

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



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

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

**Spécialité (Option) : Commande des systèmes énergétiques**

**Thème**

**Commande DTC Prédictive D'une Machine  
Synchrone à Aimants Permanents**

Présentée par :  
**MESLOUB Hayette**

Soutenue publiquement le 17/05/2016

**Devant le jury composé de :**

Dr. Zouzou Salah Eddine	Professeur	Président	Université de Biskra
Dr. Benchouia M. Toufik	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
Dr. Golea Amar	Professeur	Co-Rapporteur	Université de Biskra
Dr. Batka Achour	Professeur	Examineur	Université de Biskra
Dr. M.S. Nait-Said	Professeur	Examineur	Université de Batna
Dr. Bara Kamel	Professeur	Examineur	Université de Oum El bouaghi
Dr. Golea Nouredine	Professeur	Invité	Université de Oum El bouaghi



Université Mohamed Khider – Biskra

Faculté des Sciences et de la technologie

Département de Génie Electrique

Laboratoire de Génie Electrique de Biskra (LGEB)



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

**Spécialité (Option) : Commande des systèmes énergétiques**

## Thème

# **Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents**

Présentée par :

**MESLOUB Hayette**

Soutenue publiquement le 17/05/2016

**Devant le jury composé de :**

Dr. Zouzou Salah Eddine	Professeur	Président	Université de Biskra
Dr. Benchouia M. Toufik	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
Dr. Golea Amar	Professeur	Co-Rapporteur	Université de Biskra
Dr. Batka Achour	Professeur	Examineur	Université de Biskra
Dr. M.S. Nait-Said	Professeur	Examineur	Université de Batna
Dr. Bara Kamel	Professeur	Examineur	Université de Oum El bouaghi
Dr. Golea Nouredine	Professeur	Invité	Université de Oum El bouaghi

# Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrones à Aimants Permanents

**Résumé** : Le travail présenté dans cette thèse a pour objectif l'étude d'amélioration des performances de la commande DTC et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone à aimant permanent. La présente étude a pour objectifs de développer une structure de contrôle du MSAP, capable de fournir une bonne dynamique du couple électromagnétique avec une grande robustesse. Le contrôle direct du couple permet d'atteindre ces objectifs. En effet, par choix dans une table de commutation des vecteurs de sortie de l'onduleur le flux statorique et le couple électromagnétique sont contrôlés directement et indépendamment. Cependant cette stratégie présente aussi des inconvénients importants. D'une part, la fréquence de commutation n'est pas maîtrisée, l'ondulation au niveau du flux stator et du couple. L'objectif principal de cette thèse est d'introduire des stratégies d'amélioration des performances la (DTC). Des simulations numériques sur Matlab/Simulink et validation pratique sur la carte Dspace1104 ont été implantées pour valider les méthodes proposées.

**Mots clés** MSAP, Commande vectorielle (FOC), Commande directe du couple (DTC), SVM, Linéarisation E-S, Réseaux neurones, logique floue, commande prédictive, PSO, Dspace1104.

**Abstract** : The main goal of this thesis to introduce different strategies for Improvement of performance of the (DTC). The present study deals with development of a control strategy for PMSM machines, Able of provide a high dynamic response of electromagnetic torque with big robustness. A direct torque control strategy makes it possible to achieve these goals. Indeed by choosing the right inverter output vectors in a switching table, the stator flux and electromagnetic torque are controlled directly and independently. However, some disadvantages are also present such as, switching frequency is not controlled, the ripple in the torque and stator flux. The main goal of this thesis to introduce different strategies for Improvement of performance of the (DTC). Numerical simulations in Matlab/Simulink and experimental results in Dspace1104 have been implanted for validate the proposed method.

**Keyword** PMSM, Field oriented control (FOC), direct torque control (DTC), SVM, Linearization I-O, Neural network, Fuzzy logic, Predictive control, PSO, Dspace1104.

**ملخص** : الهدف من العمل المعروض في هذه الرسالة هو دراسة مختلف طرق التحكم في الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم وتحسين مستوى أداءها و طرح استراتيجيات تحسين مواصفات التحكم المباشر في العزم. بحيث تكون قادرة على إعطاء ديناميكية سريعة للعزم الكهرومغناطيسي. التحكم المباشر في العزم الكهرومغناطيسي يسمح لنا ببلوغ هذه الأهداف بطريقة اختيار واستبدال جدول الأشعة نستطيع التحكم مباشرة و انفراديا في تدفق الجزء الساكن و العزم الكهرومغناطيسي؛ لكن هذه الإستراتيجيات لها سلبيات عدة و مهمة. من جهة أخرى نجد أن تواتر الاستبدال غير مسيطر عليه؛ فالهدف الرئيسي لهذه الرسالة هو طرح عدة استراتيجيات لتحسين مواصفات التحكم المباشر في العزم و التدفق. برمجة رقمية على الواجهة ماتلاب/سيميلينك؛ نتائج وإثباتات عملية و تطبيقية تم انجازها لإثبات مدى فعالية الطرق التي تم طرحها.

**الكلمات المفتاحية** : الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم؛ التحكم الشعاعي ذو التدفق الموجه؛ التحكم المباشر في العزم؛ الخلايا العصبية؛ المنطق الضبابي ؛ التحكم التنبؤي؛ طريقة سرب الجزيئات؛

## Remerciements

Louange au **Dieu** le tout puissant qui m'a accordé la foi, le courage et la patience pour mener ce travail.

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

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

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

Qu'ils soient tous remerciés d'avoir accepter d'être membres de jury examinateurs de la présente thèse dont leurs jugements me seraient certainement d'un grand profit, à savoir :

-  Monsieur **GOLEA Noureddine**, Professeur à l'Université D'Oum El Bouagui, pour l'aide précieuse qu'il m'a apporté, pour accomplir ce travail.
-  Monsieur **BATKA Achour** Professeur au Département de génie électrique à L'Université de Biskra, pour ses conseils précieux qui m'ont été très utiles. Permettez-moi Monsieur de vous exprimer mes reconnaissances et mes remerciements les plus sincères.

*✍ Monsieur **BARA Kamel**, Professeur à l'Université D'Oum El Bouagui, d'avoir accepté d'examiner ma thèse et trouve ici mes remerciements les plus sincères pour sa participation au sein du jury.*

*✍ Monsieur **M.S.NAIT Said**, Professeur à l'Université de Batna, pour la confiance et l'honneur qu'il m'accorde en acceptant de participer à ce jury et d'examiner ma thèse .*

*Encore, je tiens tout particulièrement à remercier tout en exprimant ma profonde gratitude à Madame **SAADI Meriem** Ingénieur du Labo LGEB, pour ces encouragements et son aide. Je lui suis particulièrement reconnaissante pour avoir toujours répondu présente, surtout pendant les moments difficiles où des verrous de nature technico-scientifique semblaient difficiles à surmonter.*

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

*Encore une fois, merci à toutes et à tous.*

***Merci du fond du cœur***



***H. Mesloub**  
Lab. LGEB, Mai 2016*

## Listes des Symboles et Acronymes

Symboles	
$t$	Temps.
$C_r$	Couple de charge.
$C_e$	Couple électromagnétique.
$f$	Coefficient de frottement.
$i_{a,b,c}$	Courants instantanés des phases de la machine.
$i_s$	Courant statorique.
$i_{s\alpha}$	Courant statorique suivant l'axe $\alpha$ .
$i_{s\beta}$	Courant statorique suivant l'axe $\beta$ .
$i_{sd}$	Courant statorique suivant l'axe direct.
$i_{sq}$	Courant statorique suivant l'axe en quadrature.
$I_n$	Courant nominal.
$J$	Moment d'inertie.
$P$	Nombre de paires de pôles.
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
$[C]$	Matrice de transformation de Concordia.
$T_e$	Période d'échantillonnage.
$T_s$	Période de commutation.
$T_{id}, T_{iq}$	Constante de temps électrique des régulateurs de courant.
$K_{id}, K_{iq}$	Gain des régulateurs de courant.
$F(s)$	Fonction du transfert.
$V_{a,b,c}$	Tensions instantanées des phases de la machine.
$U_c$	Tensions du bus contenu.
$V_{sd}$	Tension statorique suivant l'axe direct.
$V_{sq}$	Tension statorique suivant l'axe en quadrature.
$R_s$	Résistance statorique.
$L_s$	Inductance statorique
$e$	Erreur entre grandeur réel et de référence.
$\Delta e$	Variation de l'erreur $e$ .
$u$	Vecteur de commande.
$X$	Vecteur d'état .
$K_p$	Coefficient proportionnel du régulateur PI.
$K_i$	Coefficient intégral du régulateur PI .
$K_T$	Coefficient dû à l'aimant.
$\Delta i$	Largeur de la bande d'hystérésis.
$\tau$	La constante de temps.
$S$	Opérateur de LAPLACE.
$w$	Coefficient d'inertie.
$w_{min}, w_{max}$	Coefficient minimum et maximum d'inertie.
$c_1, c_2$	Coefficients d'accélération.
$G_{best}$	Meilleure position atteinte par toutes les particules.
$k, k_{max}$	Nombre d'itération et nombre maximum des itérations.

$r_1, r_2$	Nombres aléatoires tirés uniformément dans [0,1].
$P_{ibest}$	Vecteur de meilleure position des particules.
$X_i$	Vecteur de position des particules.
$V_i$	Vecteur de vitesse des particules.
$[.]^T$	Vecteur transposé.
$S_a, S_b, S_c$	Signaux de commande des interrupteurs de puissance.
$T_{sa}, T_{sb}, T_{sc}$	Largeurs des impulsions des signaux MLI.
$\theta_i$	Secteur numéro $i$ .
<b>Acronymes</b>	
<i>MSAP</i>	Machine Synchrones à Aimants Permanents.
<i>DTC</i>	Direct Torque Control (Commande Directe du Couple).
<i>FOC</i>	Field Oriented Control.
<i>MLI</i>	Modulation par Largeur d'Impulsion.
<i>SVM</i>	Space Vector Modulation (Modulation Vectorielle).
<i>DSP</i>	Digital Signal Processeur.
<i>PWM</i>	Pulse With Modulation.
<i>THD</i>	Total Harmonique Distorsion.
<i>PI</i>	Proportionnel Intégral.
<i>PSO</i>	Particle Swarm Optimization.
<i>IGBT</i>	<i>Insolated Gate Bipolar Transistor</i>
<i>GTO</i>	Gate Turn Off
<i>ANN</i>	Artificial Neural Networks
<i>RN</i>	Réseaux Neurone
<i>MLP</i>	Multi Layer Perceptrons
<i>FLC</i>	Fuzzy Logic Controller
<i>DTNC</i>	Commande Neuronale Directe du Couple
<i>DTFC</i>	Commande Floue Directe du Couple.
<i>Fem</i>	Force électromotrice.
<i>Fcem</i>	Force contre électromotrice.
<i>AC</i>	Alternative Current.
<i>DC</i>	Direct Current.
<i>CV</i>	Commande Vectorielle.
<i>Current_position</i>	Position actuelle de la particule.
<i>IAE</i>	Integration Absolute Error.
<i>ISE</i>	Integrated of Squared Error.
<i>ITAE</i>	Integral Time Absolute Error
<i>Velocity</i>	Vitesse de la particule.
<i>GPC</i>	Generalized Predictive Control.
<i>PFC</i>	Predictive Functional Control.
<i>MPC</i>	Model Predictive Control.
<b>Lettres grecques</b>	
$\alpha, \beta$	Axes correspondant au référentiel fixe par rapport au stator.
$\theta_{obs}$	Position arbitraire du repère du Park.
$\omega$	Vitesse angulaire de rotation du rotor.
$\Phi_{sd}$	Flux statorique suivant l'axe direct.

$\Phi_{sq}$	Flux statorique suivant l'axe en quadrature.
$\Phi_{sa}$	Flux statorique suivant l'axe $\alpha$ .
$\Phi_{s\beta}$	Flux statorique suivant l'axe $\beta$ .
$\Phi_f$	Flux dû à l'aimant.
$\Omega$	Vitesse mécanique du rotor.
$\Omega_{ref}$	Vitesse mécanique de référence.
$\eta$	Le pas d'apprentissage.
$\gamma$	L'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.
<b>Notations</b>	
*	Grandeur de commande.
$\wedge$	Grandeur estimée.
$s, r$	Indices des axes statorique et rotorique.
$n$	Grandeur nominale.
$(.) \cdot$	Valeur dérivée.

