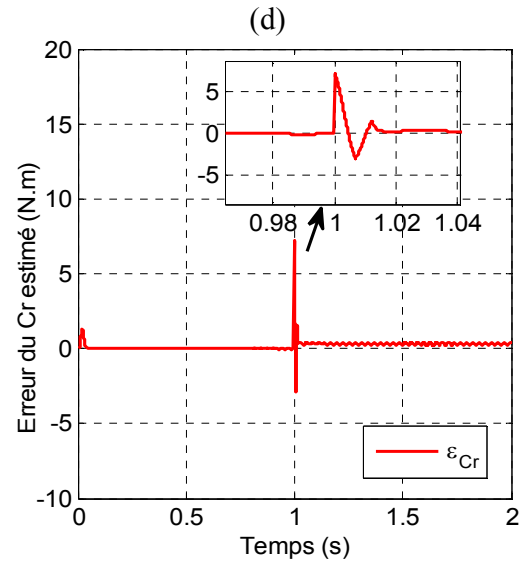
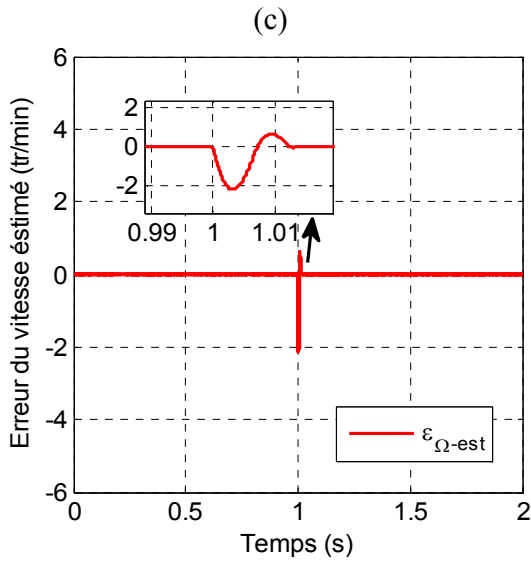
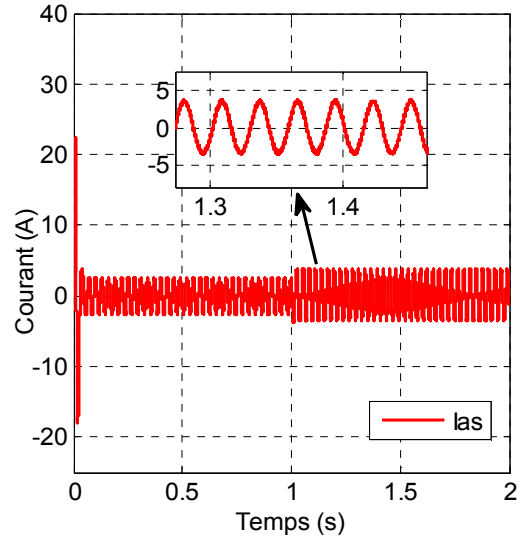
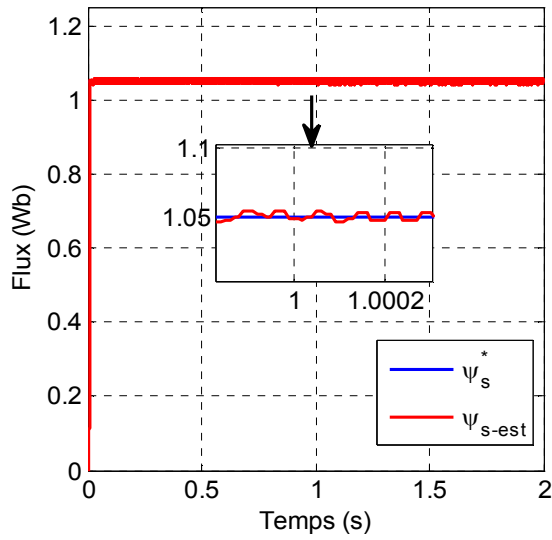
Fig.V.3 Schéma de simulation de l'association PTC-SMO-IMC appliquée à la MAS



(a)



(b)



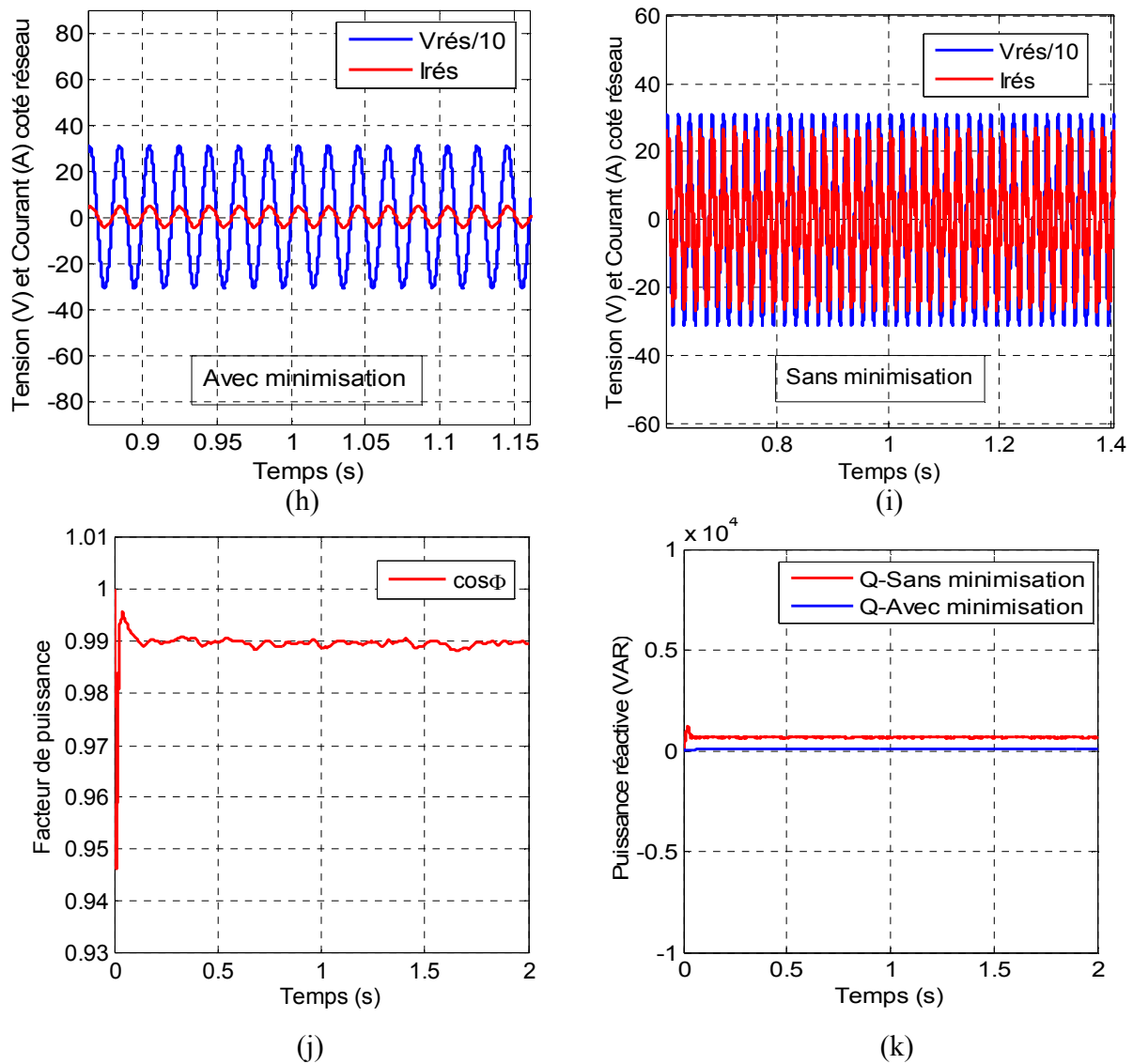


Fig. V.4 Résultats de simulation de l'association PTC-SMO-IMC appliquée à la MAS avec minimisation de la puissance réactive

D'après les résultats de simulation obtenus, on peut faire les interprétations suivantes:

- Les deux vitesses mesurée et estimée par SMO suivent parfaitement leurs références pour la commande PTC basée sur SMO et associé au convertisseur IMC, ce qui montre que la commande prédictive du couple présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage, en plus elle est moins sensible au couple de charge, ce qui est évident par le rejet rapide de perturbation.

- D'après les résultats obtenus, nous observons que le couple électromagnétique estimé et le couple résistant estimé par SMO suivent parfaitement la valeur de consigne. Ils atteignent une valeur maximale, puis ils s'annulent pendant une durée très courte du régime transitoire. Enfin, ils se stabilisent à la valeur de couple résistant (charge) à instant ( $t=1s$ ), ce qui signifie que l'observateur par mode glissant présente des performances dynamiques préférables traduit clairement par les allures des erreurs d'estimation de vitesse et de couple.
- Pour le flux, la présentation du flux dans le plan complexe montre que le flux démarre du point (0,0) puis tourne dans le sens trigonométrique pour suivre un cercle de rayon 1.05 Wb pour la méthode qu'on a étudiée.
- La commande PTC avec minimisation de la puissance réactive à l'entrée du convertisseur matriciel (IMC) montre son efficacité par l'allure de la tension et du courant de réseau qui sont parfaitement sinusoïdales et en phase, cela peut être vérifié par la valeur du facteur de puissance qui est presque unitaire.

## IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté l'association MAS- convertisseur matriciel indirect IMC commandée par la technique prédictive du couple (PTC). La structure de commande est basée sur des observateurs par mode glissant pour l'estimation des grandeurs de commande. Un autre objectif visé dans ce chapitre est la minimisation de la puissance réactive fournie par le réseau.

Le convertisseur matriciel indirect (IMC) a été introduit pour la bonne qualité des signaux courant et tension fournie à la charge ce qui résulte une minimisation de la puissance réactive du réseau d'alimentation.

La commande prédictive a montré sa simplicité et efficacité au niveau de la construction de l'algorithme de prédiction ainsi son amélioration du côté de qualité des signaux est bien remarquable. La combinaison entre la commande PTC et l'observateur par mode glissant (SMO) a donné une bonne précision au niveau d'erreurs dans l'estimation de la vitesse, du flux et du couple. Aussi, l'observateur (SMO) a montré sa robustesse et ses hautes performances pour l'entraînement électrique de la MAS à travers le convertisseur IMC.

Les commandes classiques (DTC) et avancés (PTC) appliquées à la MSAP seront présentées au chapitre suivant.

## Bibliographies

- [AMM 16] A. Ammar, A. Bourek, A. Benakcha, «Sensorless SVM-Direct Torque Control for Induction Motor Drive Using Sliding Mode Observers», J Control Autom Electr Syst DOI 10.1007/s40313-016-0294-7.2016.
- [ABE 21] H. ABERKANE, D. SAKRI, D. RAHEM, «Enhanced Finite-State Predictive Torque Control of Induction Motor Using Space Vector Modulation», PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, ISSN 0033-2097, doi:10.15199/48.2021.04.07.2021.
- [CHR 13] A. CHRISTIAN, J. RODRIGUEZ, F. VILLARROEL, «Predictive Torque and Flux Control Without Weighting Factors», IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 60, NO. 2. 2013.
- [HAB 16] M. HABIBUALLA, «Simplified Finite-State Predictive Torque Control Strategies for Induction Motor Drives», Thèse de Doctorat, Université de Sydney. 2016.
- [HON 09] H. FU, G. Tian, Y. Chen, Q. Chen, «Sliding Mode-based DTC-SVM Control of Permanent Magnet Synchronous Motors for Plug-in Hybrid Electric Vehicles», IEEE. 2009.
- [KRI 15] S. KRIM, S. GDAIM, M. MIMOUNI, «Hardware Implementation of a Predictive DTC-SVM with a Sliding Mode Observer of an Induction Motor on the FPGA», WSEAS Transactions on Systems and Control. 2015.
- [LAM 13] Z. LAMOUCHE, K. Barra, «Predictive Direct Torque and Flux Control of an Induction Motor Drive fed by a Direct Matrix Converter with Reactive Power Minimization», IEEE.2013.
- [ROD 10] J. Rodriguez, J. Kolar, J. Espinoza, M. Rivera, C. Rojas, « Predictive Torque and Flux Control of an Induction Machine fed by an Indirect Matrix Converter with Reactive Power Minimization», 978-1-4244-6392-3/10/\$26.00 ©2010 IEEE.2010.
- [ROD 11] J. RODRIGUEZ, P. KAZMIERKOWSKI, P. ZANCHETTA, «State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics», IEEE.2011.
- [ROD 05] J. RODRIGUEZ, J. PONTT, P. CORREA, P. LEZANA, «Predictive Power Control of an AC/DC/AC Converter», IEEE.2005.
- [RUD 10] R. VARGAS, B. HUDOFFSKY, J. RODRIGUEZ, «Predictive Torque Control of an Induction Machine Fed by a Matrix Converter with Reactive Input Power Control», IEEE Transaction on Power Electronics, VOL. 25, NO. 6.2010.