## Liste des Figures

<b>Chapitre I</b>	
Figure [I.1] : Constitution d'une MS 3~tétra polaire a pôles saillant.....	09
Figure [I.2] : Constitution d'une MS à pôles lisses.....	10
Figure [I.3] : Chaines de tractions d'automotrice a grande vitesse.....	12
Figure [I.4] : Photo d'aérogénérateur haute tension.....	12
Figure [I.5] : Structure d'un Moteur Synchrone à Aimants.....	13
Figure [I.6] : Courbe de désaimantation.....	14
Figure [I.7] : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.....	15
Figure [I.8] : Moteur a rotor intérieur.....	16
Figure [I.9] : Moteur a rotor extérieur.....	16
Figure [I.10] : Moteur a entrefer axial.....	17
Figure [I.11] : Différentes structures de la roue polaire.....	20
Figure [I.12] : Codeur Incrémental.....	20
Figure [I.13] : Codeur absolu.....	21
Figure [I.14] : Schéma simplifié du résolveur.....	22
Figure [I.15] : Système de poursuite de la position angulaire du rotor.....	23
Figure [I.16] : Schéma classique de la commande scalaire.....	24
Figure [I.17] : Commande vectorielle de la MSAP.....	25
Figure [I.18] : Commande DTC selon I. TAKAHASHI.....	26
Figure [I.19] : Structure générale de commande des machines électriques.....	29
<b>Chapitre II</b>	
Figure [II.1] : Représentation d'une MSAP.....	35
Figure [II.2] : Passage des composantes triphasées aux composantes de Park.....	37
Figure [II.3] : Schéma équivalent de la machine synchrone dans le repère d-q....	37
Figure [II.4] : Schéma d'un onduleur de tension triphasé.....	39
Figure [II.5] : Modèle de la machine synchrone à aimants permanents.....	40
Figure [II.6] : Représentation Spatiale de l'orientation du flux rotorique.....	41
Figure [II.7] : Commande de vitesse de la MSAP.....	42
Figure [II.8] : Modèle de la MSAP parfaitement découplé.....	42
Figure [II.9] : Boucle de régulation du courant $i_{ds}$ .....	43
Figure [II.10] : Boucle de régulation du courant $i_{qs}$ .....	43
Figure [II.11] : Boucle de régulation du courant.....	44
Figure [II.12] : boucle de régulation de la vitesse de la MSAP.....	45
Figure [II.13] : Principe d'une commande à hystérésis.....	46
Figure [II.14] : Contrôle en fourchette du courant d'une phase.....	47
Figure [II.15] : Vue de l'ensemble du banc d'essai expérimental de la MSAP.....	48
Figure [II.16] : Schéma bloc du dispositif expérimental du banc d'essais.....	49
Figure [II.17] : Photo de la partie puissance et mesure.....	50
Figure [II.18] : Partie mécanique de la plate forme expérimentale.....	51
Figure [II.19] : Photo de la partie Interface Homme Machine.....	52

Figure [II.20] : CONTROLDESK Interface de pilotage des tests.....	54
Figure [II.21] : Schémas expérimental de la commande vectorielle.....	55
Figure [II.22] : Algorithme pour déterminer la position initiale du rotor.....	56
Figure [II.23] : Signaux de sortie du résolveur modulés en sinus et en cosinus.....	57
Figure [II.24] : Résultats de simulation et expérimentaux de la CV.....	61
<b>Chapitre III</b>	
Figure [III.1] : Schéma structurel d'une commande DTC.....	68
Figure [III.2] : Onduleur de tension et élaboration des vecteurs tensions.....	69
Figure [III.3] : Evolution de l'extrémité de Flux.....	71
Figure [III.4] : Comportement du flux statorique.....	72
Figure [III.5] : Sélection du vecteur de tension.....	73
Figure [III.6] : Différents effets des vecteurs tensions.....	74
Figure [III.7] : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions...	76
Figure [III.8] : Comparateur à hystérésis à trois niveaux.....	77
Figure [III.9] : Schéma de la structure générale du DTC de la MSAP.....	80
Figure [III.10] : Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC_C.....	83
Figure [III.26] : Résultats expérimentaux de l'interface CONTROLDESK.....	85
Figure [III.27] : Comparaison entre DTC classique et modifier.....	86
Figure [III.28] : Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC_M.....	89
Figure [III.44] : Résultats expérimentaux de l'interface CONTROLDESK.....	91
Figure [III.45] : Commande DTC avec douze secteurs.....	92
Figure [III.46] : Contrôler le couple.....	92
Figure [III.47] : Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC_12S.....	95
Figure [III.63] : Résultats expérimentaux de l'interface CONTROLDESK.....	96
Figure [III.64] : Schéma structurel d'une commande par DTC-SVM.....	97
Figure [III.65] : Contrôleur prédictif .....	97
Figure [III.66] : Diagramme vectorielle.....	98
Figure [III.67] : Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC_SVM.....	103
Figure [III.85] : Résultats expérimentaux de l'interface CONTROLDESK.....	105
Figure [III.86] : Représentation schématique de la linéarisation entrée-sortie.....	106
Figure [III.87] : Schéma de la DTC basée sur la linéarisation entrée-sortie.....	112
Figure [III.88] : Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC_L.....	114
<b>Chapitre IV</b>	
Figure [IV.1] : Réseau neurone non bouclé.....	119
Figure [IV.2] : Réseaux neurone bouclé.....	120
Figure [IV.3] : Neurone formel de Mac Culloch et Pitts.....	121
Figure [IV.4] : Formes usuelles de la fonction d'activation.....	122
Figure [IV.5] : Structure d'un réseau de neurones multicouches.....	122
Figure [IV.6] : Commande DTC d'une MSAP basé sur les réseaux de neurones...	126
Figure [IV.7] : Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC_Neurone.....	129
Figure [IV.23] : Fonctions d'appartenances usuelle.....	132
Figure [IV.24] : Structure d'un régulateur flou.....	133

Figure [IV.25] : Fonctions d'appartenances des variables.....	135
Figure [IV.26] : Synoptique d'un régulateur flou selon MAMDANI.....	136
Figure [IV.27] : Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée.....	137
Figure [IV.28] : Fonction d'appartenance pour la variable de sortie.....	137
Figure [IV.29] : Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée.....	138
Figure [IV.30] : Fonction d'appartenance pour la variable de sortie.....	138
Figure [IV.31] : Structure de la DTC avec régulateurs flous.....	139
Figure [IV.32] : Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC_Floue.....	142
Figure [IV.48] : Groupe de oiseaux.....	143
Figure [IV.49] : Schéma vectorielle du déplacement d'une particule.....	146
Figure [IV.50] : Organigramme général de la méthode PSO.....	147
Figure [IV.51] : Schéma bloc global d'implantation de la DTC_PSO.....	149
Figure [IV.52] : Organigramme de l PSO pour l'ajustement des gains.....	150
Figure [IV.53] : Variations de la fonction objectif.....	151
Figure [IV.54] : Variations des gains optimaux $K_i$ et $K_p$ .....	152
Figure [IV.55] : Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC_PSO.....	155
Figure [IV.73] : Evolution temporelle de la prédiction à horizon fini.....	157
Figure [IV.74] : Schéma de principe du GPC.....	159
Figure [IV.75] : Organigramme de la commande DTC prédictive.....	163
Figure [IV.76] : Schéma bloc d'implantation de la commande DTC-Prédictive....	163
Figure [IV.77] : Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC_Prédictive..	167
Figure [IV.95] : Résultats expérimentaux de l'interface CONTROLDESK.....	168

## Liste des tableaux

<b>Chapitre III</b>	
Tableau [III.1] : Table de commutation.....	78
Tableau [III.2] : Table de commande du flux.....	78
Tableau [III.3] : Table de commande du couple.....	79
Tableau [III.4] : Stratégie de contrôle comparateur à hystérésis à trois niveaux...	79
Tableau [III.5] : Stratégie de contrôle comparateur à hystérésis à trois niveaux...	80
Tableau [III.6] : Table de vérité de la DTC modifiée.....	87
Tableau [III.7] : Table de commutation pour le DTC 12 secteurs.....	92
Tableau [III.8] : Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur.....	100
<b>Chapitre IV</b>	
Tableau [IV.1] : Table des règles pour le contrôleur du flux.....	138
Tableau [IV.2] : Table des règles pour le contrôleur du couple.....	139
Tableau [IV.3] : Vitesse, la position et la valeur de la fonction objectif.....	151

# Table des matières

<i>Abstract-Résumé-ملخص</i> .....	í
<i>Remerciements</i> .....	íí
<i>Nomenclature</i> .....	ív
<i>Liste des figures</i> .....	víí
<i>Liste des tableaux</i> .....	x
<i>Table des matières</i> .....	xí

INTRODUCTION GENERALE .....	01
<b>CHAPITRE I : Etat de L'art : Machines électriques et différentes techniques de commande</b> .....	05
I.1 INTRODUCTION.....	07
I.2 Moteurs Electriques.....	07
I.2.1. Moteur à Courant Continu (MCC).....	07
I.2.2. Moteur asynchrone (MAS).....	08
I.2.3. Moteur Synchrone.....	08
▪ Machine Synchrone Triphasées à Inducteur Bobiné.....	09
▪ Machine Synchrone à Aimants Permanents.....	11
I.2.4. Autopilotage.....	19
I.2.5. Capteur de position.....	19
I.3 Techniques de Commande de la machine.....	23
I.3.1. Commande scalaire.....	24
I.3.2. Commande vectorielle (FOC).....	24
I.3.3. Commande directe du couple (DTC).....	25
I.4 Techniques d'amélioration de la DTC.....	27
I.5 Implantation des algorithmes de contrôle.....	29
I.6 Conclusion.....	30

<b>CHAPITRE II : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dédiée pour la commande type FOC.....</b>	<b>32</b>
II.1 INTRODUCTION.....	34
II.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	34
II.2.1. Mise en équations de la machine.....	35
II.2.2. Transformation de Concordia.....	36
II.2.3. Transformation de Park.....	36
II.3 Modélisation de L'onduleur de Tension.....	38
II.4 Modèle de la machine synchrone en vue de la commande.....	40
II.5 Commande de la machine synchrone à aimants permanents.....	40
II.5.1. Commande Vectorielle.....	41
II.6 Validation des modèles de simulation.....	47
II.6.1. But de la plateforme.....	47
II.6.2. Description du dispositif expérimental.....	48
II.6.3. Résultats de simulation et expérimentaux de la CV de la MSAP....	55
II.7 Conclusion.....	63
<b>CHAPITRE III : Amélioration des performances de la DTC de la machine synchrone à aimants permanents.....</b>	<b>64</b>
III.1 INTRODUCTION.....	66
III.2 DTC Classique.....	66
III.2.9. Résultats de simulation et expérimentaux.....	81
III.3 Amélioration des performances de la DTC.....	86
III.3.1. Contrôle direct du couple modifié.....	86
▪ Résultats de simulation et expérimentaux.....	87
III.3.2. Contrôle direct du couple douze secteurs.....	91
▪ Résultats de simulation et expérimentaux.....	93
III.3.2. Contrôle direct du couple basé sur la modulation vectorielle.....	96
▪ Résultats de simulation et expérimentaux.....	100
III.3.4. Contrôle direct du couple basé sur la linéarisation entrée-sortie....	105

▪ Résultats de simulation et expérimentaux.....	112
III.4 Conclusion.....	115
<b>CHAPITRE IV : DTC de la machine synchrone à aimants permanents basée sur les techniques intelligentes.....</b>	<b>116</b>
IV.1 INTRODUCTION.....	118
IV.2 Réseaux de neurones.....	118
IV.2.1. Réseaux de neurones artificiels.....	119
▪ Neurone formel.....	120
▪ Perceptrons multicouches.....	122
IV.2.7. Commande neuronale directe du couple (DTNC).....	125
IV.2.8. Résultats de simulation et expérimentaux.....	126
IV.3 Logique Floue.....	130
IV.3.1. Définition de la logique floue.....	131
IV.3.2. Commande par logique floue.....	131
IV.3.3. Principes généraux d'une commande par logique floue.....	132
▪ Fuzzification.....	133
▪ Base de règles et définitions.....	134
▪ Défuzzification.....	134
IV.3.4. Commande Floue directe du couple (DTFC).....	139
IV.3.8. Résultats de simulation et expérimentaux.....	140
IV.4 Commande neuronale-PSO directe du couple.....	143
IV.4.1. Résultats expérimentaux et de simulation.....	153
IV.5 Commande directe du couple prédictive.....	158
IV.5.1. Résultats de simulation et expérimentaux.....	159
IV.6 Conclusion.....	168
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>172</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>175</b>
<b>ANNEXES.....</b>	<b>191</b>

# INTRODUCTION GENERALE

## **INTRODUCTION GENERALE**

En raison d'une modernisation incessante des outils de production, les systèmes industriels deviennent de plus en plus complexes et sophistiqués. En parallèle, une demande accrue de fiabilité, de disponibilité et de sûreté de fonctionnement des systèmes sont devenus de véritables enjeux du troisième millénaire [1].

La Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente de faible moment d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes [2]. En effet, les MSAP ne peuvent être commandées que si les enroulements statoriques sont alimentés en fonction de la position du rotor, cette position est nécessaire pour démarrer la MSAP. De plus, une des principales difficultés pour la commande de la MSAP est la détection de la position initiale du rotor afin de le piloter dans le sens de rotation imposé par la commande, sinon il y a un risque de perte de contrôle et de décrochage de la machine. L'électronique et les composants reliés à la mesure de la position sont encore très coûteux. Cette position est obtenue à partir des capteurs mécaniques. Parmi les différents capteurs de position, le résolveur présente des caractéristiques très remarquables en terme de robustesse et d'insensibilité aux diverses perturbations (électromagnétiques, mécaniques et thermiques). De ce fait il est devenu très attractif pour les applications dans les environnements industriels.

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficiée, ces dernières années, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. En effet, les progrès de l'électronique numérique et les développements des composants de puissance permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes très complexes avec un temps de calcul trop long [1], [3].

Actuellement le contrôle de vitesse des machines synchrones et asynchrones s'effectue par des commandes scalaires ou vectorielles. Dans ces approches, les algorithmes de commande reposent sur une modélisation de la machine à piloter en considérant l'onduleur comme un actuateur de tension n'altérant pas celles-ci.

Les commandes scalaires et vectorielles ont fait l'objet de nombreuses études et multiples applications industrielles. Dans les années quatre vingt, sont apparu les premières commandes directes de couple (Direct Torque Control : DTC), ce type de commande se démarque dans son approche de ce qui avait été fait auparavant et constitue une avancée méthodologique dans la commande des machines [3], [6].

L'objectif de ce travail est d'améliorer les performances de la DTC de la MSAP à large domaine d'applications, en utilisant les différentes approches de contrôle : secteurs modifiés, douze secteurs, la logique floue, les réseaux de neurones et la commande prédictive.

Cette commande présente d'excellentes performances en terme de la rapidité de disposition du couple, mais elle reste tributaire des inconvénients inhérents à leurs propres modes de fonctionnement qui peuvent altérer ces mêmes performances acquises (chattering, fréquence

de commutation variable). Étudier ces inconvénients et essayer de trouver des solutions est une nécessité pour parvenir à améliorer les performances de cette commande.

D'autre part, la capacité et la puissance que confèrent les techniques d'intelligences artificielles et les techniques d'optimisation dans la résolution des différents problèmes rencontrés dans le domaine industriel, notamment ceux liés à la commande des machines électriques, en trouvent dans l'utilisation de la logique floue, le réseau de neurone, la commande prédictive et la commande d'optimisation PSO, une des voies intéressantes particulièrement pour la mise en œuvre du noyau de la commande proposée.

A travers ce mémoire, nous allons présenter toutes les étapes à franchir pour parvenir à ce dit objectif. Ces étapes sont les suivantes :

- Commenant tout d'abord par l'étude de la théorie de la commande vectorielle (Field Oriented Control : FOC) et l'implantation de cette approche sur un banc d'essais d'une MSAP, en développant un algorithme de détection de la position initiale du rotor.
- Amélioration des performances de la commande *DTC* (minimisation des ondulations du couple, du flux et réduire la fréquence de commutation) en utilisant différentes techniques de commande classiques et intelligentes.
- La simulation et l'implantation expérimentale des différentes techniques de la commande *DTC* de la MSAP pour valider leurs performances.

Afin de répondre aux objectifs cités ci-dessus, le manuscrit de la thèse sera organisé autour de quatre chapitres :

Le **chapitre un** est consacré à l'état de l'art des machines électriques, en particulier la MSAP, les techniques de commande associées et des principaux problèmes rencontrés dans les différentes techniques de contrôle. Au cours de cette prospection bibliographique nous avons essayé de pointer un certain nombre de travaux effectués, dans le but d'améliorer les performances et la robustesse des systèmes d'entraînement. Ces études portent principalement sur les problèmes liées à l'usage des commandes FOC et *DTC* tels que l'influence de la variation paramétrique. Nous nous attachons à une analyse plus approfondie des ces différents problèmes, en utilisant des informations issues d'une synthèse bibliographique d'un certain nombre d'articles de revues et de conférences. Cette analyse nous permettra de mettre en évidence certaines limitations de ces commandes, de préciser les hypothèses de travail et de motiver les orientations adoptées par la suite.

Le **chapitre deux** a pour objectif de présenter une synthèse de la commande FOC appliquée à la MSAP. La première partie est consacrée à la modélisation de la MSAP en considérant certaines hypothèses simplificatrices. Ensuite la théorie de la commande de type FOC appliquée à la MSAP est présentée, en considérant les deux modèles, en tension et courant. Par la suite, seule l'approche en courant est retenue et les résultats de simulation et expérimentaux seront présentés. Ce chapitre présente aussi la maquette expérimentale qui a été mise en place dans l'objectif de valider les modèles développés. Dans un premier temps, une description des différents composants de cette maquette est présentée. Un algorithme mis

au point pour réaliser la mesure de la position du rotor à l'aide d'un résolveur. Ensuite, l'algorithme de contrôle-commande de la machine est exposé et commenté. Enfin, la validation expérimentale de la stratégie de cette commande, cette validation c'est une étape initiale pour démarrer la machine synchrone à aimants et voire les différentes contraintes dans le banc d'essai.

Le **chapitre trois** portes sur la commande DTC classique de la MSAP, ainsi que les techniques améliorant ses performances. Nous nous attacherons dans cette partie à l'amélioration des performances de ce type de contrôle afin de réduire les oscillations de couple et de flux ainsi que la fréquence de commutation et les bruits acoustiques. Au premier lieu et afin de s'affranchir de l'inconvénient des oscillations du couple et du flux dans la commande DTC classique, nous trouverons deux façons d'envisager des approches de commande *DTC* :

- Nous présentons tout d'abord par simulation les techniques de commande suivantes : la commande DTC modifiée, la commande DTC douze secteurs, la commande *DTC* avec Modulation Vectorielle où *SVM* (en anglais, *Space Vector Modulation*) et enfin la commande DTC basée sur la linéarisation Entrée-Sortie.
- Après avoir testé ces approches par simulation, des résultats expérimentaux sont présentés et comparés avec ceux de la simulation. Ces approches montrent des améliorations des performances, par rapport à la commande DTC classique (approche de Takahachi).

Le **quatrième chapitre** sera consacré à la partie principale de notre travail dite "*DTC DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT BASEE SUR LES TECHNIQUES INTELLIGENTES*", pour donner plus de performances à la commande DTC de la MSAP. Ces techniques consistent à remplacer les comparateurs classiques et la table de sélection appliqués au DTC classique de la machine synchrone à aimants par des contrôleurs basés sur les réseaux de neurones, la logique floue ou la commande prédictive. L'association de ces techniques intelligentes avec l'approche d'optimisation PSO, permet d'améliorer considérablement les performances de la DTC.

Enfin, la thèse sera clôturée par des conclusions présentant les différents résultats obtenus soit en simulation soit en pratique ainsi que les contraintes rencontrées. Nous présenterons aussi les perspectives envisageables pour la poursuite de ce travail.

# Chapitre Un...✍

ETAT DE L'ART :

Machines Electriques et  
Différentes Techniques de commande

# Contenu

1.1 Introduction.....	7
1.2 Moteurs Electriques.....	7
1.2.1 Moteur a Courant Continu (MCC).....	7
1.2.2 Moteur asynchrone (MAS).....	8
1.2.3 Moteur Synchrone.....	8
1.2.3.1 Machine Synchrone Triphasée à Inducteur Bobiné .....	9
1.2.3.2 Machine Synchrone à Aimants Permanents .....	11
1.2.4 Autopilotage.....	19
1.2.5 Capteur de position .....	19
1.3 Techniques de Commande de la machine.....	23
1.3.1 Commande scalaire.....	24
1.3.2 Commande vectorielle (FOC).....	24
1.3.3 Commande directe du couple (DTC).....	25
1.3.4 Techniques d'amélioration de la DTC.....	27
1.4 Implantation des algorithmes de contrôle des machines électriques.....	29
1.5 Conclusion.....	30

## I.1 Introduction

Dans les années soixante, la Machine à Courant Continu (MCC) a occupée une place prépondérante dans le domaine des asservissements de position et de précision [1], [2]. En effet, à cette époque, les industriels ont mis au point des asservissements analogiques performants qui ont contribué à rendre pratiquement incontournable ce type de moteur pendant plusieurs décennies dans la plupart des installations industrielles que ce soit en robotique ou en commande numérique de machines-outils [1-3]. Néanmoins, ce type d'actionneur présente des inconvénients de par son prix élevé (tant en fabrication qu'en maintenance). A cause de son collecteur, sa puissance et sa vitesse de rotation se retrouvent limitées, sa sensibilité vis à vis des environnements corrosifs et son incapacité à travailler en atmosphère explosive [4], [5].

Nous nous sommes fixés dans ce chapitre qui a pour titre "état de l'art", les objectifs suivants :

En premier lieu, on vise à choisir le type de machine à utiliser parmi ceux qui existent déjà, en insistant sur les meilleures performances.

En deuxième lieu, on va présenter les différentes techniques de commande appliquées à la machine sélectionnée et comparer les techniques existantes pour choisir la technique à optimiser dans ce qui suit.

## I.2 Moteurs Electriques

### I.2.1 Machine à Courant Continu

Actuellement les machines à courant continu et à courant alternatif se partagent le marché des variateurs. Le prix des machines électriques varie peu alors que celui des composants électroniques et micro-informatique a tendance à baisser, ce qui profite aux variateurs à courant alternatif. Cependant l'entraînement à courant continu garde encore une bonne place dans le marché de la haute performance.

La machine synchrone à inducteur bobiné convient aux très fortes puissances, celle à aimants permanents au positionnement et aux faibles et moyennes puissances. La machine asynchrone se trouve dans les moyennes et fortes puissances [6].

Le moteur à courant continu à collecteur (MCC) et surtout à excitation indépendante confère, encore actuellement, la solution la plus économique grâce à son convertisseur d'induit de type hacheur à deux interrupteurs (l'inducteur est aussi alimenté par un hacheur de petite puissance). C'est la technologie retenue par de nombreux constructeurs automobiles pour la commercialisation des véhicules électriques de première génération. Mais le MCC possède un certain nombre d'inconvénients bien connus et il sera très probablement remplacé par des moteurs à commutation électronique dans les générations suivantes. Citons quelques-uns de ces inconvénients [7] :

- L'usure des balais, voir du collecteur, nécessite un entretien périodique et produit des poussières conductrices qui finissent par nuire à l'isolement du collecteur lui-même et de l'induit ;
- La commutation mécanique nécessite des pôles de commutation et des enroulements de compensation qui accroissent le volume ;
- L'induit tournant, source des pertes principales, ne permet pas un refroidissement efficace, à l'eau par exemple, ce qui limite les possibilités de hautes performances ;
- La vitesse périphérique du collecteur et de l'induit est limitée à 50 voir 75 m/s ce qui ne permet pas d'atteindre les vitesses élevées nécessaires à une puissance massique convenable.
- Si l'excitation est à aimants, il n'est pas possible de fournir la puissance maximale (ce type de fonctionnement permet la suppression de la boîte de vitesses) sur une plage de vitesse étendue (il faudrait pouvoir décaler les balais...).

### **I.2.2 Machine Asynchrone (MAS)**

Son alimentation aussi est effectuée par un onduleur triphasé, est une solution envisagée par de nombreux constructeurs car ce moteur est bien connu et, surtout on possède l'expérience de sa fabrication en série. Le contrôle vectoriel permet d'obtenir de bonnes performances et ceux pour des vitesses élevées jusqu'à l'arrêt, et associé à un contrôle approprié du flux, le rendement peut être optimisé. Son rendement est moins bon que celui des moteurs synchrones à cause des pertes Joules car il "faut" des pertes Joules au rotor pour avoir du couple, c'est son principal inconvénient. La cage d'écureuil autorise des vitesses de 150 m/s moyennant un bon équilibrage. Le "fonctionnement à puissance constante" est aussi possible mais la plage de vitesse est limitée par le rapport du couple maximal (sommet de la caractéristique de couple à flux maximal) sur le couple "nominal". Cette contrainte conduit, quelque fois, à utiliser le moteur en couple (nominal) pour étendre sa plage de vitesse [6-9].

### **I.2.3 Machine Synchrone**

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par un circuit d'excitation, soit par des aimants permanents. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique. Cette famille de machines regroupe en fait plusieurs sous-familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone. Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants.

### I.2.3.1 Machine Synchrones Triphasée à Inducteur Bobiné

Les machines synchrones sont devenues compétitives vis-à-vis des machines asynchrones. Elles couvrent une très grande gamme de puissances, dans les systèmes d'entraînements, allant de quelques centaines de watts jusqu'à plus de 50 MW. A l'origine, les machines synchrones étaient essentiellement des alternateurs excités par un courant continu et qui produisaient plus de 99% de l'énergie électrique consommée dans le monde. Elles sont constituées principalement de stator, rotor et enroulement amortisseurs.

- **Stator**

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de trois enroulements identiques décalés de  $120^\circ$  dans l'espace, ces enroulements sont logés dans les encoches du circuit magnétique. Dans la grande majorité des cas ; ces trois enroulements sont couplés en étoile. Ce qui annule la composante homopolaire du courant lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de courants, il y a création du champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques.

- **Rotor**

Il existe deux types de rotor des machines synchrones

#### a- Rotor à pôles saillants

Le rotor est constitué de pôles, autour desquels est bobiné l'enroulement inducteur, le sens de réalisation du bobinage est alterné à chaque pôle. Cet enroulement est traversé par un courant continu ce qui donne naissance à une force magnétomotrice le long de l'entrefer. Les pôles sont munis d'épanouissements polaire, dont la forme est étudiée de manière à obtenir une répartition quasi-sinusoïdale de la force magnétomotrice créé par l'inducteur, cette réalisation entraîne un entrefer fortement variable est par conséquent la position relative du rotor par rapport aux enroulements statoriques influe sur la perméance du circuit magnétique vue du stator.