**[UDD 13]** M. UDDIN, M. RIVERA, J. RODRIGUEZ, «A FCS-MPC of an Induction Motor Fed by Indirect Matrix Converter with Unity Power Factor Control», IEEE.2013.

**[VIJ 15]** M. VIJAYAGOPAL, L. EMPRINGHAM, L. LILLO, «Current Control and Reactive Power Minimization of a Direct Matrix Converter Induction Motor Drive with Modulated Model Predictive Control», IEEE.2015.

**[VIS 16]** M. VISHNU, S. SRINIVAS, K, ANIL, «Predictive Torque Control of Induction Motor Drive with Simplified Weighting Factor Selection», IEEE. 2016.



# Chapitre VI :

Commande prédictive du couple  
appliquée à la MSAP

## VI.1 Introduction

Parmi les machines électriques existantes dans le domaine d'électrotechnique, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Elle est généralement utilisée dans l'industrie en raison de ses nombreuses avantages tels que : l'efficacité avec de très bonnes performances, pas des pertes de rotor, moins de maintenance, rendement élevé...etc Cependant, elle souffre également de certains inconvénients tels que: risque de démagnétisation des aimants, nécessité d'entraînement externe et coût élevé. Ainsi, afin d'améliorer le comportement dynamique du moteur synchrone à aimants permanents, de nombreuses méthodes de commande ont été utilisées.

Parmi les méthodes de contrôle classiques de la MSAP, le contrôle direct du couple (DTC) qui présente de bonnes performances dynamiques de la machine avec un algorithme de structure simple, excellente réponse transitoire et une bonne robustesse. La structure de la commande (DTC) conventionnelle utilise deux régulateurs à hystérésis avec une table de commutation qui génère les signaux de commande à l'onduleur. La présence de ces régulateurs conduit à l'apparition des oscillations indésirables avec un bruit acoustique au niveau du couple et du flux dû de la variation de la fréquence de commutation de ces régulateurs. [FEN 14]

Pour résoudre ce problème, le contrôle prédictif du couple (PTC) est l'une des solutions efficaces proposées.

La commande (PTC) est une branche de la technique prédictive intitulée (Finite-Set-MPC), cette méthode a un concept intuitif, aussi elle est simple à mise en œuvre, de plus, les contraintes du système peuvent facilement être ajoutées dans la fonction coût qui est la base de cette méthode. [TOB 10] [WEI 15]

Les oscillations aux niveaux du flux et du couple de la commande PTC ont été réduites, et même le comportement dynamique de la PTC a été amélioré par rapport à celui obtenu par la DTC conventionnelle grâce à sa facilité de traitement. Malgré tous ces avantages, la PTC souffre également de la variation de la fréquence de commutation.

La commande DTC classique et la commande prédictive du couple (PTC) avec ses variantes alimentées via un onduleur de tension à deux niveaux puis d'un convertisseur matriciel indirect appliquée à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) seront présentées et validées par simulation dans ce chapitre.

## VI.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

La machine considérée dans cette partie, est une machine synchrone à aimants permanents triphasée (MSAP). La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant. Vu la complexité de la machine électrique, il est difficile de tenir compte de tous ces phénomènes physiques dans sa modélisation, donc il est nécessaire de prendre quelques hypothèses simplificatrices telles que [REB 15]:

- l'effet d'amortissement au rotor est négligé,
- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé,
- la répartition des forces magnétomotrices (FMM) est sinusoïdale,
- les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés,
- les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés,
- les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées,

En se basant sur l'ensemble d'hypothèses simplificatrices précédent, le modèle dynamique de la MSAP est généralement formulé dans le référentiel rotorique.

### VI.2.1 Modélisation généralisée

La structure générale d'une machine synchrone à aimants permanents est présentée sur la Fig. VI.1. Par convention, on lie au rotor deux axes caractéristiques: l'axe d'aimantation rotorique (d), L'axe interpolaire (q), déphasé de  $\pi/2$  sur l'axe (d); La position du rotor est repérée par l'angle  $\theta$  que fait son axe (d) avec l'axe immobile de la phase (a) du stator

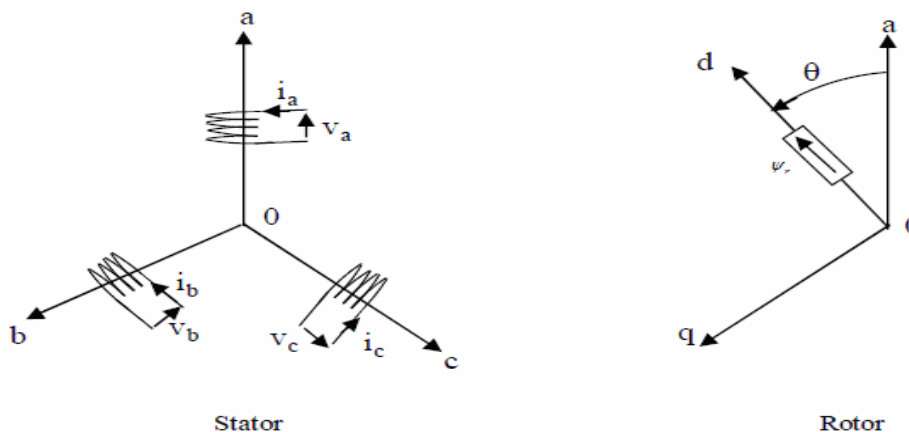


Fig.VI.1 Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

## VI.2.2 Equations électriques

En se basant sur les hypothèses simplificatrices citées auparavant et en posant le courant d'excitation  $i_f$  constant, on obtient les équations suivantes [ABE 18]:

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] \quad (\text{VI.1})$$

$$[\psi_s] = [L_{ss}][i_s] + [\psi_{sf}] \quad (\text{VI.2})$$

Avec :  $[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$  : Vecteur tension statorique.  $[i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$  : Vecteur courants statorique.

$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$  : Matrice de résistance statorique.  $[\psi_s] = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}$  : Vecteur flux statorique.

$[\psi_{sf}] = \begin{bmatrix} \psi_{af} \\ \psi_{bf} \\ \psi_{cf} \end{bmatrix}$  : Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$  : Matrice d'inductance statorique.

## VI.2.3 Équation mécanique

Le couple électromagnétique de la machine est donné par:

$$C_e = \frac{3}{2} p \left( (L_d - L_q) i_d i_q + \psi_{sf} i_q \right) \quad (\text{VI.3})$$

La vitesse de rotation mécanique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = (C_e - C_r) - F\Omega \quad (\text{VI.4})$$

## VI.2.4 Transformation de PARK

Le passage des grandeurs électriques du stator (a,b,c) aux grandeurs électriques (d,q) qui assurent la conservation de la F.m.m et de la puissance instantanée est obtenu par la transformation de Park qui est définie comme suit:

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{VI.5})$$

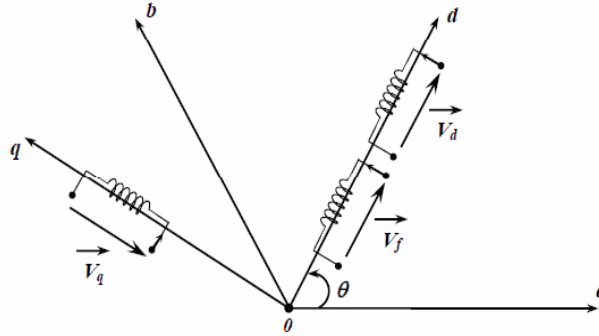


Fig.VI.2 Représentation d'une MSAP dans le référentiel de Park.

Afin de passer à un système (d,q) lié au rotor [HON 09], on utilise les relations suivantes :

$$[V_{dq}] = [P(\theta)][V_{abc}] \quad (\text{VI.6})$$

$$[i_{dq}] = [P(\theta)][i_{abc}] \quad (\text{VI.7})$$

$$[\psi_{dq}] = [P(\theta)][\psi_{abc}] \quad (\text{VI.8})$$

Le flux engendré par les aimants de la MSAP est constant ( $i_f$  constant). En se basant sur les équations électriques et mécaniques citées à l'avance et en reportant les transformations dans les expressions des flux et tensions, on obtient:

- Expressions des tensions:

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \psi_d - \omega \psi_q \\ V_q = R_s i_q + \psi_q - \omega \psi_d \end{cases} \quad (\text{VI.9})$$

- Expressions des flux :

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_{sf} \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{VI.10})$$

### VI.2.5 Représentation d'état de la machine synchrone à aimants permanents

En combinant les expressions (VI.9) et (VI.10), on aboutit à la représentation sous la forme d'équations d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} \\ \frac{-\omega L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{V_q - \omega \psi_{sf}}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{VI.11})$$

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) a le même type d'alimentation qui a été étudié au premier chapitre, donc l'équipement complet d'alimentation est construit d'une source électrique triphasée associée d'un redresseur triphasé double alternance et finalement et essentiellement d'un onduleur de tension qui alimente la machine. Donc à partir de dimensionnement qui a été détaillé au premier chapitre, le modèle d'onduleur est présenté comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{VI.12})$$

### VI.3 Commande directe du couple (DTC) appliquée à la MSAP

L'objectif de la commande directe du couple (DTC) est de réguler le flux statorique et le couple électromagnétique sans disposer de mesures de vitesse, de flux ou de couple. Les seules mesures utilisées sont les tensions et les courants alimentant le stator de la machine. Le flux et le couple sont entièrement estimés à partir de ces mesures. Cette commande est basée sur une table de commutation et sur des régulateurs à hystérésis, qui sont les principales sources des ondulations qui apparaissent au niveau du courant et par conséquent du couple, à cause de la fréquence de commutation qui est variable. [FEN 14]

#### VI.3.1 Estimation du flux statorique et du couple de la MSAP

- ❖ L'estimation du flux statorique de la MSAP est basée sur la transformation du flux du plan (d,q) au plan ( $\alpha, \beta$ ).

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_{sf} \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{VI.13})$$

En utilisant la matrice de transformation de Clark suivante:

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (\text{VI.14})$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus par calcul comme suit :

$$\begin{aligned} \overline{\psi_s} &= \sqrt{\overline{\psi_{s\alpha}}^2 + \overline{\psi_{s\beta}}^2} \\ \angle \overline{\psi_s} &= \text{actg} \frac{\overline{\psi_{s\beta}}}{\overline{\psi_{s\alpha}}} \end{aligned} \quad (\text{VI.15})$$

❖ L'estimation classique du couple électromagnétique est définie par :

$$C_e = \frac{3}{2} p (\psi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \psi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (\text{VI.16})$$

#### **VI.4 Commande DTC-SVM appliquée à la MSAP**

La commande DTC classique appliquée à la MSAP est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension qui permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur. La nouvelle commande DTC-SVM appliquée à la MSAP a le même principe de la DTC-SVM appliquée à la MAS citée et bien détaillée au deuxième chapitre.

La DTC-SVM est structurée par la technique de modulation vectorielle appelée SVM (space vector modulation). La SVM est basée sur la représentation spatiale du vecteur de tension dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  avec les huit états de commutations qui peuvent être exprimés dans le plan  $(\alpha, \beta)$  par huit vecteurs de tension  $(\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_7)$ , parmi eux, deux sont nuls  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  qui correspondent respectivement aux états  $s(000)$ , et  $s(111)$ , les autres sont appelés états actifs. La représentation dans le plan  $(\alpha, \beta)$  de ces vecteurs est qui répartis tout les  $60^\circ$ , permet de déterminer un hexagone, chaque vecteur de référence  $\vec{V}_{ref}$  dans cette hexagone peut être exprimé comme combinaison de deux vecteurs tensions actifs adjacents et de deux vecteurs tension d'états nuls. Donc en général, le principe de cette méthode est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée (SVM) permet de déterminer les

séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur.

Cette technique de modulation (SVM) est beaucoup sollicitée dans le domaine de la commande car ses effets sur les ondulations du courant et du couple sont remarquables, c'est pourquoi elle est la plus utilisée par les chercheurs et les industriels.

La méthode du contrôle direct de couple modifiée (DTC-SVM) appliquée à la MSAP, diffère de la DTC classique, par l'utilisation de la technique de modulation SVM qui assure ainsi un fonctionnement à fréquence de modulation constante, et aussi l'utilisation de deux correcteurs de type PI pour la régulation du couple et du flux. Les sorties de ces deux régulateurs donnent les vecteurs de tension de référence qui sont utilisés à la modulation vectorielle SVM qui génère les signaux de commandes appliquée à l'onduleur pilotant finalement la MSAP. **[OUL 14]**.