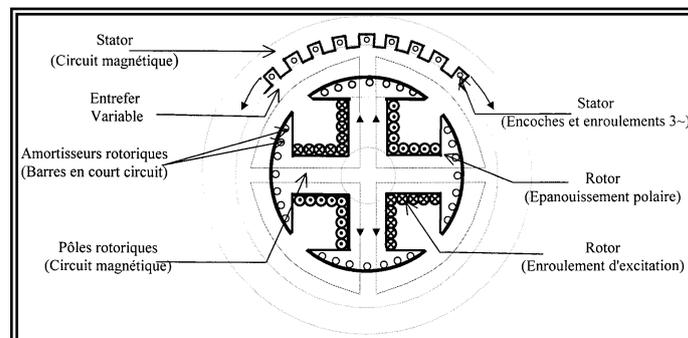


Figure I-1 : Constitution d'une MS triphasée tétra polaire à pôles saillants.

## b-Rotor à pôles lisses

Le rotor est cylindrique, est l'arbre constitué, soit d'une seule pièce massive comportant des encoches, soit d'un circuit magnétique feuilleté. L'enroulement inducteur traversé par un courant continu, est logé dans ces encoches, il donne donc naissance à une force magnétomotrice que l'on supposera répartie sinusoidalement le long de l'entrefer. La partie massive du rotor, si elle existe constitue l'amortisseur, dont la fonction est similaire à celui de la machine à pôles saillants. En négligeant l'effet des encoches, on peut considérer l'entrefer constant sur toute la périphérie du rotor. La perméance du circuit magnétique est alors indépendante de la position du rotor, l'enroulement rotorique et les trois enroulements statoriques sont bobinés de manière à obtenir un nombre identique de pôles au rotor et stator.

Comme pour la machine à pôles saillants, l'interaction entre le champ tournant créé par le stator et le champ du à l'inducteur, donne naissance au couple électromagnétique et entraîne la rotation du rotor.

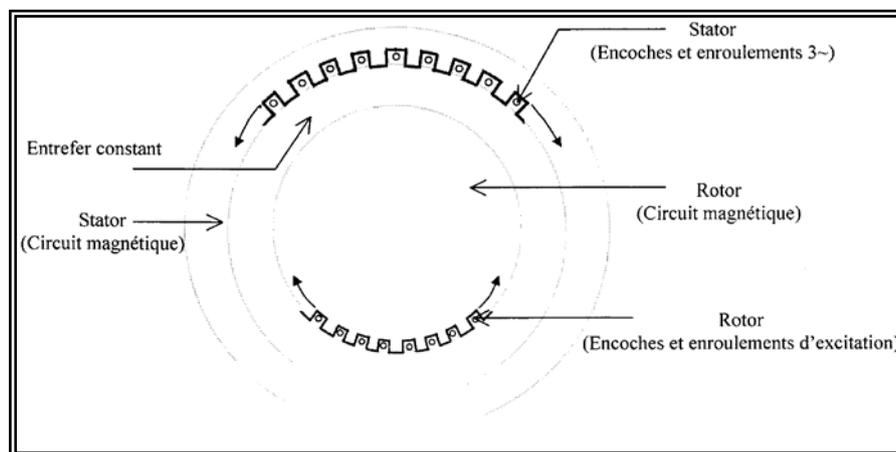


Figure I-2 : Constitution d'une MS à pôles lisses.

- **Enroulement amortisseur**

Les pôles sont également munis d'amortisseurs, qui sont formes de barres (en cuivre ou alliage d'aluminium) logés dans les épanouissements polaires, au plus pros de l'entrefer. Ces barres sont reliées ensemble aux deux extrémités du rotor, et sont par conséquent en court circuit.

Les amortisseurs existent pour les MS à pôles saillants de petite et moyenne puissance, essentiellement pour permettre le démarrage asynchrone, limite les vibrations de l'arbre et évite un échauffement excessif du rotor face à une répartition non sinusoidale du flux dans l'entrefer. Le rôle principal des amortisseurs, consiste de s'opposer à toutes variation rapide du flux, cela en fournissant un chemin préférentiel au courant qui se manifeste au régime transitoire, a fin d'éviter des surtensions dans l'inducteur.

### **I.2.3.2 Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)**

Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (en surface insérés ou non entre des pièces polaires, "enterrés" avec ou sans concentration de flux). Si l'objectif est d'obtenir un "fonctionnement à puissance constante", il est nécessaire d'avoir une réaction d'induit importante (judicieusement optimisée) et il est nécessaire d'avoir des aimants "enterrés" ou insérés entre des pièces polaires. Le rendement de tels moteurs est excellent à condition de disposer d'aimants à hautes performances. La technologie Samarium Cobalt ne semble pas avoir un coût compatible avec l'industrie automobile et la technologie Fer-Néodyme-Bore doit encore faire quelques progrès en ce qui concerne la tenue en température et le prix. Ce dernier type d'aimants constitue un espoir important dans le domaine des moteurs électriques. Quant aux ferrites, dont le prix est acceptable en production de grande série, ils confèrent des performances relativement modestes aux MSAP mais ne sont pas à exclure. Les MSAP sont couramment utilisées dans différentes applications industrielles dans une gamme de puissance d'une certaine de Watts (servomoteurs) a plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires...). Le secteur de l'automobile [10],[11], les actionneurs électro hydrauliques, les avions électriques, la traction électrique, les machines-outils, les générateurs éoliens et le compresseur d'un réfrigérateur constituent les principales utilisations de ces moteurs [11],[12].

L'avantage des MSAP par rapport aux machines synchrones à rotor bobiné réside dans la suppression de l'excitation de ces moteurs. Dans ce cadre [13], présente une étude comparative de trois topologies des machines synchrones à aimants afin d'extraire la plus performante pour ce type d'application. Sa comparaison repose sur les machines à aimants cylindriques, discoïdes à champ axial et à flux transverse. L'étude consiste à utiliser une machine à entraînement direct caractérisée par une forte puissance massique à vitesse lente. A la fin de l'étude, l'auteur conclut que la machine synchrone à aimants permanents montés sur surface rotorique est la mieux adaptée pour la propulsion des navires tout électrique. La MSAP connaît aussi un regain d'intérêt dans le domaine de l'aéronautique. Durant les dernières années, les actionneurs électro hydrauliques ont joué un rôle croissant à bord des avions. Pour l'obtention des performances définies pour ces actionneurs, les MSAP sont généralement favorisées en raison de leurs excellents rendements et de leurs larges plages de vitesse à puissance constante.

En traction électrique, pour réduire la masse et le volume d'automotrices a grande vitesse, la société Alstom a développé de nouveaux systèmes de traction ferroviaire basés sur la MSAP de fortes puissance. L'objectif poursuivi dans la conception de ces systèmes est d'exploiter la logeabilité de l'actionneur à aimant pour répartir la puissance dans l'ensemble des rames. Comme nous montre la figure (I.3), la nouvelle disposition des MSAP dans les rames permet de disposer de plus de place pour les passagers, en conservant les mêmes normes de sécurité, sans augmentation des couts de construction. D'autre part, les principales caractéristiques de la répartition de la motorisation sur toute la longueur de la rame résident dans l'amélioration du comportement dynamique du train. En plus, avec des moteurs de type synchrones à aimant.

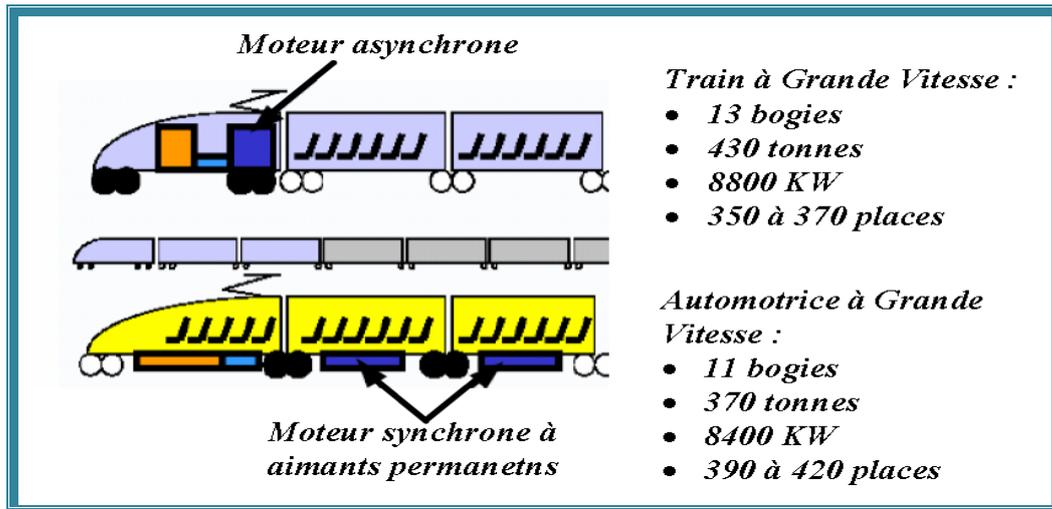


Figure I-3 : Les chaînes de tractions d'automotrice à grande vitesse.

En plus, dans le domaine de production d'énergie électrique, la MSAP a déjà été utilisée dans le cadre d'exploitation du potentiel énergétique éolien sur des sites isolés avec raccordement au réseau de distribution [14]. En fait, l'inducteur à aimant garantit la présence des f.é.m. et la possibilité de freiner en cas de vents violents, ce qui permet de simplifier la conception de la turbine. La simplification qui en résulte occasionne une suppression des freins aérodynamiques en bout des pales de l'éolienne.

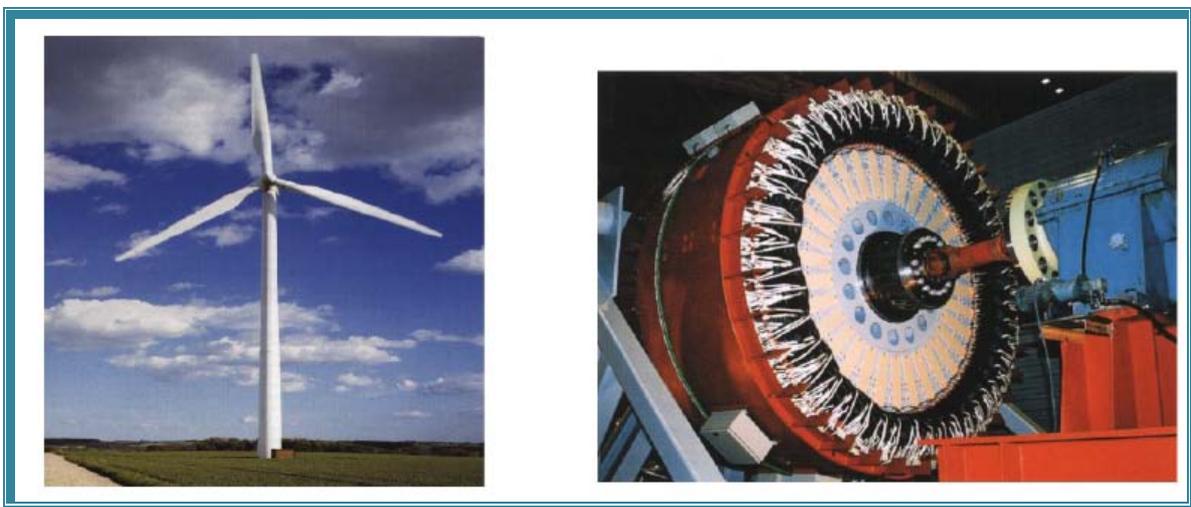


Figure I-4 : Photo d'aérogénérateur haute tension et Prototype de générateur à aimants.

Le prototype de générateur à aimant permanents a 16 paires de pôles est présenté par la figure I.4. Ce type de générateur est capable de délivrer directement de la haute tension (une tension supérieure à 20KV) sans avoir recours à un transformateur auxiliaire, à cause des câbles utilisés pour la conception des bobines statoriques. En effet la production de la haute tension sans transformateur élévateur est parmi les points les plus intéressants dans cette

gamme de puissance élevées. Il débite sur un redresseur à diodes puis l'énergie est transportée en courant continu vers un convertisseur DC-AC qui peut être associé à des batteries électrochimiques en situation autonome. Cette structure génère, alors, la source alternative monophasée ou triphasée nécessaire [15].

### I.2.3.2.1 Structure de la MSAP

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile au rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de  $120^\circ$  dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer.

Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [16].

Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (f.é.m) alternatives. L'interaction des champs statoriques et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone. La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants en surface.

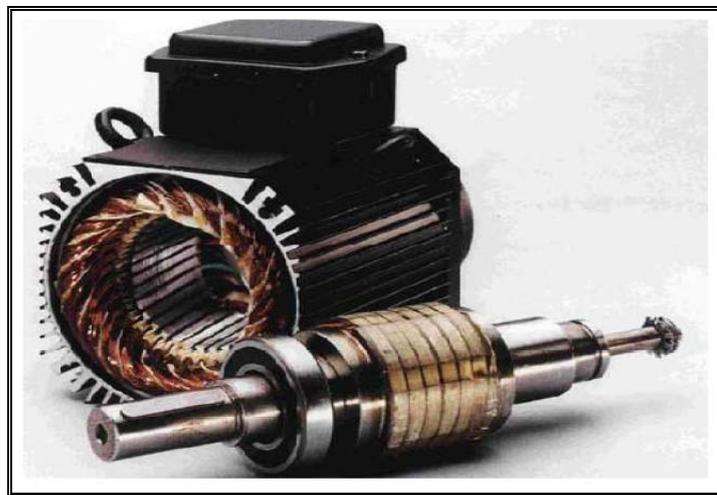


Figure I-5 : Structure d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents.

### I.2.3.2.2 Les Aimants Permanents

Les aimants des machines synchrones sont fabriqués à partir de poudre de ferrite, de poudre de fer-cobalt ou de terres rares. Un bon aimant doit avoir une induction rémanente et un champ coercitif le plus grand possible [17],[18].

C'est au début des années 30 que sont apparus les premiers aimants permanents appelés Alnico (alliage à base d'Aluminium-Nickel-Cobalt). Ces derniers demeurent le matériau magnétique le plus utilisé durant plusieurs décennies. Depuis les années 50, ils ont été peu à peu remplacés par les aimants à base d'héxaferrite (AFe<sub>12</sub>O<sub>19</sub> ou A=Ba, Sr, Pb,...).

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique d'un actionneur. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H, figure(I.6). Cette courbe est caractérisée par :

- L'induction rémanente  $B_r$ , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé.
- Le champ coercitif de l'induction  $H_{cb}$  qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- Les valeurs  $H_m$  et  $B_m$  du point de fonctionnement optimal M correspondant à  $(BH)_{max}$ .

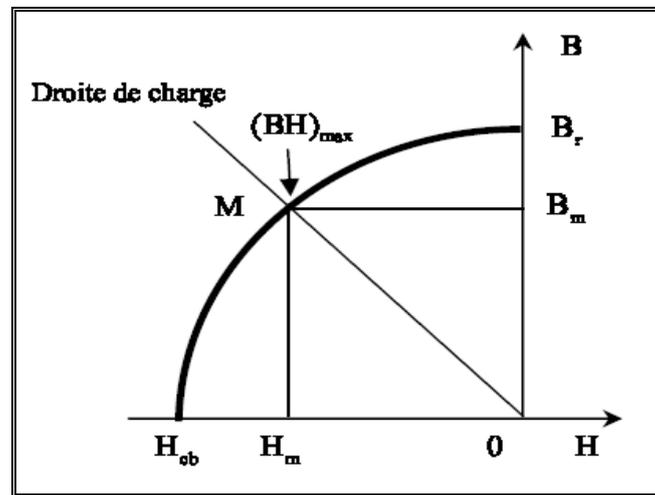


Figure I-6 : Courbe de désaimantation.

La figure (I.7) donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

- Les **ALNICO** sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes.
- Les **FERRITES** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes.
- Les **TERRES RARES** tels que les Samarium-Cobalt sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.
- Les **NEODYME-FER-BORE** (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium-Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

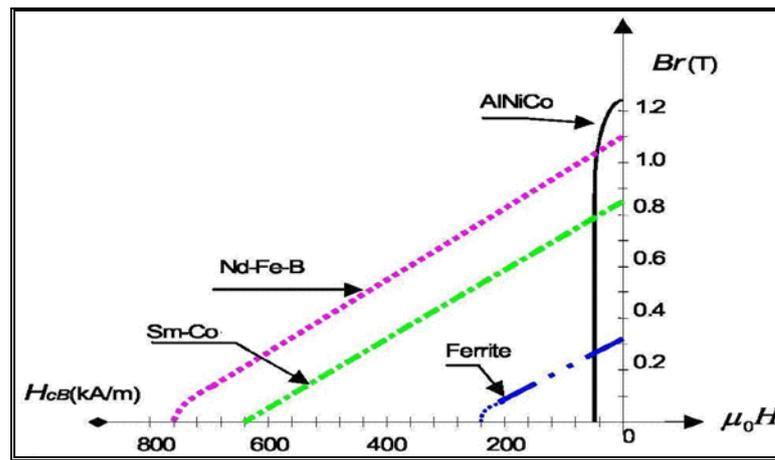


Figure I-7 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

### I.2.3.2.3 Différents Types de Machines à Aimants Permanents

Il existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible.

Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable [19].

Trois grandes familles existent : le moteur à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

- **Moteur à rotor intérieur**

Le moteur à rotor intérieur à une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. La figure (I.8) montre un exemple de moteur à rotor intérieur.

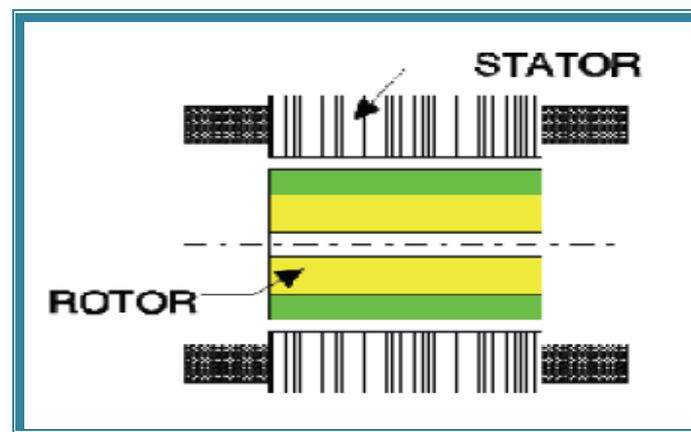


Figure I-8 : Moteur à rotor intérieur.

L'avantage majeur de cette structure est le rapport couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés.

- **Moteur à rotor extérieur**

La figure (I.9) présente la section d'un moteur à rotor extérieur. Les tôles utilisées au stator ressemblent à celles de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section.

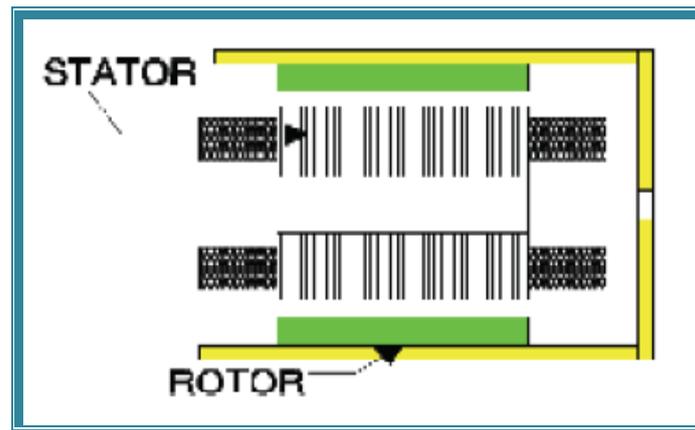


Figure I-9 : Moteur à rotor extérieur.

Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa facilité de fabrication.

- **Moteur à entrefer axial**

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer. La figure (I.10) représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.

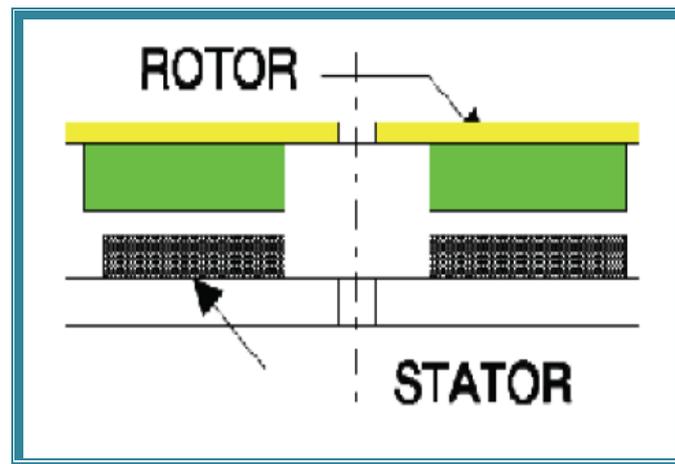


Figure I-10 Moteur à entrefer axial.

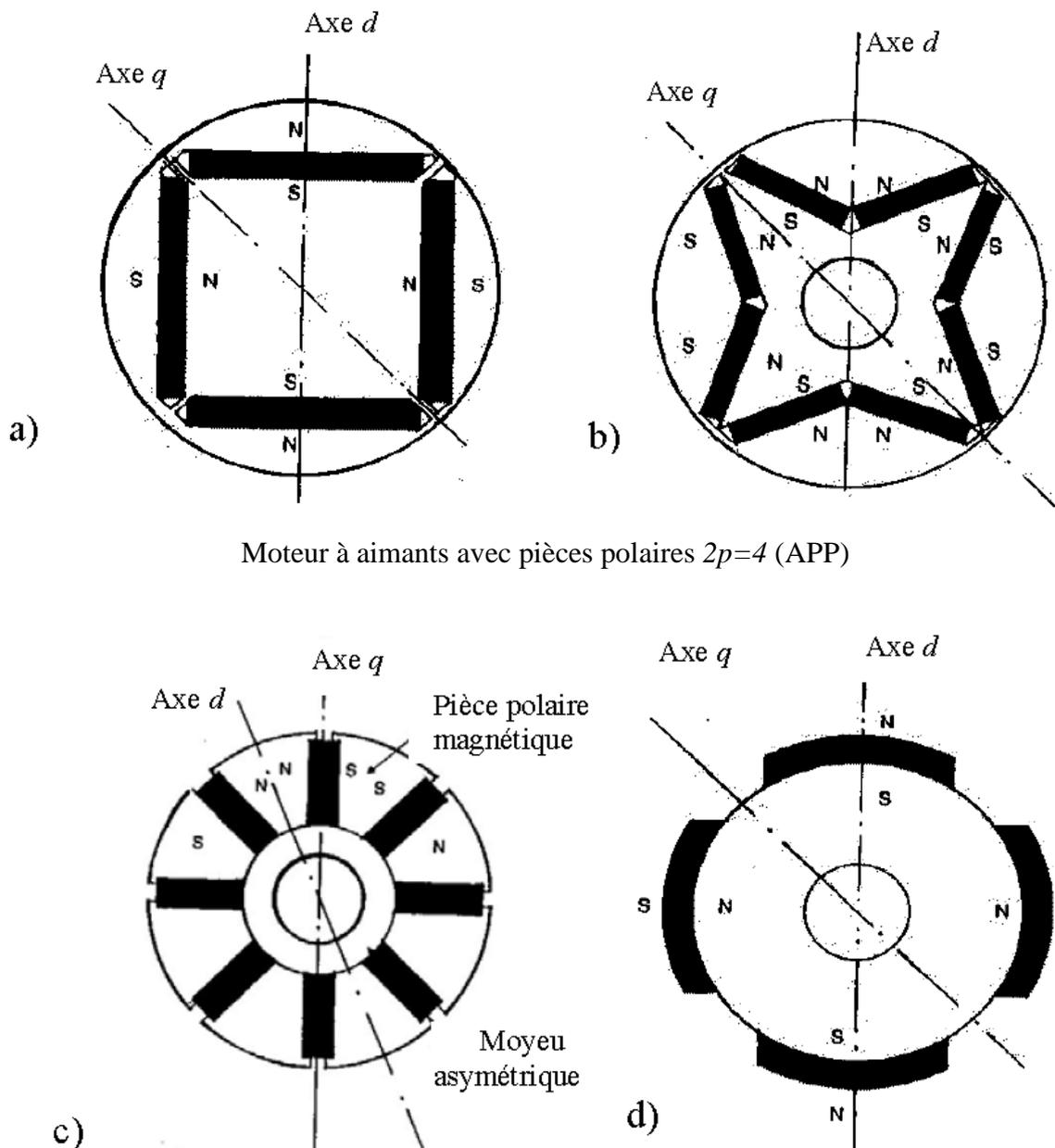
Ces machines ont en générale un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieur à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif du aux courants de Foucault. Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réluctant à faible vitesse.

#### I.2.3.2.4 Différents Types de Rotor

Selon leur inducteurs, on distingue principalement deux types de machines synchrones à aimants permanents, celles à pôles lisses et celles dites à pôles saillants.

Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configuration est envisageable, et ce en agissant sur le sens de l'aimantation, les formes géométriques des aimants et leur disposition au niveau de l'entrefer.

- La machine à inducteur lisse, où les aimants utilisés sans pièces polaires (machines de structure dite SPP (Sans Pièces Polaires)) sont disposés au niveau de l'entrefer sur un moyeu ferromagnétique (voir figure I.11-d)). Aux fuites magnétiques près (le coefficient de fuites  $\sigma$  est de l'ordre de 1.03 à 1.05), l'induction  $B_e$  dans l'entrefer est celle de l'aimant  $B_a$ . Les aimants composés des terres rares peuvent créer ainsi une induction dans l'entrefer de 0.60 (T) à 0.85 (T), suivant la nature de l'aimant et le rapport de son épaisseur à celle de l'entrefer (en général il est de 5 à 6 fois)[20],[21].

Moteur à aimants avec pièces polaires  $2p=4$  (APP)Moteur APP à concentration de flux  $2p=8$ 

Moteur à aimants périphériques (SPP)

Figure I-11 : Différentes structures de la roue polaire d'un moteur synchrone à aimants permanents.

- La machine à pôles saillants, où les aimants sont montés entre des pièces polaires (machines dites de structure APP (Avec Pièces Polaires)). Un exemple de réalisation est montré dans la figure (I.11-(a, b)) avec des aimants insérés dans un paquet de tôles magnétiques spécialement découpées. Un pont saturé d'une épaisseur de l'ordre de millimètres sépare les pôles. La machine à pôles saillants dite « à concentration de flux » est montrée sur la figure (I.11-c)) où les aimants sont alors logés entre les pièces polaires et leur aimantation est transversale.