Le vecteur tension souhaitée ( $\bar{V}_{ref}$ ) est projeté sur les deux vecteurs de tension adjacents  $V_i$  et  $V_{i+1}$ , les valeurs de ces projections permettent la détermination du temps de commutation  $T_i$  et  $T_{i+1}$  et correspondent à deux états de commutation différents de zéro de l'onduleur. Le vecteur de tension de référence dans le secteur "n" peut être exprimé dans la référence ( $\alpha, \beta$ ) par l'expression suivante:

$$T_e \bar{V}_{ref} = T_1 \bar{V}_n + T_2 \bar{V}_{n+1} + T_0 \bar{V}_7 + T_0 \bar{V}_0 \quad (VI.17)$$

avec:

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_e |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left( \sin\left(\frac{n}{3} \pi \cos \varphi - \cos \frac{n}{3} \pi \sin \varphi\right) \right) \quad (VI.18)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_e |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left( -\cos \varphi \sin \frac{n-1}{3} \pi + \sin \varphi \cos \frac{n-1}{3} \pi \right) \quad (VI.19)$$

$$T_0 = T_e - T_1 - T_2 \quad (VI.20)$$

$T_e$  : Période de commutation.

n : Numéro de secteur.

Le schéma structurel d'une commande DTC-SVM appliquée à la MSAP est présenté comme:

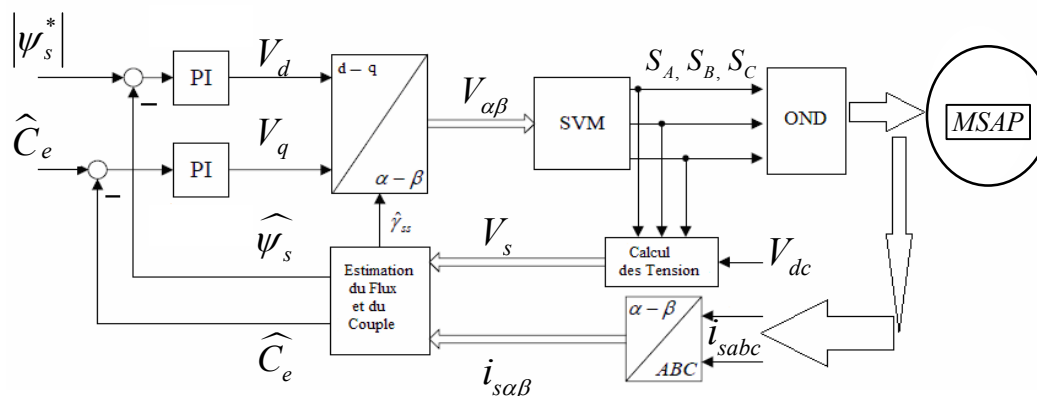


Fig.VI.3 Schéma de la commande DTC-SVM appliquée à la MSAP

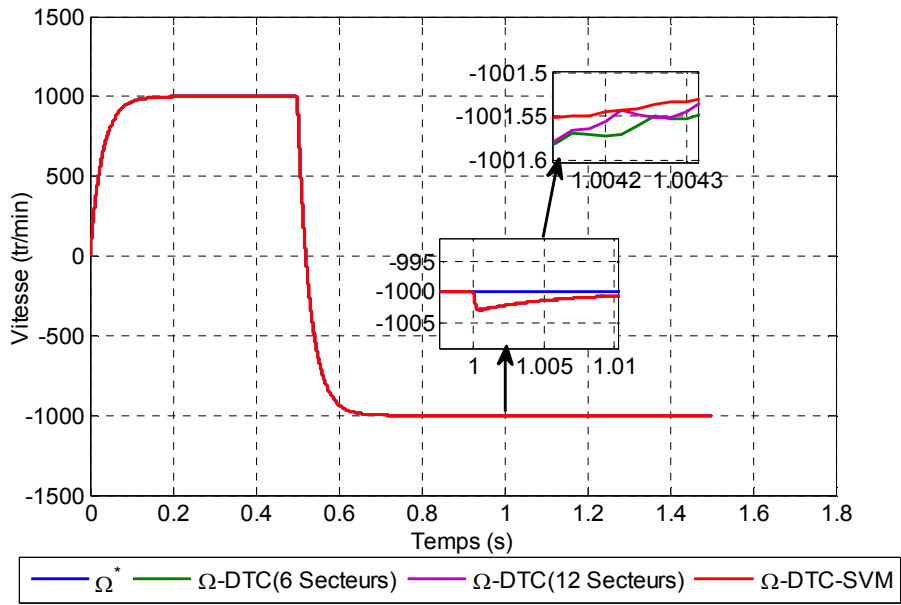
## VI.5 Résultats de simulation des commandes classiques appliquées à la MSAP

Un modèle de simulation du système des commandes classiques (DTC-6-secteurs/ DTC-12-secteurs/ DTC-SVM) a été établi dans un environnement MATLAB–SIMULINK. Pour les deux méthodes (DTC-6-secteurs/ DTC-12-secteurs), 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.

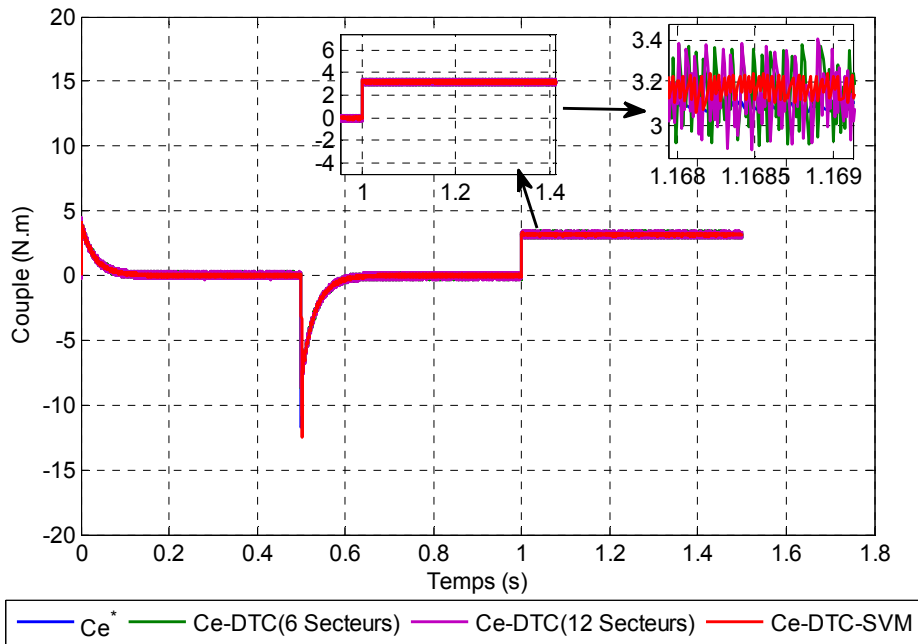
Les paramètres de la machine et du contrôleur sont donnés en annexe, pour une vitesse de (1000 tr/min), un couple de charge a été appliqué à l'instant ( $t=1$ s).

D'après les résultats de simulation obtenus, on peut faire les interprétations suivantes:

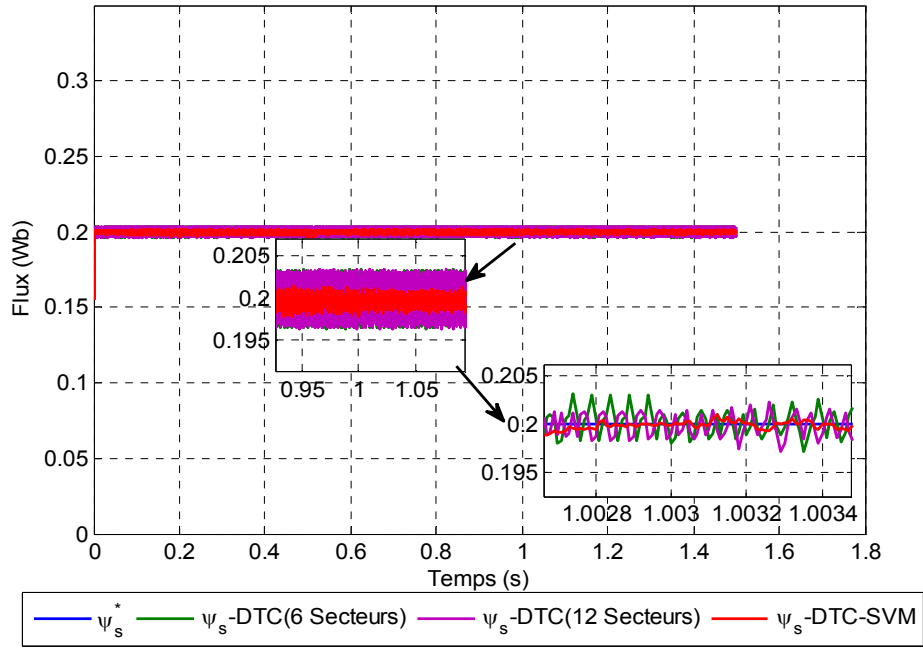
- La vitesse suit sa référence parfaitement pour les trois techniques simulées, ce qui montre que toutes les variantes de la DTC présentent une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage, en plus elles sont moins sensibles au couple de charge, ce qui est interprété par le rejet rapide de perturbation.
- D'après les résultats, le couple estimé suit parfaitement la valeur de consigne et reste dans la bande d'hystérésis, il atteint une valeur maximale, puis il s'annule pendant une durée très courte du régime transitoire, enfin il se stabilise à la valeur de couple résistant (charge). Les oscillations qui apparaissent sur le couple, le courant et le flux statorique, dans le cas de la commande DTC à 6 secteurs et 12 secteurs sont dues à l'effet des régulateurs à hystérésis qui travaillent avec une fréquence de commutation variable, par contre la commande DTC-SVM présente une supériorité par rapport aux autres commandes surtout en terme des oscillations du couple qui sont réduites grâce à la constance de la fréquence de commutation. Les valeurs de THD des 3 techniques justifient l'amélioration apportée par la troisième technique.



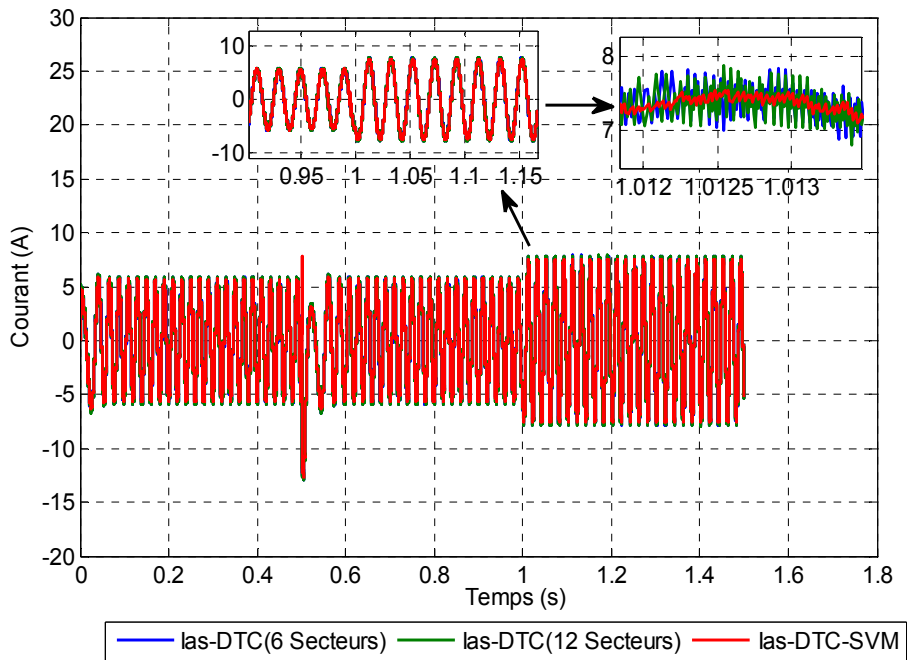
(a)



(b)



(c)



(d)

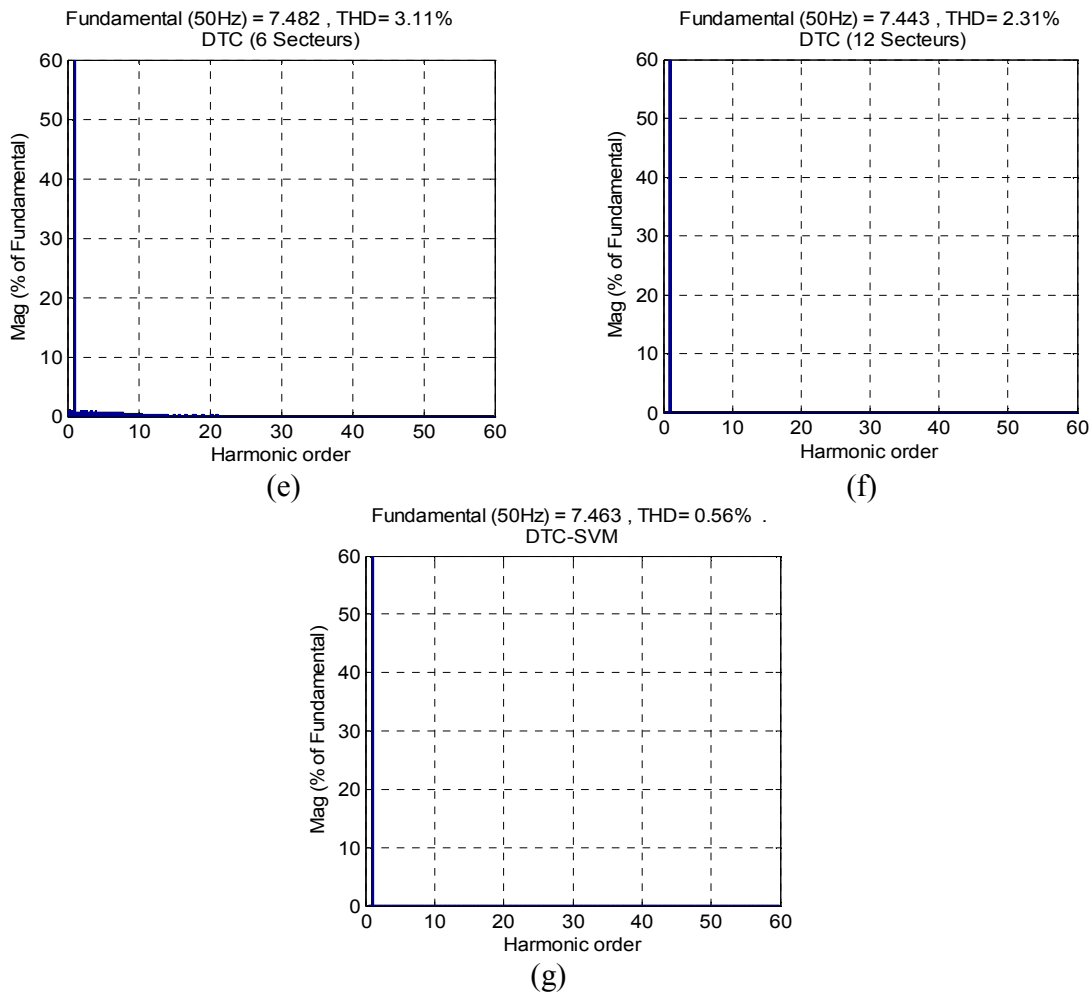


Fig.VI.4 Résultats de simulation des commandes classiques appliquées à la MSAP

## VI.6 Commande PTC appliquée à la MSAP

La commande prédictive du couple (PTC) est employée récemment dans beaucoup d'applications industrielles, ceci est directement lié à son efficacité pour la gestion des systèmes multivariables, complexes et aussi aux systèmes soumis à des contraintes directes.

Les objectifs de contrôle souhaités sont reproduits de manière appropriée par une fonction coût sélectionnée reflétant l'ordre d'importance de l'objectif imposé.

La méthode PTC basée sur trois étapes principales: estimation, prédiction et fonction coût. Le rôle essentiel de la fonction est la sélection du meilleur vecteur de tension parmi les faisables pour l'appliquer à l'onduleur de tension qui la MSAP [DAV 12].

Donc, le principe de la PTC est basé sur la prédiction des valeurs futures du flux statorique et du couple électromagnétique, les prédictions sont calculées pour les huit cas possibles du vecteur

de tension "Vs" et la fonction coût sélectionne le vecteur de tension qui produit le meilleur contrôle du flux et du couple, en générale cette principe est bien détaillé au troisième chapitre.

### VI.6.1 Estimation du flux et du couple

L'estimation du flux est basée sur l'équation de la tension statorique de la MSAP dans un repère fixe lié au stator, avec l'utilisation de la formule d'Euler pour la discrétisation du système d'équation de modèle de la machine.

$$\begin{cases} \widehat{\psi}_{s\alpha}(k) = \widehat{\psi}_{s\alpha}(k-1) + T_e V_{s\alpha}(k) - R_s i_{s\alpha}(k) \\ \widehat{\psi}_{s\beta}(k) = \widehat{\psi}_{s\beta}(k-1) + T_e V_{s\beta}(k) - R_s i_{s\beta}(k) \\ \widehat{\psi}_s(k) = \sqrt{\widehat{\psi}_{s\alpha}(k)^2 + \widehat{\psi}_{s\beta}(k)^2} \end{cases} \quad (VI.21)$$

Le couple électromagnétique estimé peut être obtenu comme:

$$C_e(k) = 1.5 p \Im m(\overline{\psi}_s(k) \overline{i}_s(k)) \quad (VI.22)$$

### VI.6.2 Prédiction du flux et du couple

Le flux statorique et le couple électromagnétique présentent des variables de contrôle dans la commande prédictive du couple (PTC), leurs prédictions doivent être effectuées à l'étape d'échantillonnage  $(k+1)$  comme suit :

$$\psi_s^p(k+1) = \psi_s(k) + T_s v_s(k) - T_s R_s i_s(k) \quad (VI.23)$$

$$i_s^p(k+1) = ((T_e V_s(k)) / L_s) - (R_s I_s(k) T_e + T_e \psi_f \omega_r \sin(\theta)) + i_s(k) \quad (VI.24)$$

$$\text{avec : } L_s = L_d + L_q$$

$$C_e^p(k+1) = \frac{3}{2} p \Im m\{\psi_s(k+1) * i_s(k+1)\} \quad (VI.25)$$

### VI.6.3 Définition de la fonction coût

La fonction coût comprend des valeurs absolues d'erreur de couple et d'erreur de flux donc, elle peut être définie comme :

$$F = |C_e^* - C_e^p(k+1)| + A |\psi_s^* - \psi_s^p(k+1)| \quad (VI.26)$$

avec :  $A = \left| \frac{C_{enom}}{\psi_{snom}} \right|$  : facteur de poids

$C_e^*, \psi_s^*$ : Couple électromagnétique et flux statorique de référence et prédit respectivement.

Par conséquent, le vecteur de tension ayant la valeur minimale de la fonction coût sera sélectionnée comme vecteur optimal et sera appliqué à l'onduleur de tension à l'instant d'échantillonnage suivant.

### VI.7 Fonction coût modifié (NPTC)

Toutes les contraintes dures agissent sur le fonctionnement ou la sécurité du système sont ajoutées à la fonction coût de la commande PTC. Parmi les solutions de ces contraintes ajoutées on cite : la limitation de la surintensité, la compensation du temps de retard et aussi la réduction de la fréquence de commutation.

La limitation de la surintensité est basée sur la minimisation du courant maximal appliquée à la MSAP comme suit :

$$I_m = \begin{cases} \infty & \text{si } |i_s(k+1)| > I_{\max} \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{VI.27})$$

Pour la compensation du temps de retard à l'étape (k+1) qui est introduit par le temps de calcul d'algorithme de contrôle en expérimentale, on a besoin de deux étapes de prédiction (k+2) pour sélectionner le vecteur de tension optimal qui minimise la fonction coût, donc on obtient les équations suivantes :

$$\psi_s^p(k+2) = \psi_s(k+1) + T_s v_s(k) - T_s R_s i_s(k+1) \quad (\text{VI.28})$$

$$i_s^p(k+2) = ((T_e V_s(k)) / L_s) - (R_s i_s(k+1) T_e + T_e \psi_{sf} \omega_r \sin(\theta) + i_s(k+1)) \quad (\text{VI.29})$$

avec :  $L_s = L_d + L_q$

$$C_e^p(k+2) = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \{ \psi_s(k+2) * i_s(k+2) \} \quad (\text{VI.30})$$

Pour la réduction de la fréquence de commutation, un terme calculant le nombre des commutations est ajouté à la fonction coût, il est défini comme suit :

$$N_{sc} = \sum_{s=a,b,c} |S_c(k+1)_i| - S_c(k) \quad (\text{VI.31})$$

Avec :  $S_c(k)$  : L'état de commutation appliqué à l'onduleur à l'instant (k).

$S_c(k+1)$  : L'état de commutation prédit pour l'instant suivant (k+1).

$i$  : L'indice des vecteurs de tension possibles (V0.....V7).

Donc, la nouvelle technique de commande (NPTC) qui est basée sur une fonction coût avec limitation de courant, compensation du temps de retard de calcul et réduction de la fréquence de commutation appliquée à l'MSAP est donné comme suit:

$$F = \left| C_e^* - C_e^p(k+2) \right| + A \left| \psi_s^* - \psi_s^p(k+2) \right| + BN_{sc} + I_m \quad (\text{VI.32})$$

Où B : est le facteur de poids de  $N_{sc}$ .

Cette fonction coût doit tout d'abord être minimisée, et par la suite, le vecteur de tension ayant la valeur minimale de la fonction coût sera sélectionné comme vecteur optimal et sera appliqué pour piloter l'onduleur de la MSAP.

### VI.8 Commande NPTC-SVM appliquée à la MSAP

Dans le but d'améliorer plus les performances obtenues par la commande prédictive du couple modifiée (NPTC), on a utilisé la technique de modulation vectorielle (SVM) pour ces avantages remarquables comme [ZIA 09] :

- Moins de distorsion harmonique.    - Moins de pertes de commutation.
- Un rapport de modulation élevé.    - Une fréquence de commutation fixe.

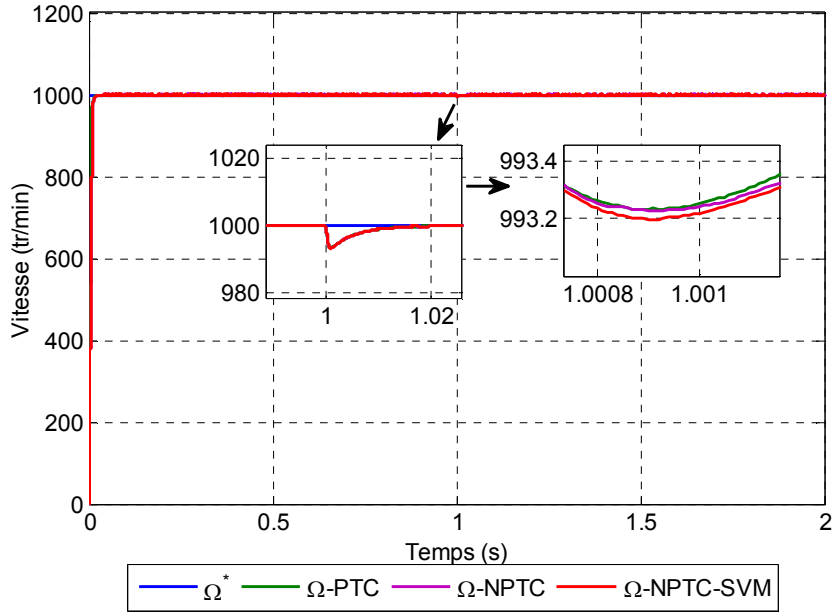
### VI.9 Résultats de simulation de la commande PTC et ses variantes appliquée à la MSAP

Pour vérifier l'efficacité des trois méthodes techniques de commande vues dans ce chapitre (PTC, NPTC et NPTC-SVM), une simulation dans l'environnement MATLAB/Simulink est effectuée. Les résultats sont donnés pour une vitesse de (1000 tr/min), et un couple de charge a été appliqué à l'instant ( $t=1s$ ).