## I.2.4 Autopilotage

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. Parce que la dynamique des parties mécaniques est beaucoup plus lente que celle des parties électriques, une variation trop rapide des courants de l'induit donc du champ statorique, ne permet pas au champ rotorique de s'accrocher. D'autre part, pour une alimentation donnée (amplitude de la tension et du courant) il existe une charge limite au-delà de laquelle la machine ne peut continuer à fournir le couple nécessaire [22].

Une première manière de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone est de l'alimenter par des courants de fréquence variable. Cela est assuré par un convertisseur statique de fréquence variable. Dans ce cas il est indispensable de contrôler non seulement en amplitude mais aussi en fréquence ou en phase, les caractéristiques d'alimentation [23], [20], [24], [25].

La machine synchrone excitée de manière indépendante entraîne un capteur de position qui permet :

- La détection de la position relative rotor/stator c'est à dire la position du champ inducteur par rapport au champ induit.
- La délivrance de signaux à une fréquence synchronisée avec la fréquence de rotation de la machine. Ces signaux sont mis en forme, amplifiés et isolés par l'intermédiaire de transformateurs d'impulsions et envoyés sur les gâchettes des thyristors du commutateur de courant qui alimente l'induit de la machine synchrone. On dit que la machine est « autopilotée ». L'alimentation et l'autopilotage des machines synchrones ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche dans le but d'obtenir un couple uniforme et constant dans une grande gamme de vitesses, et d'établir une commande par microprocesseur simple pour concurrencer les moteurs à courant continu.

## I.2.5 Capteur de position

Quel que soit le type de machine et d'alimentation associée, le principe d'autopilotage nécessite la synchronisation des grandeurs électriques d'alimentation avec la vitesse de rotation. Les technologies utilisables passent par la mesure de la position du rotor qui peut être optique ou électromagnétique. Les codages envisageables peuvent être de type relatif ou absolu, mais l'alimentation de la MSAP requiert la connaissance de la position absolue [26].

### I.2.5.1 Codeurs de position

Il existe deux types de codeurs de position :

- **Codeur Incrémental**

Les codeurs incrémentaux sont destinés à des applications de positionnement et de contrôle de déplacement d'un mobile par comptage et décomptage des impulsions qu'ils délivrent. Le disque d'un codeur incrémental comporte deux pistes La piste extérieure : (voie A ou voie A et B) est divisée en « n » intervalles d'angles égaux alternativement opaques et transparents, « n » s'appelant la résolution ou nombre de périodes ; c'est en effet le nombre d'impulsions qui seront délivrées par le codeur pour un tour complet de son disque. Derrière la piste extérieure

sont installées deux photodiodes décalées qui délivrent des signaux carrés A et B en quadrature [27].

La piste intérieure : comporte une seule fenêtre transparente. Celle-ci ne délivre donc qu'un seul signal par tour. Ce signal Z appelé «top zéro» détermine une position de référence et permet la réinitialisation à chaque tour. L'utilisation d'un codeur incrémental nécessite une mise à zéro du codeur à sa mise sous tension.

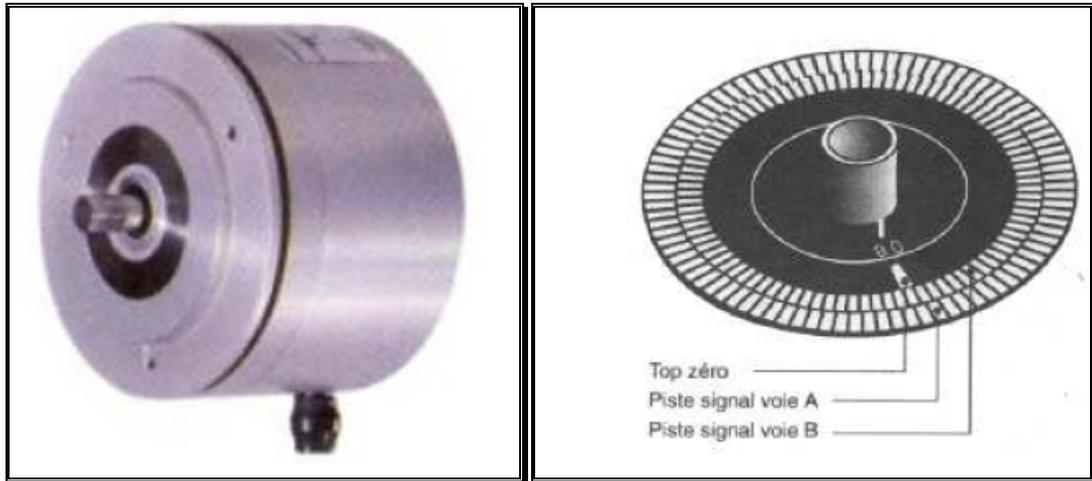


Figure I-12 : Codeur Incrémental.

#### ✓ Les Avantages

- Le codeur incrémental est de conception simple (son disque ne comporte que deux pistes) donc plus fiable et moins onéreux qu'un codeur absolu.

#### ✓ Les Inconvénients

- Il est sensible aux coupures du réseau : chaque coupure du courant peut faire perdre la position réelle du mobile à l'unité de traitement. Il faudra alors procéder à la réinitialisation du système automatisé.
- Il est sensible aux parasites en ligne, un parasite peut être compté par le système de traitement comme une impulsion délivrée par le codeur.
- Les fréquences des signaux A et B étant généralement élevées, il faudra vérifier que le système de traitement est assez rapide pour prendre en compte tous les incréments (impulsions) délivrés par le codeur. Le non comptage d'une impulsion induit une erreur de position qui ne peut être corrigée que par la lecture du « top zéro ».

#### • Codeur Absolu

Un disque est divisé en pistes. Chaque piste comporte une alternance de secteurs réfléchissants et absorbants. Comme pour le codeur incrémental, un émetteur-récepteur par piste fournit les informations. Le nombre de pistes fixe le nombre de positions discrètes pouvant être définies :

- 1 piste = 2 positions, 2 pistes = 4 positions, 3 pistes = 6 positions, ... n pistes = 2n positions [28].

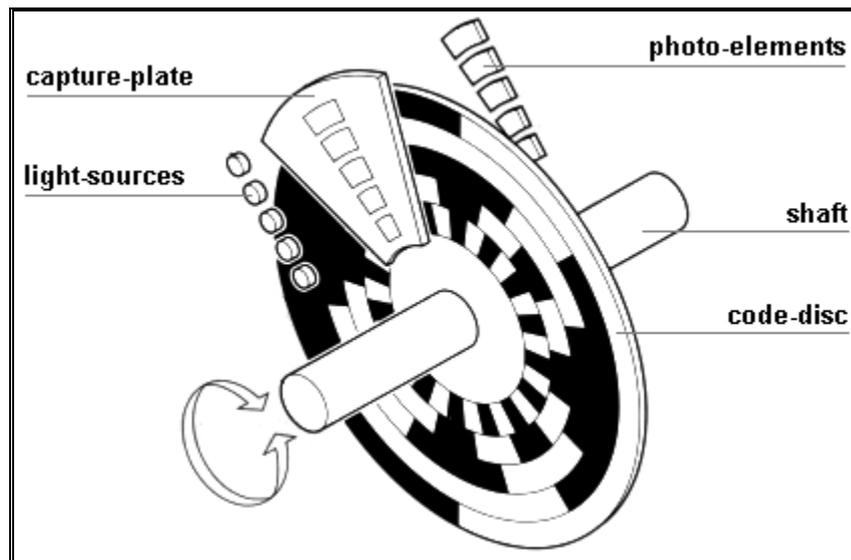


Figure I-13 : Codeur absolu.

#### ✓ Les Avantages

- Il est insensible aux coupures du réseau : la position du mobile est directement contenue dans le code envoyé en parallèle au système de traitement.
- L'information de position est donc disponible dès la mise sous tension.
- Si le système de traitement «saute» une information de position délivrée par le codeur, la position réelle du mobile ne sera pas perdue car elle restera valide à la lecture suivante.

#### ✓ Les Inconvénients

- Il est de conception électrique et mécanique plus complexe aussi son coût sera plus élevé qu'un codeur incrémental.
- Les informations de position sont délivrées « en parallèle » ; son utilisation mobilisera donc un nombre important d'entrées du système de traitement

### I.2.5.2 Capteur électromagnétique (Résolveur)

Dans la plupart des applications d'entraînement à base de moteur synchrones, la position du rotor est nécessaire pour réaliser un contrôle précis. Parmi les différents capteurs de position, le résolveur présente des caractéristiques très remarquables en terme de robustesse et d'insensibilité aux diverses perturbations (électromagnétiques, mécaniques et thermiques). De ce fait il est devenu très attractif pour les applications dans les environnements industriels [28] [29].

#### • Principe de fonctionnement du résolveur

Le résolveur est utilisé pour mesurer la position angulaire absolue de l'arbre du moteur dont le fonctionnement est celui d'un transformateur tournant. Il est équipé de trois bobinages, un primaire et deux secondaires. Le primaire appelé aussi bobinage d'excitation, est bobiné sur le rotor. Les deux autres bobines 'secondaires' sont identiques et bobinées au stator où

elles sont disposées à  $90^\circ$  l'une de l'autre. Le primaire est excité à l'aide d'une tension sinusoïdale à travers un transformateur de couplage alimenté à son tour au niveau du stator par un générateur de fonctions 'GBF'. Les signaux de sortie mesurés aux bornes des deux secondaires consistent en deux tensions sinusoïdales dont les amplitudes sont modulées par le sinus et le cosinus de la position absolue du rotor. Un schéma électrique simplifié dudit résolveur est montré dans la figure (I.14).

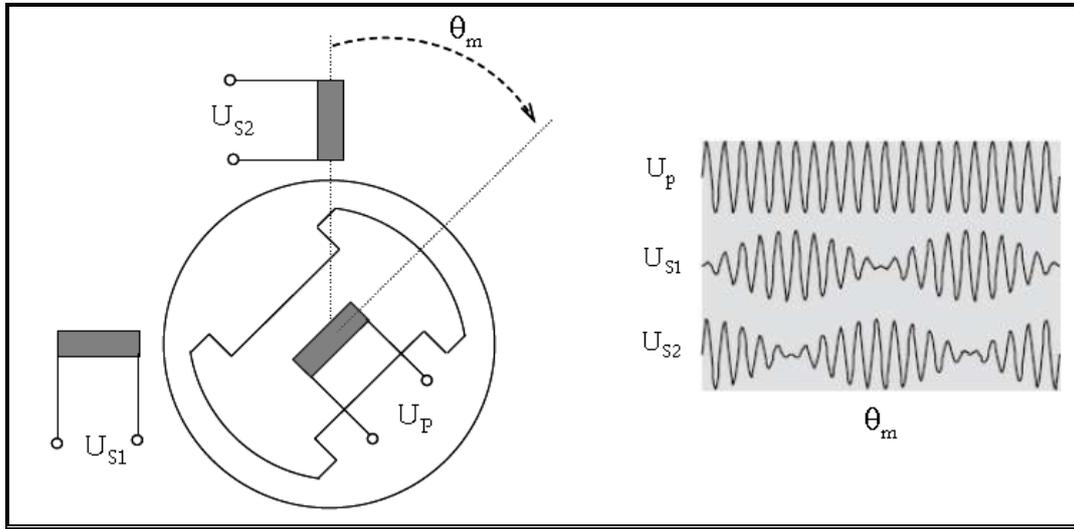


Figure I-14 : Schéma simplifié du résolveur avec les signaux au primaire et aux secondaires.

Les deux tensions aux bornes des secondaires (sorties) peuvent être exprimées dans le domaine temporelle par [30] :

$$U_{\sin} = U_0 k \left[ \sin \theta_m \cos(\omega_e t) + \frac{1}{\omega_e} \frac{d\theta_m}{dt} \cos \theta_m \sin(\omega_e t) \right]$$

$$U_{\cos} = U_0 k \left[ \cos \theta_m \cos(\omega_e t) + \frac{1}{\omega_e} \frac{d\theta_m}{dt} \sin \theta_m \sin(\omega_e t) \right]$$

Ou,

$k$  : Le rapport de transformation rotor/stator ;

$U_0$  : L'amplitude du signal d'excitation ;

$\theta_m$  : La position angulaire absolue du rotor ;

$\omega_e$  : La pulsation du signal d'excitation ;

Si la pulsation angulaire du signal d'excitation est suffisamment grand par rapport à la vitesse de rotation, les équations ci-dessus peuvent être simplifiées comme suit :

$$U_{\sin} = U_0 k [\sin \theta_m \cos(\omega_e t)]$$

$$U_{\cos} = U_0 k [\cos \theta_m \cos(\omega_e t)]$$

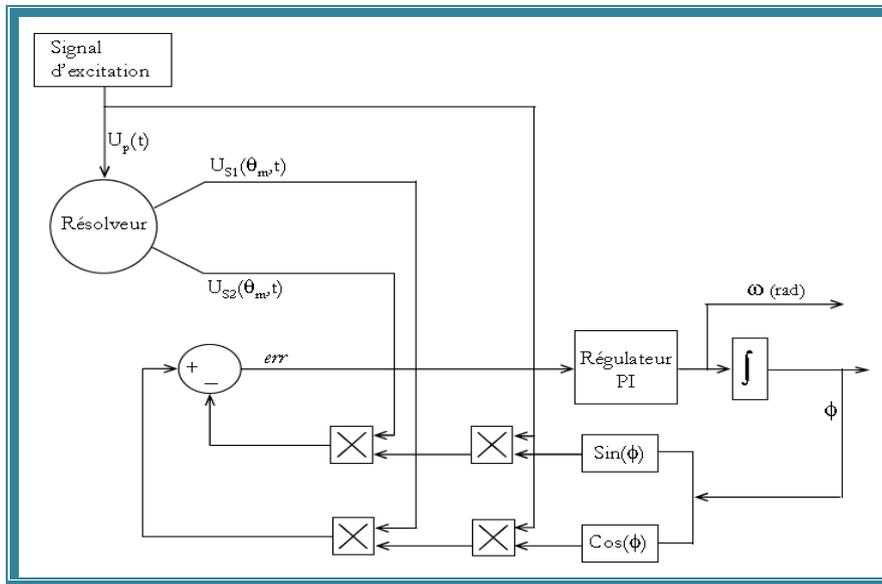


Figure I-15 : Schéma bloc du système de poursuite de la position angulaire du rotor.