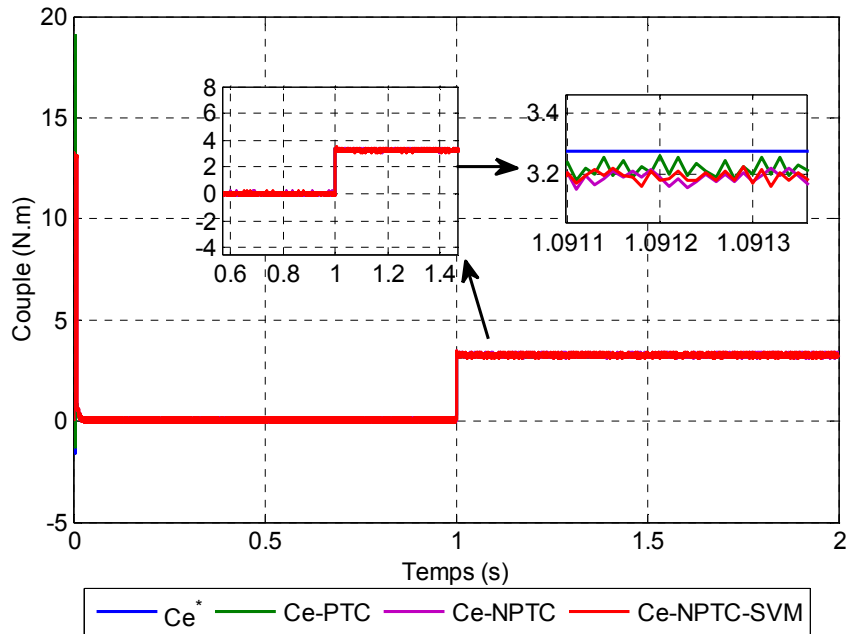
D'après les résultats de simulation obtenus, on peut faire les interprétations suivantes:

- La commande prédictive du couple présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage.
- Le couple estimé suit parfaitement la valeur de consigne. Il atteint une valeur maximale, puis s'annule pendant une durée très courte du régime transitoire, enfin il se stabilise à la valeur du couple résistant (charge) à l'instant ( $t=1s$ ).
- La commande NPTC-SVM présente une amélioration par rapport aux autres commandes (PTC, NPTC) particulièrement au niveau des oscillations du couple, du flux statorique et du

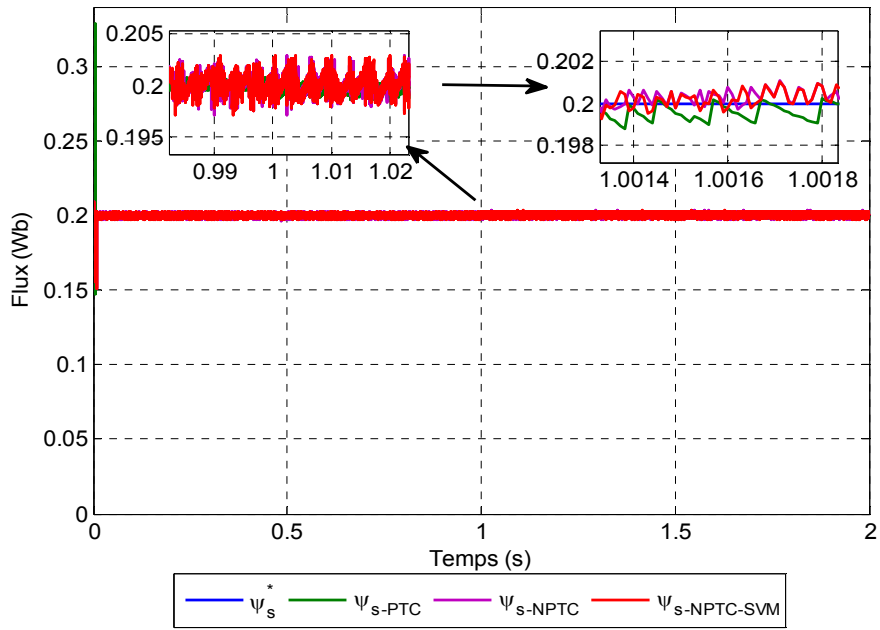
courant qui sont atténuées par cette méthode grâce à la constance de sa fréquence de commutation et on le distingue bien à partir des valeurs de THD obtenues.



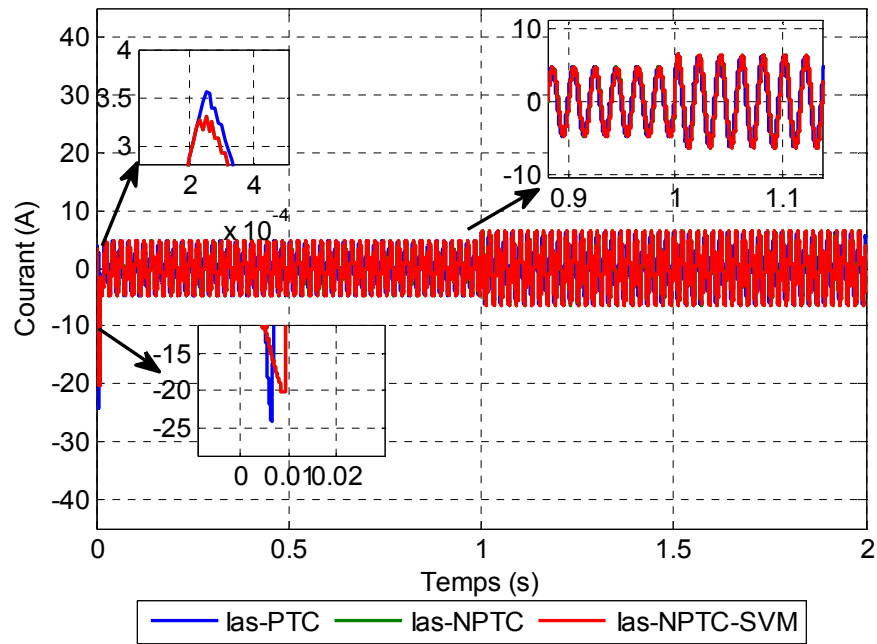
(a)



(b)



(c)



(d)

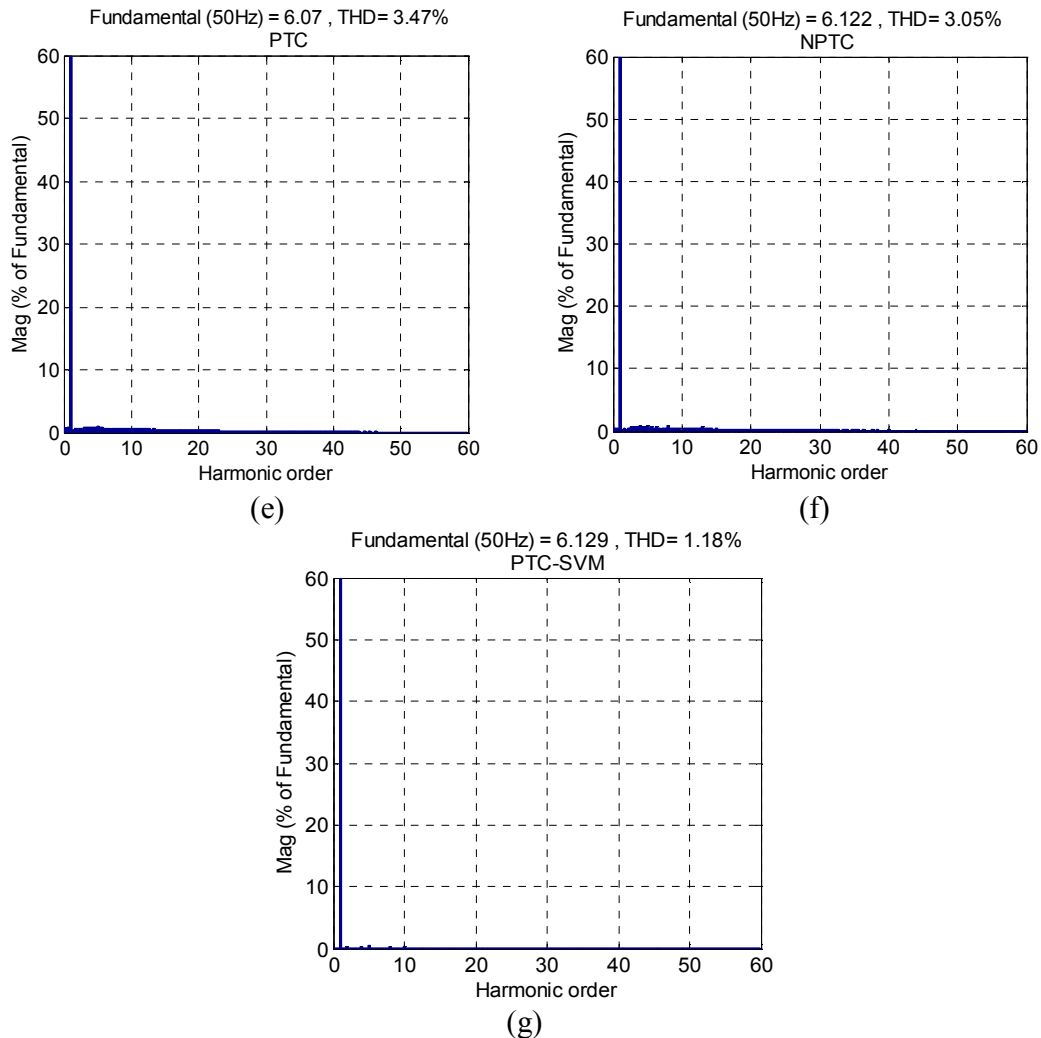


Fig.VI.5 Résultats de simulation de la commande PTC et ses variantes appliquée à la MSAP

## VI.10 Commande prédictive du couple optimisé appliquée à la MASP

Comme indiqué précédemment, la commande PTC est basée sur trois étapes principales : estimation, prédiction et fonction coût. La fonction coût doit être minimisée pour obtenir le vecteur optimal qui sera appliqué à la MSAP via un onduleur de tension. Aussi cette fonction coût peut être constituée de composants homogènes incluant des variables de nature différente comme le couple, le flux, le courant. Dans notre cas, les grandeurs contrôlées par la fonction coût dans la commande PTC sont le couple électromagnétique et le flux statorique.

La PTC est capable de contrôler l'importance relative de chaque composant, donc les facteurs de pondération doivent être attribués à chacun d'eux afin de garantir une optimisation équitable. La définition de ces facteurs de pondération est difficile, surtout si les composantes de fonctions

coût ont une importance relative identique. Donc, le choix de ces facteurs comme une étape de la commande PTC présente un grand problème et pour le remédier, la commande PTC-DCF constituée une solution efficace car elle est basée sur l'élimination totale des facteurs de poids.

### VI.10.1 Commande PTC basée sur une fonction coût dynamique (PTC-DCF)

Pour éliminer les effets des facteurs de pondération dans la commande PTC, une méthode d'élimination des facteurs de pondération est présentée. Le principe générale de cette technique est bien détaillé au quatrième chapitre.

Par la PTC-DCF, on obtient les deux fonctions coût suivantes [GUO 18]:

$$g_1 = (C_e^* - C_e^p(k+2))^2 \quad (\text{VI.32})$$

$$g_2 = (\psi_s^* - \psi_s^p(k+2))^2 \quad (\text{VI.33})$$

Avec :  $C_e^*$  Couple de référence obtenu à la sortie de régulateur de vitesse (PI).

$\psi_s^*$  Flux de référence obtenue par l'équation suivante :

$$\psi_s^* = \sqrt{(\psi_{sf}^2 + (\frac{2C_e^*L_s}{3p\psi_{sf}})^2)} \quad (\text{VI.34})$$

$C_e^p(k+2)$  et  $\psi_s^p(k+2)$  : Sont les grandeurs prédites du couple et du flux respectivement.

La nouvelle fonction coût dynamique est présentée comme:

$$G_{0i} = G_{1i} + G_{2i} \quad (\text{VI.35})$$

$$G_{1i} = \frac{g_{1i} - g_{1\min}}{g_{1\max} - g_{1\min}} \quad (\text{VI.36})$$

$$G_{2i} = \frac{g_{2i} - g_{2\min}}{g_{2\max} - g_{2\min}} \quad (\text{VI.37})$$

Pour la première fonction coût,  $g_{1i}$  indique l'erreur de contrôle de couple correspondant au 8 vecteurs de tension  $V_i$  ( $i = 0,1,2,3,4,5,6,7$ ).  $g_{1\max}$  et  $g_{1\min}$  sont la valeur maximale et la valeur minimale de  $g_{1i}$  respectivement, l'erreur de contrôle de couple est transformé en une valeur par unité dynamique. Il est facile de savoir que la plage de variation de  $G_{1i}$  est de 0 à 1, et pour minimiser l'erreur de contrôle de couple,  $G_{1i}$  doit être minimisée.

Le même principe est appliqué pour la deuxième fonction coût tel que,  $g_{2i}$  indique l'erreur de contrôle de flux correspondant au 8 vecteurs de tension  $V_i$  ( $i = 0,1,2,3,4,5,6,7$ ).  $g_{2\max}$  et  $g_{2\min}$  sont la valeur maximale et la valeur minimale de  $g_{2i}$  respectivement, l'erreur de contrôle de flux est transformé aussi en une valeur par unité dynamique, et  $G_{2i}$  a la même plage de variation de  $G_{1i}$ , et il faut réduire l'erreur de contrôle du flux statique pour minimiser la fonction  $G_{2i}$ .

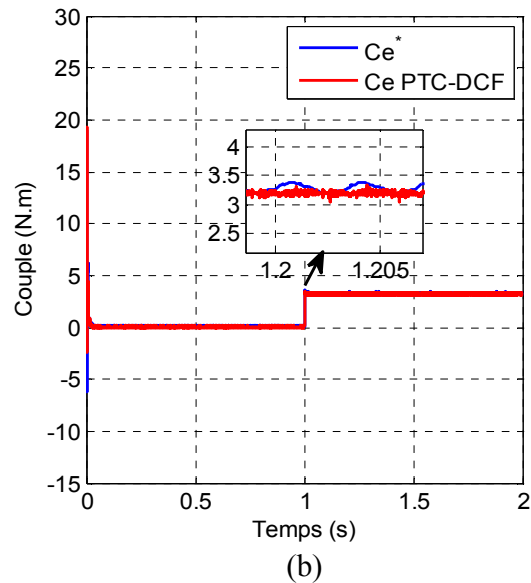
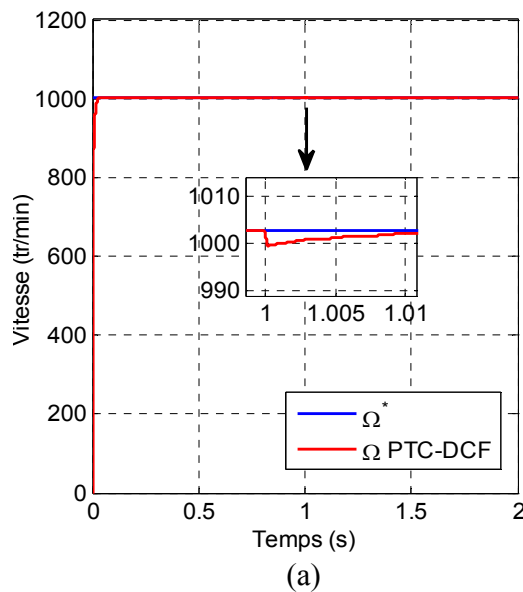
Ainsi, une nouvelle fonction coût appelée fonction coût dynamique est proposée par (VI.35), de plus, comme  $G_{1i}$  et  $G_{2i}$  sont des grandeurs du même ordre, il n'est plus obligé d'utiliser les facteurs de pondérations.

### VI.10.2 Résultats de simulation de la commande PTC-DCF

Pour vérifier l'efficacité de la commande PTC-DCF, une simulation dans l'environnement MATLAB/Simulink est effectuée.

D'après les résultats de simulation obtenus, on peut faire les interprétations suivantes:

- La technique PTC-DCF possède de bonnes performances dynamiques et elle offre l'avantage d'avoir une forme plus simple de la fonction coût en raison d'élimination des facteurs de pondération du flux et du couple ce qui minimisera le nombre de calcul.
- Le courant statorique possède une allure sinusoïdale avec peu d'oscillations et un THD =1.45%.



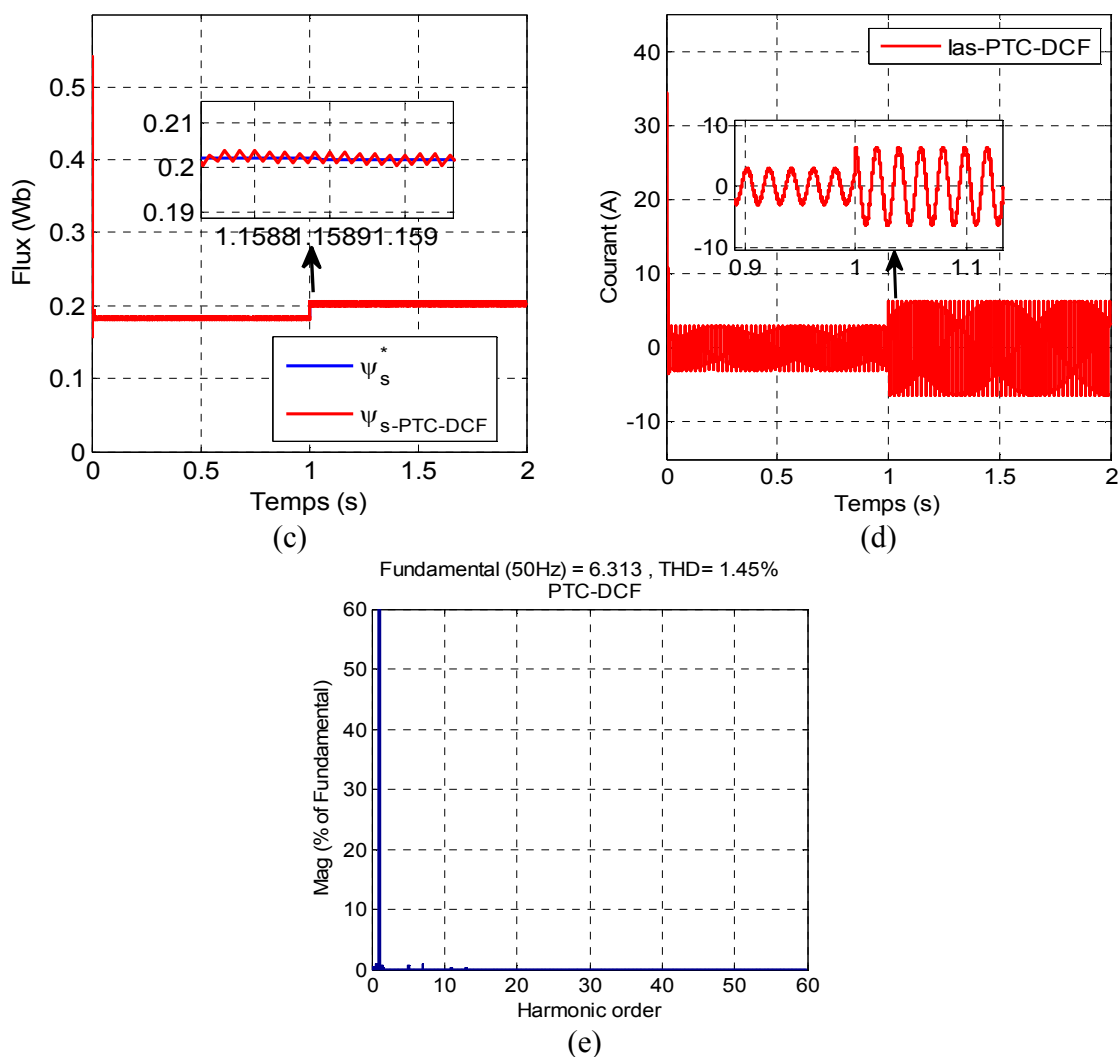


Fig.VI.6 Résultats de simulations de la commande PTC-DCF appliquée à la MSAP

## VI.11 Commande PTC associée au convertisseur IMC avec minimisation de la puissance réactive

Le convertisseur matriciel indirect (IMC) appliqué à la MSAP est constitué d'un redresseur triphasé connecté à un onduleur de tension via un circuit intermédiaire avec un élément de stockage d'énergie. Un filtre RLC est nécessaire du côté redresseur pour éviter les surtensions et pour assurer le filtrage des courants d'entrée à haute fréquence produits par les commutations et la charge de nature inductif. La topologie mathématique du convertisseur IMC est détaillée au cinquième chapitre.

La théorie de la commande prédictive du couple alimenté via un onduleur de tension à deux niveaux étudié précédemment est applicable pour le convertisseur matriciel indirect (IMC).

Donc, la fonction coût de la commande PTC avec minimisation de la puissance réactive est donnée par l'équation suivante :

$$F = A|C_e^* - C_e^p(k+1)| + B|\psi_s^* - \psi_s^p(k+1)| + C|Q^* - Q^p(k+1)| \quad (\text{VI.38})$$

avec :  $A, B$  et  $C$  : des facteurs de pondération

Où la puissance réactive prédite est exprimée comme [ROD 05]:

$$Q^p(k+1) = |V_{s\alpha}(k+1)i_{s\beta}(k+1) - V_{s\beta}(k+1)i_{s\alpha}(k+1)| \quad (\text{VI.39})$$

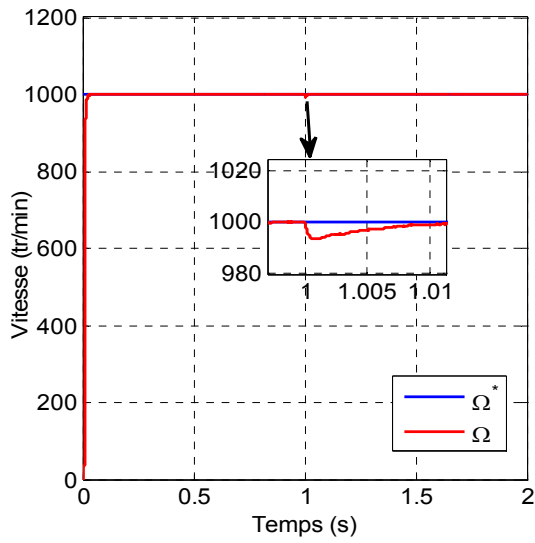
La puissance réactive de référence est asservie à  $Q^*=0$  pour assurer un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire. La fonction coût sera minimisée pour obtenir le vecteur de tension optimale. [ROD 10] [ROD 11]

### VI.11.1 Résultats de simulation de la PTC-IMC appliquée à la MSAP

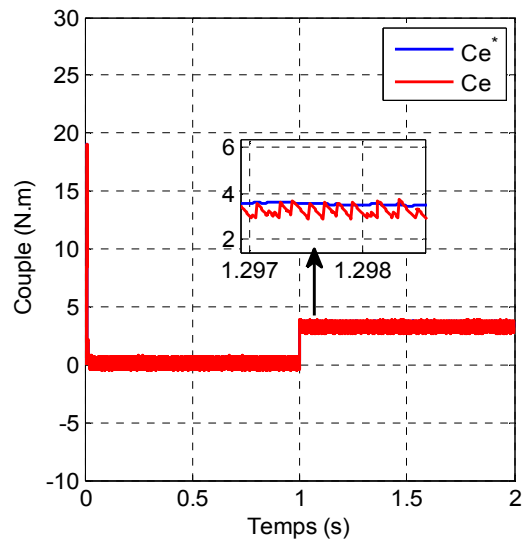
Pour vérifier l'efficacité de la commande PTC associée au convertisseur IMC, une simulation dans l'environnement MATLAB/Simulink est effectuée.

D'après les résultats de simulation obtenus, on peut faire les interprétations suivantes:

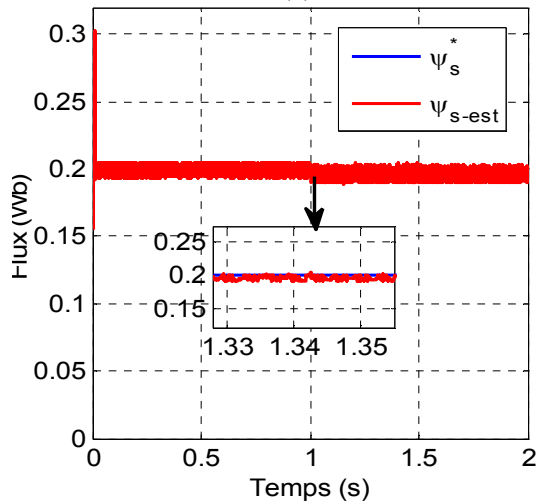
- Dans la commande PTC, la vitesse suit parfaitement sa référence ce qui montre que la commande prédictive du couple associée au convertisseur IMC présente une haute performance dynamique.
- Nous observons que le couple électromagnétique suit parfaitement la valeur de consigne. Il atteint une valeur maximale, puis il s'annule pendant une durée très courte du régime transitoire pour se stabilise finalement à la valeur de couple résistant (charge) à instant ( $t=1s$ ).
- La commande PTC avec minimisation de la puissance réactive côté source (à l'entrée du convertisseur matriciel IMC) montre son efficacité par l'allure de la tension et du courant de réseau qui sont parfaitement sinusoïdale et en phase cela est vérifié par la valeur du facteur de puissance qui est presque unitaire.