Par rapport aux capteurs optiques, le résolveur associé au digitaliseur se présente comme une solution intéressante, notamment au niveau de la robustesse et de la tenue en température. L'intérêt du capteur résolveur réside dans sa robustesse et sa grande fiabilité, du fait qu'il n'y a pas de contacts glissants.

### I.3 Techniques de commande

Parce que les outils de calcul le permettent et que les modèles se sont affinés, Les travaux de recherche ont été orientés vers d'autres solutions faisant intervenir des actionneurs moins coûteux et plus robustes, à savoir les machines synchrones et les machines à induction. Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient un des critères les plus importants dans de nombreuses applications.

La progression rapide dans le domaine de l'électronique de puissance, surtout la découverte du transistor en 1948 et du thyristor en 1957 et les progrès de l'informatique, permettent de développer des stratégies de commande pour les actionneurs électriques beaucoup plus évoluées.

Dans cette partie, nous présenterons différentes techniques de commande et interpréterons leurs implantations. Les difficultés rencontrées, les avantages et inconvénients de chaque technique seront développés.

On trouve dans la littérature de nombreuses méthodes de commandes. Nous nous intéresserons, dans ce qui suit, à celles les plus connues et les plus utilisées dans le cadre

d'une commande de la machine synchrone. Dès leurs inventions, les chercheurs utilisent une de ces stratégies comme unité de base dont le but est d'améliorer les performances fonctionnelles des machines électriques. Les principales commandes et ses dérivées représentent le même type, donc on s'intéresse aux techniques les plus connues qui font l'objet de nombreuses publications.

Depuis quelques décennies plusieurs stratégies de commandes ont été développées et améliorées :

- **I.3.1 Commande scalaire**

C'est l'une des premières commandes, développée pour la variation des moteurs asynchrones. Dans cette commande, on s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase. La figure (I.16) présente le principe de la commande scalaire [31] :

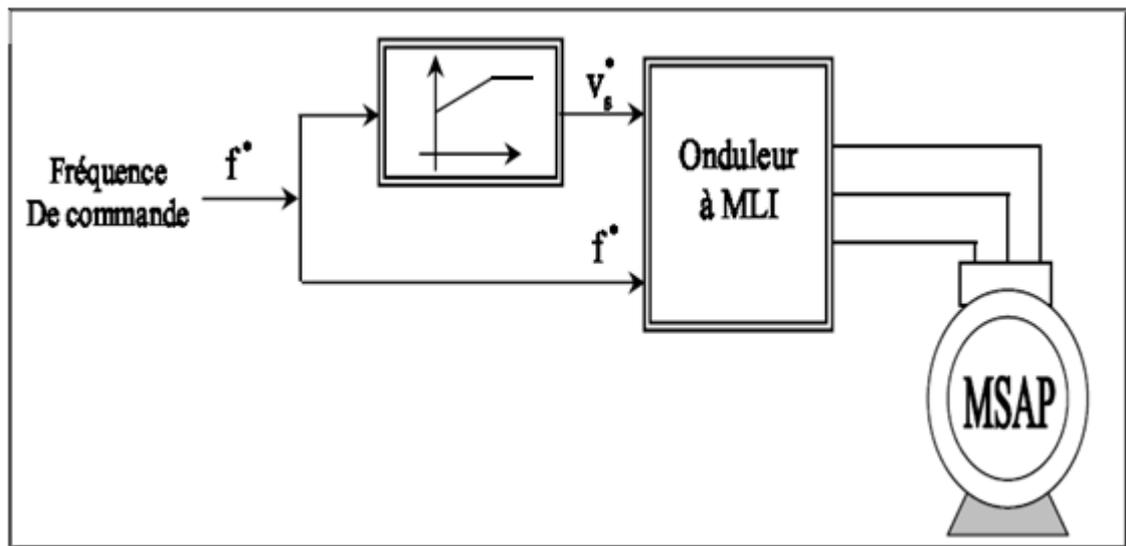


Figure I-16 : Schéma classique de la commande scalaire.

Cette stratégie de contrôle permet d'obtenir de bons résultats pour des consignes de vitesse sensiblement constantes. Par contre, pour un démarrage ou pour une inversion de sens de rotation de la machine, le flux oscille fortement avec des grandes amplitudes et son module est variable durant les régimes transitoires [32],[33]. Ceci explique pourquoi les relations utilisées pour calculer cette commande ne sont valables que dans le régime permanent.

Ces oscillations vont se reproduire sur la qualité du couple et la vitesse, dégradant ainsi les performances en régime transitoire de la machine. Ce type de commande n'est donc employé que pour des applications où la variation de vitesse n'est pas grande telle en pompage ou en ventilation [34],[32],[4-6]. Ainsi, ce type de contrôle est inadapté lorsque l'on veut réaliser un positionnement de la machine tel en robotique ou en commande numérique de machine outils.

### • I.3.2 Commande vectorielle (FOC)

Introduite par Blaschke en 1972, L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [34], [35]. Cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès dans la technologie des semi-conducteurs de puissance et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels actuels [36]. Cependant, cette commande présente une faiblesse face aux variations des paramètres de la machine, qu'ils varient au cours de fonctionnement, les auteurs dans [37], [38], [35] traitent le problème de la variation des paramètres surtout la résistance statorique et rotorique. La commande vectorielle peut être schématisée par la figure (I.17).

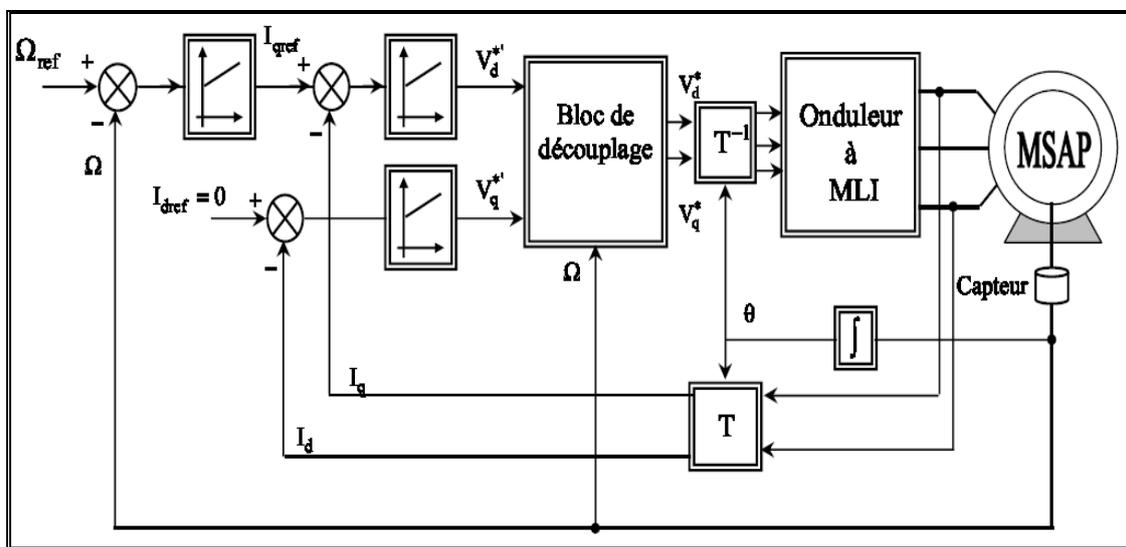


Figure I-17 : Commande vectorielle de la MSAP.

Lorsque le moteur est associé à la commande vectorielle (orientation du flux rotorique par exemple), il est exposé à des contraintes qui peuvent affecter potentiellement ses performances. Autrement dit, le contrôle linéaire du couple, obtenu grâce au découplage effectif de la machine, n'est plus valable lorsque la résistance rotorique change avec la température. Ce paramètre peut varier à 100% avec la température et peut induire des erreurs sur l'amplitude et sur l'orientation du flux dans la machine avec les conséquences suivantes :

- Pour développer un couple donné, le courant statorique peut croître et augmente les pertes du système inutilement.
- Pertes des performances dynamiques, voire statiques.

Pour garantir de bonnes performances en régime dynamique et statique de la commande vectorielle, il est nécessaire de concevoir une régulation robuste et insensible aux variations

paramétriques, notamment celles de la résistance rotorique qui demeure le paramètre clé dans la commande FOC.

### • I.3.3 Commande directe de couple (DTC)

Le contrôle direct du couple (Direct Torque Control DTC) a été introduit par I.TAKAHASHI en 1985 à partir de la commande du flux orienté et du principe du moteur à courant continu. Il a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur. La commande de l'onduleur est instantanée, ce qui nécessite une période d'échantillonnage très faible [39].

Le principe de la commande DTC 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 sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des comparateurs à hystérésis [40-55]. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation [45-47]. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible [55]. Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis [54]. Cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel.

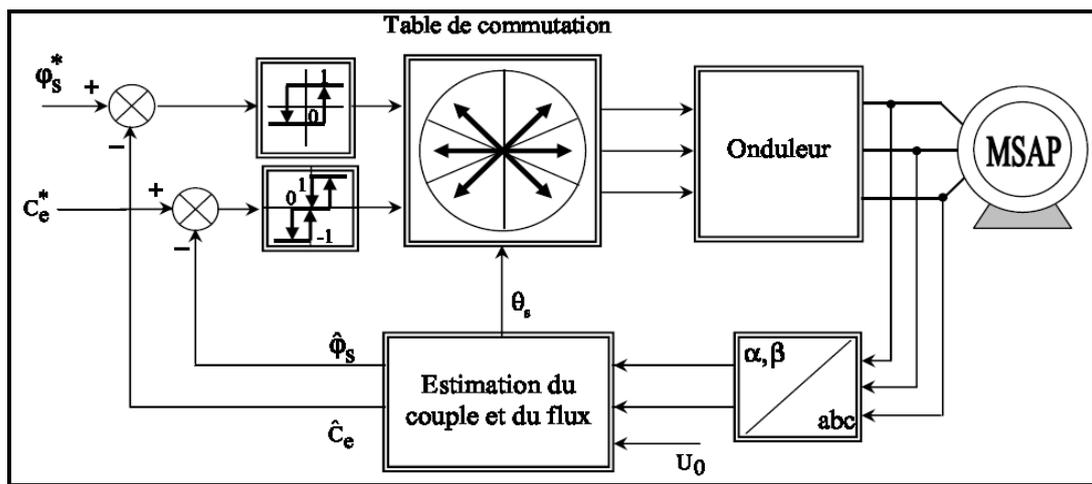


Figure I-18 : Schéma synoptique de la commande DTC selon I. TAKAHASHI.

Cependant, la DTC est une commande qui est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. Seule la variation de la résistance du stator, due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation petites, dégradent les performances de la commande DTC [40-43]. Cette variation peut être rapide et aléatoire, c'est pourquoi, l'implantation d'un estimateur de cette résistance ou un observateur d'état est plus que nécessaire, afin de corriger ou d'estimer le flux et le couple [56-61]. Pour résoudre l'inconvénient précédent, divers travaux ont été faits dans lesquels ont visé des arrangements et des algorithmes pour considérer la variation de la résistance statorique [55]. Dans [62] apparaît un nouvel arrangement de DTC qui utilise la troisième harmonique de la tension statorique pour estimer le flux et le couple en présence de la variation de la résistance statorique, cet arrangement a donné une bonne amélioration dans le fonctionnement, avec un démarrage rapide et robuste du moteur à vitesse réduite.

#### • I.3.4 Techniques d'amélioration de la DTC

Pendant les dernières années, des nouvelles stratégies de contrôle direct sont apparues. Ces stratégies, que nous classifions de contrôle direct de deuxième génération sont aussi basées sur le même principe de régulation instantanée du couple et du flux statorique et la détermination directe des signaux de commande de l'onduleur. Cependant, au contraire des lois classiques, les lois de contrôle direct deuxième génération exigent une implémentation numérique sur une plate-forme de commande hautes performances comportant, entre autres, des microprocesseurs ou microcontrôleurs numériques. Généralement, leur algorithme de commande prévoit l'utilisation d'un modèle approximatif de la machine, valable pendant des temps courts, et qui contribue à la fois au choix optimisé des vecteurs tensions et au calcul des temps de leur application dans la période d'échantillonnage. Les régulateurs à hystérésis sont souvent entièrement écartés, et l'action de commande relative à une période d'échantillonnage donnée est achevée dans le sens de minimiser ou annuler les erreurs de couple et flux en fin de période.