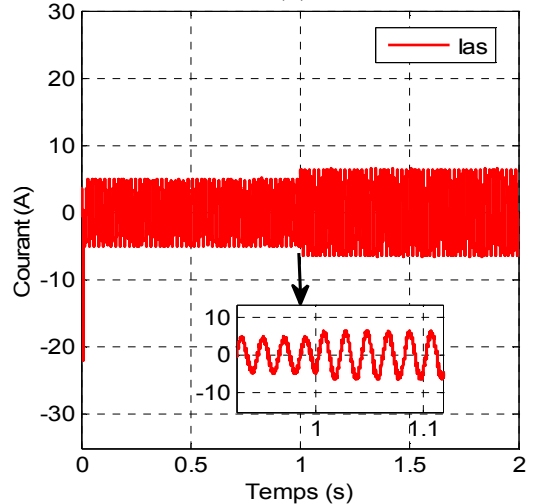
(a)



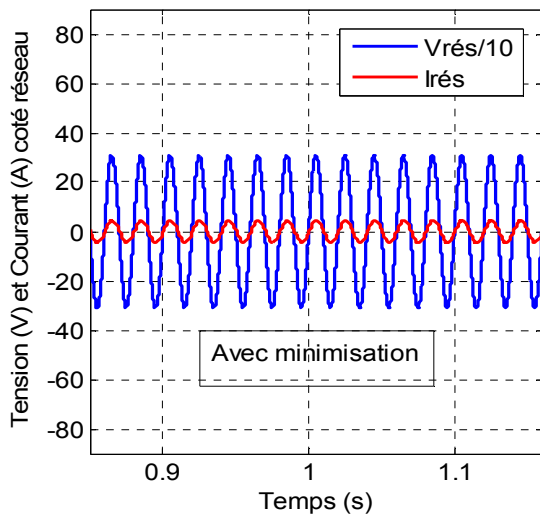
(b)



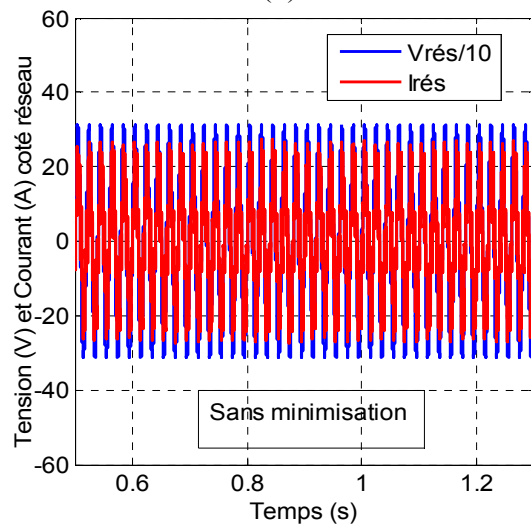
(c)



(d)



(e)



(f)

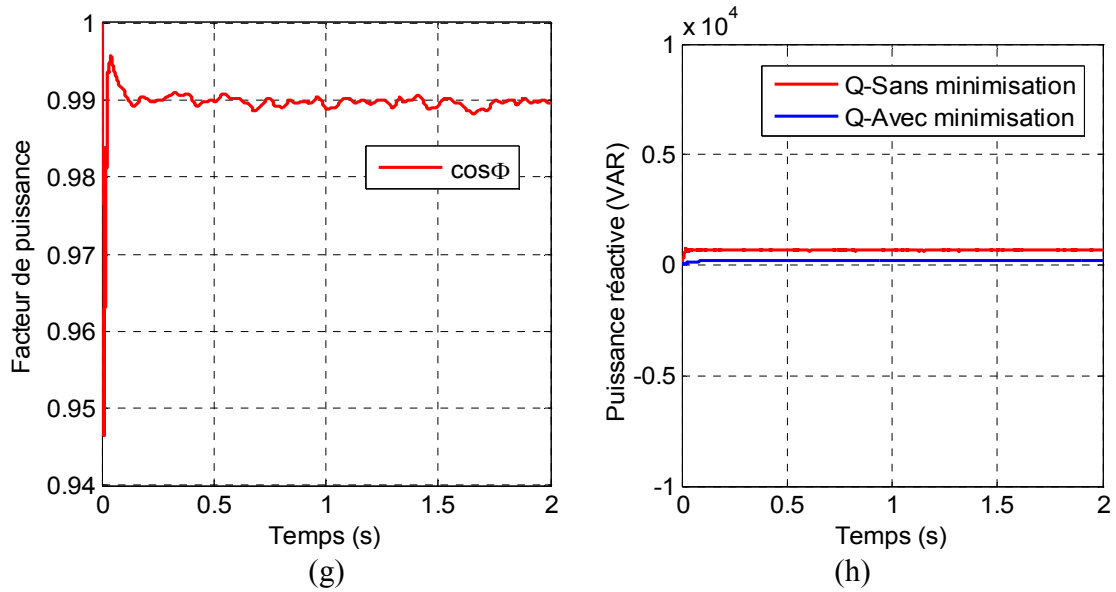


Fig.VI.7 Résultats de simulation de l'association PTC-IMC appliquée à la MSAP avec minimisation de la puissance réactive

## VI.12 Conclusion

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est généralement utilisée dans l'industrie grâce à ses multiples avantages, essentiellement, la robustesse et le rendement élevé. Dans ce chapitre, la commande classique DTC et la commande améliorée PTC et leurs variantes appliquées à la MSAP ont été présentées.

L'association de la commande directe du couple classique DTC avec la MSAP a montré une efficacité en terme de la dynamique élevée mais avec une qualité des signaux entachés d'ondulations.

La commande PTC, qui a été introduite et présentée comme une solution, a permis d'obtenir des améliorations remarquables surtout au niveau de la simplicité de son algorithme et la possibilité de l'inclusion directe de la non-linéarité et les contraintes des systèmes dans sa structure.

A partir de la variante améliorée appelée NPTC-SVM, on a pu atteindre de meilleurs performances telles que la limitation du pic de courant de démarrage de la MSAP, la compensation du temps de retard de calcul et la réduction des ondulations au niveau du couple grâce au technique de modulation (SVM).

A son tour, la commande optimisée (PTC-DCF) a permis d'éliminer les facteurs de pondération dans la fonction coût de la commande PTC et surmonter le problème de tâtonnement lors de choix des facteurs de poids.

Finalement, avec cette structure de l'association PTC- convertisseur matriciel indirect (IMC)-MSAP, la puissance réactive du coté réseau a pu être réduite .

## Bibliographies

- [**ABE 18**] H. ABERKANE, D. SAKRI, D. RAHEM, «Improvement of Direct Torque Control Performances Using FCS-MPC and SVM Applied to PMSM: Study and Comparison», The International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM). 2018.
- [**DAV 12**] S. ALIREZA, D. KHABURI, R. KENNEL, «An Improved FCS–MPC Algorithm for an Induction Motor With an Imposed Optimized Weighting Factor», IEEE Transactions on Power Electronics, VOL. 27, NO. 3. 2012.
- [**FEN 14**] N. FENG, L. KUI, W. BINGSEN, «Comparative Evaluation of Direct Torque Control Strategies for Permanent Magnet Synchronous Machines», IEEE. 2014.
- [**GUO 18**] L. Guo, K. Zhang, N. Jin, « Dynamic Cost Function Based Predictive Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Without Using Weighting Factor»,978-1-5386-6054-6/18/\$31.00 ©2018 IEEE.2018.
- [**HON 09**] H. FU, G. Tian, Y. Chen, Q. Chen, «Sliding Mode-based DTC-SVM Control of Permanent Magnet Synchronous Motors for Plug-in Hybrid Electric Vehicles», IEEE. 2009.
- [**OUL 14**] O. Ouledali, A. Meroufel, P. Wira, «Commande Floue Directe du Couple d'un MSAP base sur MLI Vectorielle»,1er Colloque International sur Lhydrocarbure Energie et Environnement HCEE. 2014.
- [**ROD 05**] J. RODRIGUEZ, J. PONTT, P. CORREA, P. LEZANA, «Predictive Power Control of an AC/DC/AC Converter», IEEE.2005.
- [**ROD 10**] J. Rodriguez, J. Kolar, J. Espinoza, M. Rivera, C. Rojas, « Predictive Torque and Flux Control of an Induction Machine fed by an Indirect Matrix Converter with Reactive Power Minimization»,978-1-4244-6392-3/10/\$26.00 ©2010 IEEE.2010.
- [**ROD 11**] J. RODRIGUEZ, P. KAZMIERKOWSKI, P. ZANCHETTA, «State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics», IEEE.2011.
- [**REB 15**] S. REBOUH, «Contribution a la Commande et au Réglage de la Machine synchrone a aimant Permanents», Thèse de Doctorat, Université de BATNA. 2015.
- [**TOB 10**] T. GEYER, A. BECCUTI, M. MORARI, «Model Predictive Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors», IEEE.2010.
- [**WEI 15**] W. XIE, X. WANG, F. WANG, «Finite Control Set-Model Predictive Torque Control with a Deadbeat Solution for PMSM Drives», IEEE Transactions on Industrial Electronics . 2016.

**[ZIA 09]** H. ZIANE, J. RETIF, T. REKIOUA, «Contrôle DTC à fréquence fixe appliqué à une MSAP avec minimisation des oscillations du couple», Can. J. Elect. Comput. Eng., Vol. 33, No. 3/4, Summer/Fall. 2008.



---

# **Conclusion Générale**

---

## Conclusion Générale

Le travail présenté dans cette thèse est basé sur l'étude de la commande prédictive du couple (PTC) et son optimisation appliquée pour deux types de convertisseur électromécaniques : la machine asynchrone (MAS) et la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) alimentées en premier temps via un onduleur de tension à deux niveaux ensuite via un convertisseur matriciel indirect (IMC) afin de minimiser la puissance réactive du côté réseau.

La DTC, qui est une technique de commande classique basée sur une table de commutation, a été présentée comme une alternative aux commandes vectorielles par orientation du flux. La DTC présente beaucoup d'avantages notamment par rapport au contrôle vectoriel à savoir sa bonne réponse dynamique, son efficacité en terme de robustesse vis-à-vis les variations paramétriques de la machine et elle ne nécessite ni capteur de position, ni une technique de modulation complexe de l'onduleur. En revanche cette stratégie souffre d'un inconvénient majeur qui est la variation de la fréquence de commutation dû à la présence des régulateurs à hystérésis. Ce problème peut engendrer des bruits acoustiques et entraîne une plus grande difficulté de contrôle dans les régions à faible vitesse et par conséquent les performances de l'algorithme de contrôle seront dégradées.

Donc pour remédier à ce problème, la technique de modulation vectorielle (SVM) a été utilisée comme l'une des solutions qui peuvent assurer un fonctionnement avec une fréquence de commutation constante ce qui conduit à une diminution des oscillations apparaissant sur les grandeurs visualisées.

Pour améliorer la structure de la DTC et éliminer la nécessité d'une table de commutation et des correcteurs à hystérésis, la commande PTC a été intégrée comme une solution pour apporter, une amélioration des performances obtenues par la DTC.

La commande PTC donc est basée sur un algorithme de structure plus simple utilisant un modèle de commande qui s'appuie sur des grandeurs prédites. Elle a l'avantage d'être facile à implémenter et permet d'inclure dans la commande des contraintes et des non-linéarités des systèmes à contrôler et la prendre en considération des systèmes multivariables.

Donc, comme récapitulation, ce travail, nous a permis de traiter et d'étudier les points suivants :

- Modélisation des différents étages de la chaîne étudiée: onduleur et convertisseur matriciel indirect, machine asynchrone et synchrone à aimants permanents. Les modèles dégagés nous ont été très utiles pour concevoir les algorithmes de commande
- Analyse de la commande DTC basée sur une table de commutation à 6 et à 12 secteurs et aussi la réduction du niveau élevé d'ondulations et d'harmoniques causés par la fréquence de commutation variable et ceci par l'utilisation de la commande DTC-SVM appliquée à la MAS.
- Amélioration des performances obtenues par les techniques de commande classique, par l'application de la commande PTC et ses variantes ayant comme but de: minimiser la fréquence de commutation, réduire le courant maximal de la machine et enfin compenser le temps de retard de calcul.
- Optimisation de la commande PTC:
  1. Améliorer les performances énergétiques de la machine asynchrone commandée par PTC en se basant sur un modèle de calcul des pertes (LMC). Cette nouvelle technique PTC-LMC basée sur la détermination du flux minimal pouvant garantir des pertes minimales et par conséquent un rendement maximal.
  2. Eliminer la nécessité des facteurs de pondération ce qui est une tâche difficile surtout quand la fonction coût est à plusieurs termes. Dans ce cas, l'optimisation a été réalisée par deux techniques dites respectivement la technique FPTC et la technique PTC-DCF.

Les deux types d'optimisation ont montré leurs efficacités suivant les résultats aboutis que ce soit par simulation et pratiquement.

- Etude, analyse et validation de la commande PTC associée à des observateurs par mode glissant pour l'estimation des différentes grandeurs appliquées à la machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel indirect.
- Application des techniques de commande DTC et PTC et leurs variantes à la MSAP premièrement via un onduleur de tension à deux niveaux, ensuite via par un convertisseur matriciel indirect.
- Validation des résultats obtenus par simulation à l'aide de logiciel Matlab-Simulink et pratiquement au moyen d'un banc d'essai à base d'une carte DSP 1104 au sein du laboratoire LGEA.

Comme perspectives, plusieurs idées qui nous apparaissent importantes, citons par exemples:

- Mise en œuvre expérimentale de la commande prédictive associée au convertisseur matriciel indirect (IMC) appliquées à la MAS.
- Mise en œuvre expérimentale de la commande prédictive appliquée à la MSAP.
- L'application de la commande par mode glissant d'ordre élevé pour la conception de commande et des observateurs.
- Calcul des pertes des machines (MAS et MSAP) en régime transitoire.
- L'utilisation de la commande prédictive associée aux techniques d'intelligence artificielle pour des actionneurs électromécaniques alimentés via des convertisseurs matriciels et multi-niveaux.



---

# **Annexe**

---

---

## Annexe -A-

### • Description du Banc d'essai expérimental

Pour la validation des concepts des méthodes proposées, une évaluation expérimentale a été réalisée en utilisant le matériel suivant :

- une MAS à cage d'écurueil de 1.5 kW dont les enroulements sont couplés en étoile.
- Un convertisseur statique constitué de :
  - un pont redresseur triphasé PD3 à diodes.
  - un étage de filtrage composé de deux condensateurs en série de capacité 2200  $\mu\text{F}$  sous une tension de 400V chacun.
  - un hacheur.
  - un onduleur de tension à deux niveaux développé par SIMIKRON.
- Une source de tension triphasée variable dont le but est de faire varier la valeur efficace des tensions composées de 0 à 450V.
- Un frein à poudre est utilisée comme charge est couplée à l'arbre de la MAS et commandé par une unité de contrôle manuel.
- Circuit adaptateur 5V-15V.
- Génératrice tachymétrique permet la mesure de la vitesse.
- Des capteurs de mesure des courants et des tensions.
- Carte DSPACE 1104 qui assure l'aspect numérique de la commande depuis l'acquisition numérique des signaux d'entrée jusqu'aux signaux de sorties de commande.
- Control Pannel- CLP 1104 relié à la carte DSPACE via un câble blindé et reçoit les signaux analogiques par l'intermédiaire de connecteurs BNC.
- Interface Control Desk qui permet de récupérer et de visualiser en temps réel les différentes variables du fichier développé sous SIMULINK.

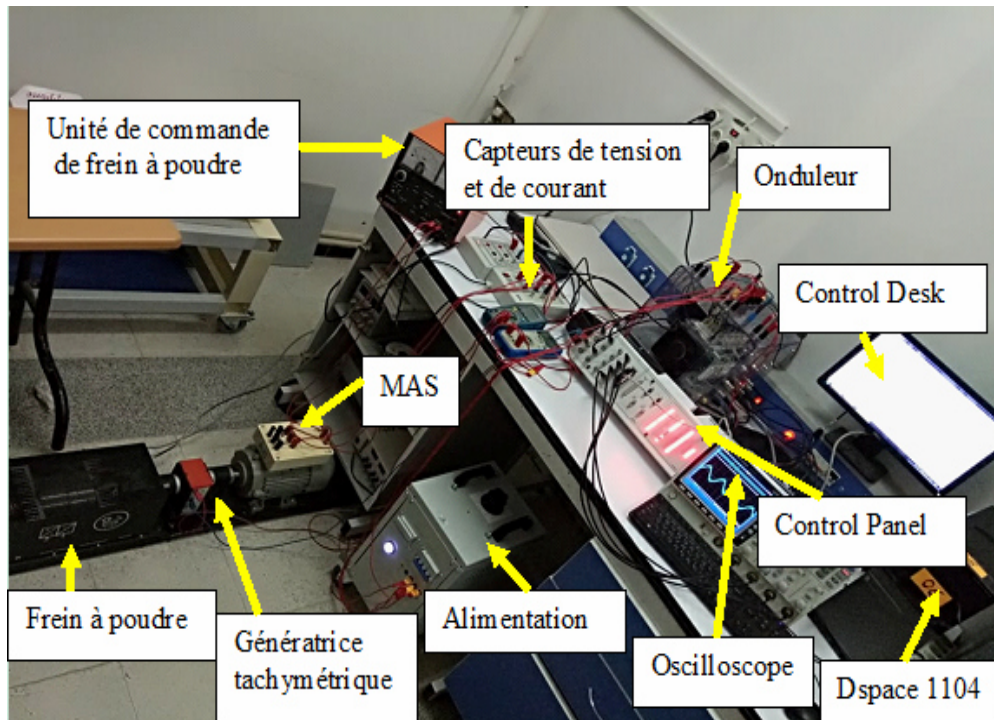


Fig.1. Banc d'essai expérimental

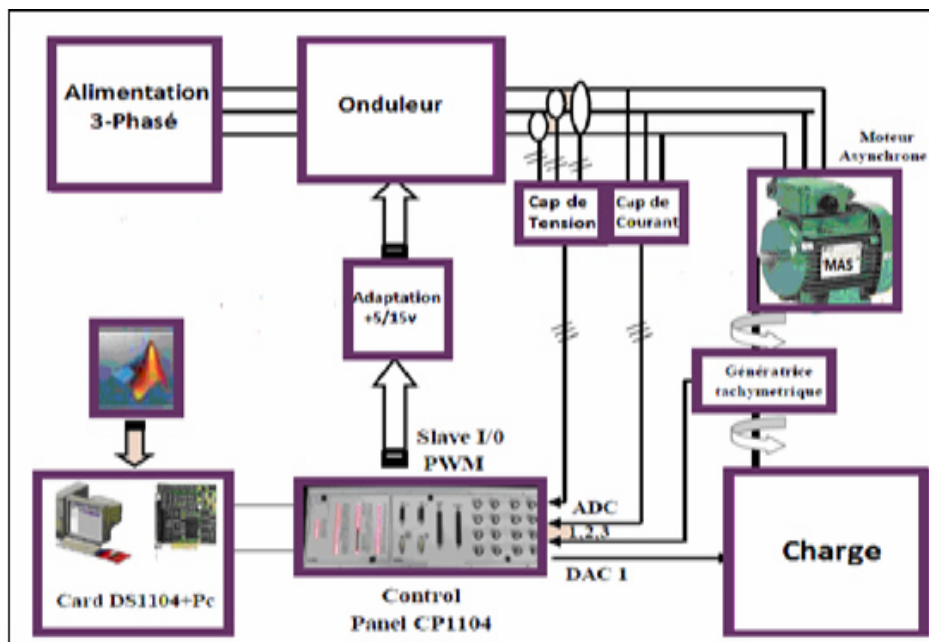


Fig.2. Schéma bloc général du banc d'essai expérimental

## Annexe -B-

## • Caractéristiques et Paramètres de la MAS

Paramètres	Indication	Valeurs	Unités
$V_s$	Tension du réseau	230 /400	$V$
$f$	Fréquence du réseau	50	Hz
$R_s$	Résistance d'une phase statorique	5.2	$\Omega$
$R_r$	Résistance rotorique	5.01	$\Omega$
$L_s$	Inductance statorique cyclique	0.426	H
$L_r$	Inductance rotorique cyclique	0.426	H
$M$	Inductance mutuelle	0.407	H
$J$	Moment d'inertie	0.0048	$Kg.m^2$
$F$	Coefficient de frottement	0.0014	$Kg.m^2 / s$
$p$	Nombre de paires de pôles	2	/
$\psi_n$	Flux statorique nominal	1.05	$Wb$
$N_n$	Vitesse nominale	1423	$tr / m$
$P_u$	Puissance nominale	1500	$W$
$I_n$	Courant nominal	3.4/5.9	$A$
$\cos \varphi$	Facteur de puissance	0.85	/
$C$	Condensateur de Bus continu	21	$\mu F$
$R_f$	Résistance du filtre	0.42	$\Omega$
$L_f$	Inductance du filtre	6.5	$mH$
$K_e$	Constante des courants de Foucault	0.0105	/
$K_h$	Constante des courants d'hystérésis	0.05194	/

- Valeurs des facteurs de pondération utilisés dans le cas d'onduleur de tension : A=1 ; B=35 ; C=0.05.
- Valeurs des facteurs de pondération utilisés dans le cas de convertisseur IMC: A=0.2 ; B=10 ; C=1.

### • Caractéristiques et Paramètres de la MSAP

Paramètres	Indication	Valeurs	Unités
$V_s$	Tension du réseau	230 /400	$V$
$f$	Fréquence du réseau	50	Hz
$R_s$	Résistance statorique	1.4	$\Omega$
$L_{sd}$	Inductance de l'axe d	0.0066	H
$L_{sq}$	Inductance de l'axe q	0.0058	H
$J$	Moment d'inertie	0.00176	$Kg.m^2$
$F$	Coefficient de frottement	0.00038818	$Kg.m^2 / s$
$p$	Nombre de paires de pôles	3	/
$\Omega_n$	Vitesse nominale	105	$rd / s$
$P_u$	Puissance nominale	1000	$W$
$\psi_{sf}$	Flux d'aimant	0.1546	$Wb$

- Valeurs des facteurs de pondération utilisés dans le cas d'onduleur de tension : A=1 ; B=35 ; C=0.05.
- Valeurs des facteurs de pondération utilisés dans le cas de convertisseur IMC: A=0.2 ; B=10 ; C=1.

## Annexe -C-

### • Synthèse des régulateurs

#### 1. Calcul du régulateur de vitesse

$$H(s) = \frac{G(s)}{1+G(s)} = \frac{(kp + \frac{ki}{s})(\frac{1}{Js+F})}{1 + ((kp + \frac{ki}{s})(\frac{1}{Js+F}))} = \frac{sKp + Ki}{Js^2 + (F + Kp)s + Ki} = \frac{s \frac{Kp}{J} + \frac{Ki}{s}}{s^2 + (\frac{F + Kp}{J})s + \frac{Ki}{J}} \quad (1)$$

-Par identification du dénominateur de l'équation (1) avec la forme canonique suivante :

$$s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2$$

$$\text{On obtient : } \begin{cases} K_p = 2\xi\omega_0 J - F \\ K_i = J\omega_0^2 \end{cases}$$

#### 2. Calcul de régulateur du couple de la commande DTC-SVM appliquée à la MAS

$$H(s) = \frac{\widehat{C}_e}{C_e^*} = \frac{\frac{K_m K_p}{T_m} s + \frac{K_m K_p}{T_i T_m}}{s^2 + (\frac{1}{T_m} + \frac{K_m K_p}{T_m})s + \frac{K_m K_p}{T_i T_m}} \quad \text{avec :} \quad K_m = \frac{3}{2} p \frac{M^2}{R_r L_s^2} |\psi_s^*|^2 \quad \text{et} \quad T_m = \frac{\sigma L_r}{R_r}$$

Alors on obtient :

$$K_p = \frac{2\xi\omega_0 T_m - 1}{K_m}$$

$$T_i = \frac{2\xi\omega_0 T_m - 1}{\omega_0 T_m}$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i}$$

#### 3. Calcul de régulateur du couple et du flux respectivement de la commande DTC-SVM appliquée à la MSAP

$$\begin{aligned} K_{pC_e} &= 1 & ; & & K_{p\psi} &= \frac{1}{2T_e} \\ T_{iC_e} &= 4T_e & & & T_{i\psi} &= 4T_e \end{aligned}$$

## Travaux scientifiques

Les travaux consignés par la présente thèse ont été concrétisés par plusieurs publications et communications internationales dont :

### Publications internationales:

- 1- **Aberkane Hesna, Sakri Djamel, Rahem Djamel**, « Hardware Implementation of Predictive Torque Control for an Induction Motor with Efficiency Optimizaon», European journal of Electrical Engineering, <https://doi.org/10.18280/ejee.230108.2021>.
- 2- **Aberkane Hesna, Sakri Djamel, Rahem Djamel**, «Enhanced Finite-State Predictive Torque Control of Induction Motor Using Space Vector Modulation», PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, ISSN 0033-2097, doi:10.15199/48.2021.04.07.2021.

### Conferences internationales:

- 1- **Aberkane Hesna, Sakri Djamel, Rahem Djamel**, «Comparative Study of Different Variants of Direct Torque Control Applied to Induction Motor», The 9th International Renewable Energy Congress (IREC). 2018.
- 2- **Aberkane Hesna, Sakri Djamel, Rahem Djamel**, «Improvement of Direct Torque Control Performances Using FCS-MPC and SVM Applied to PMSM: Study and Comparison», The International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM). 2018.
- 3- **Aberkane Hesna, Sakri Djamel, Rahem Djamel**, «A new predictive torque control approach using space vector modulation for PMSM drive», 19<sup>th</sup> International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF). Nancy, France, DOI: 10.1109/ISEF45929.2019.9097060. 2019.