Dans [63], les auteurs proposent un algorithme basé sur la modulation du vecteur de l'espace SVM pour commander le couple électromagnétique du moteur à induction. Cette technique offre une fréquence de commutation fixe, elle améliore la réponse dynamique et le comportement statique de la DTC. Les auteurs dans [64], [65] visent de nouvelles techniques de la modulation basées sur le vecteur de l'espace pour réduire le bruit acoustique, les ondulations du couple, flux, courant, et de la vitesse pendant le régime permanent, ainsi le flux et le couple sont estimés pour améliorer le courant et la tension du modèle de l'observateur de vitesse.

Dans les articles [54],[55],[66] les auteurs présentent de nouvelles techniques de la commande DTC avec fréquence de commutation fixe. Les résultats obtenus montrent les différences existantes entre la DTC classique et ces nouvelles techniques. Dans [54], l'auteur a essayé de fixer la fréquence de commutation avec la variation de la bande de l'hystérésis du contrôleur du couple et de flux. Alors que dans [55], l'erreur du couple est annulée par l'utilisation de deux contrôleurs PI, dont les sorties sont comparées avec un signal portant une

fréquence fixe, qui permet de déterminer ou limiter la valeur réelle de la fréquence de commutation de la DTC.

Concernant l'arrangement de la DTC basée sur l'onduleur deux niveaux, beaucoup de travaux existent pour améliorer le comportement du DTC dans la gamme de faible puissance. Dans [52] apparaît une nouvelle méthode de DTC basée sur deux onduleurs à 2 niveaux à thyristors (GTO). Selon le plan de l'investissement et de la stratégie de contrôle, la fréquence de commutation est réduite à 60% comparée au DTC classique dans les mêmes conditions d'exploitation. Mais cette technique proposée présente l'inconvénient de l'augmentation du prix et la taille du système, ainsi que l'augmentation des pertes. Dans [67], les auteurs visent l'application d'un convertisseur en matriciel à la DTC ils ont proposé une nouvelle méthode de contrôle pour les convertisseurs matriciels qui permet, sous la contrainte de l'unité facteur de puissance d'entrée, la génération des vecteurs de tension requis pour mettre en application à la commande directe de couple (DTC) des machines asynchrones. L'utilisation de cette méthode de contrôle montre un bon arrangement au DTC classique, et la combinaison des avantages des convertisseurs en matrice avec celles de la DTC classique, pour obtenir une commande avec des performances élevées pour des grandes puissances.

Dans [68-73], un onduleur trois niveaux est appliqué au DTC, pour la réduction des ondulations du couple, mais l'inconvénient de cet arrangement est le coût élevé. Elles sont très utiles particulièrement dans les commandes de grande puissance.

Dans [74], [75], les auteurs proposent une technique pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple en utilisant les techniques intelligentes. Elle est nommée commande floue, neuronale directe du couple ; elle utilise des contrôleurs à logique floue ou réseaux de neurones pour remplacer la table vérité et les comparateurs à hystérésis, afin de générer le vecteur tension qui permet de conduire le flux et le couple vers leurs références d'une manière optimale.

Une nouvelle stratégie de commande est présentée dans [76], [77] ; elle est appelée commande neuro-floue directe du couple. Cette commande utilise un système d'inférence neuro-flou adaptatif (ANFIS) qui associe la logique floue et les réseaux de neurones artificiels afin d'évaluer le vecteur tension de référence requis pour conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence durant une période de temps fixe.

Ces techniques ont un succès considérable dans les domaines de commande et d'identification des systèmes non linéaires ; pour la DTC ces technique elles permettent de.

- Maîtriser la fréquence de commutation.
- Avoir des réponses rapides de flux et du couple avec moins de distorsions.

Mais cette technique proposée présente l'inconvénient de la structure interne est plus compliquée.

Dans les articles [78-80] apparaît une nouvelle méthode de DTC basée sur les techniques d'optimisation : AG et PSO, La procédure d'optimisation est une technique de grande importance pour le traitement des problèmes de prise de décision. Elle a prise une grande ampleur avec l'évolution substantielle de technologie des systèmes information en termes de capacité et de rapidité des traitements. Elle permet l'amélioration des performances des systèmes en adoptant la solution la plus appropriée parmi une multitude de solutions

possibles. L'avantage de ces approches sur les techniques traditionnelles est la robustesse et la flexibilité.

Dans [81],[82] on trouve une stratégie de commande prédictive basée sur l'optimisation d'une fonction de coût définie sur un horizon, permettant de garantir le rejet de perturbation et d'améliorer la robustesse aux variations de paramètres et rendant le système plus performant. Par la suite dans [83], [84] les auteurs proposent une technique pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple en utilisant la commande prédictive. L'article [85] propose un arrangement simple de commande prédictive du couple et du flux pour diminuer l'ondulation du couple et améliorer les déformations de flux dans les basses vitesses de la DTC.

#### I.4. Implantation des algorithmes de contrôle des machines électriques

Vu la complexité et la diversité des systèmes de commande des machines électriques, il est difficile de définir d'une manière universelle une structure générale pour de tels systèmes. Cependant, en ayant une réflexion par rapport aux éléments les plus communément rencontrés dans ces systèmes, il est possible de définir au mieux une structure générale d'un système de commande des machines électriques comme le montre la figure I.19.

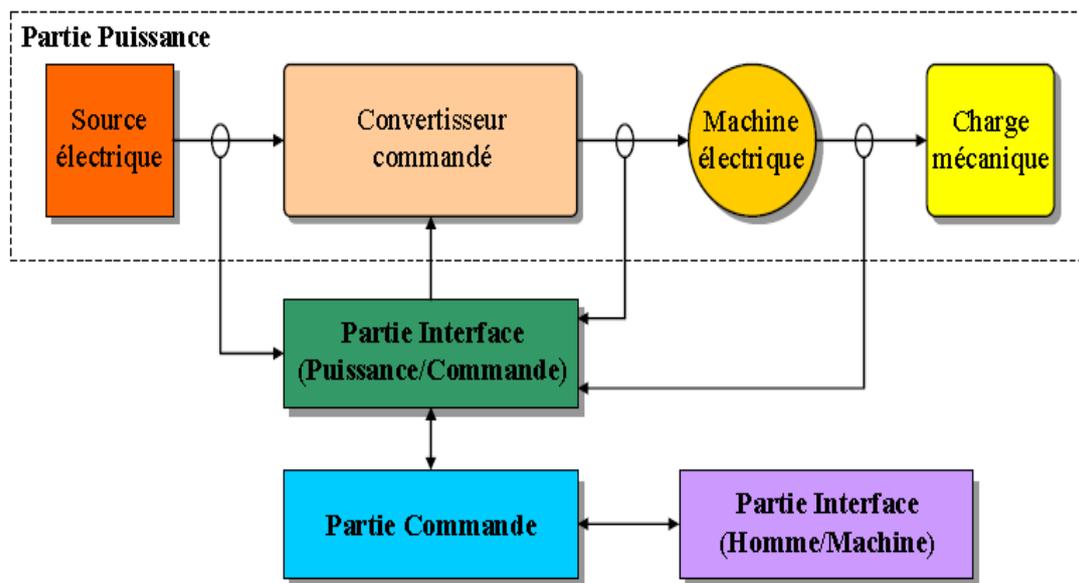


Figure I-19 : Structure générale de commande des machines électriques.

La structure générale de commande des machines électriques est essentiellement constituée de quatre parties :

1- Partie Puissance : Cette partie elle-même incluse quatre éléments. Le premier étant une source électrique. Cette dernière peut être fournie via des batteries, des générateurs ou un réseau électrique. Elle peut aussi contenir des composants d'électrotechnique et d'électronique de puissance tels que les transformateurs, les autotransformateurs, les ponts

redresseurs (commandés ou non commandés), les filtres capacitifs... Le deuxième élément est un ou plusieurs convertisseurs commandés. Il s'agit de dispositifs d'électronique de puissance incluant des interrupteurs de puissance (IGBTs, Thyristors,...) qui sont commandés à travers des signaux de commande à l'ouverture et/ou à la fermeture. Le rôle d'un convertisseur commandé est de convertir l'énergie électrique fournie par la source électrique d'une forme à une autre à travers la commande d'interrupteurs de puissance. Par exemple, il est possible de trouver des convertisseurs continu-continu tels que les hacheurs, des convertisseurs continu-alternatif tel que les onduleurs, des convertisseurs alternatif- continu tel que les redresseur, des convertisseurs alternatif- alternatif tel que les gradateurs...Le troisième élément est une machine électrique. Cette dernière constitue une charge électromécanique qui est alimentée via l'énergie électrique fournie à la sortie du convertisseur commandé. La machine électrique permet de convertir l'énergie électrique qu'elle reçoit en une énergie mécanique sous forme de couple. Plusieurs types des machines sont utilisés dans l'industrie selon l'application considérée et les performances souhaitées. Le quatrième et dernier élément qui constitue la partie puissance est la charge mécanique. Cette dernière utilise l'énergie mécanique délivrée par la machine électrique pour remplir une fonctionnalité donnée.

2- Partie Interface (Puissance/Commande) : Cette partie assure le traitement électronique des signaux électriques échangés entre la partie puissance et la partie commande. Elle est constituée d'éléments tels que les capteurs électriques (capteur de tension, de courant...), les capteurs mécaniques (couple, vitesse, position...), l'électronique de filtrage des perturbations, l'électronique de conversion analogique numérique et de conversion numérique analogique, l'électronique de pilotage des interrupteurs de puissance du convertisseur commandé...

3-Partie Commande : Cette partie assure le contrôle de l'état de la machine électrique (contrôle du courant, du couple, de la vitesse, de la position,...). Ce contrôle étant assuré par un algorithme de commande qui est implanté sur cible analogique ou numérique. Le contenu algorithme de la partie commande dépend du cahier de charge de l'application considérée et des performances souhaitées. La partie commande acquiert dans un sens les signaux électriques générés par la partie interface et dans un autre, elle envoie les signaux de commande vers le convertisseur commandé.

4- Partie Interface (Homme/Machine) : Cette partie permet le contrôle de l'état du système à travers un échange bidirectionnel d'informations entre le manipulateur et le système commandé. Elle permet dans un sens d'envoyer les consignes de référence (consignes de courant, de couple, de vitesse, de fréquence d'échantillonnage,...) vers la partie commande et de récupérer dans un autre l'état d'évolution des grandeurs de la machine électrique. L'objectif de cette partie est de pouvoir acquérir des informations sur l'évolution des variables du système commandé et en même temps d'assurer un contrôle simple et transparent de l'état de la machine électrique.

## **I.5. Conclusion**

Au cours de cette prospection bibliographique nous avons essayé de pointer un certain nombre d'études de travaux effectués pour les différentes techniques de commande des machines électriques. Ces études portent principalement sur les problèmes liées à l'usage même des commandes FOC et DTC tels que les variations paramétriques. Dans ce contexte d'études nous orientons notre travail en premier lieu vers une étude de modélisation de la MSAP pour les commandes types FOC et DTC. Puis nous nous intéressons par la suite à la minimisation des ondulations du couple et du flux dans la commande DTC. Le dernier volet de notre travail est les techniques d'amélioration des performances de la DTC en termes d'ondulations et fréquence de commutation.

# Chapitre deux...✍

## MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS DEDIEE POUR LA COMMANDE TYPE FOC

# CONTENU

11.1 Introduction.....	34
11.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents .....	34
11.2.1 Mise en équations de la machine .....	35
11.2.2 Transformation de Concordia .....	36
11.2.3 Transformation de Park .....	36
11.3. Modélisation de L'Onduleur de Tension.....	38
11.4. Modèle de la machine synchrone en vue de la commande.....	40
11.5. Commande de la machine synchrone à aimants permanents.....	40
11.5.1 Commande Vectorielle.....	41
11.6. Validation des Modèles de Simulation.....	47
11.6.1 But de la plateforme.....	47
11.6.2 Description du dispositif expérimental .....	48
11.6.3 Résultats Expérimentaux et de Simulation de la commande vectorielle de la MSAP.....	55
11.7 Conclusion.....	63

## II.1 Introduction

Dans ce chapitre, le modèle de la machine synchrone est d'abord explicité dans le repère triphasé lié à son alimentation en mettant à profil un formalisme matriciel. Ensuite, des transformations mathématiques sont présentées et utilisées afin de substituer aux grandeurs électriques, des composantes facilitant les calculs et les représentations. Un modèle général de cette machine est ensuite présenté ainsi que des modèles plus propices à la conception des commandes abordées dans le cadre de ce travail.

Notre objectif est non seulement la validation des algorithmes de commande de la MSAP, mais aussi la mise en œuvre d'un banc d'essai permettant de garantir un fonctionnement avec hautes performances statiques et dynamiques.

Nous commencerons, d'abord, par la structure de la commande vectorielle de la MSAP. Nous présenterons, ensuite et de façon détaillée les différentes parties du dispositif expérimental en précisant le rôle de chaque élément.

Enfin, nous passerons en revue quelque résultats de simulation et expérimentaux de la commande vectorielle.

## II.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Afin de développer un modèle permettant une description dynamique de la machine synchrone à aimants permanents, on adopte les hypothèses suivantes [86-88]:

- Machine à pôle lisses
- Le stator est connecté en étoile, avec neutre en l'air pour annuler la composante homopolaire du courant.
- La saturation est négligée.
- La distribution de la F.m.m. dans l'entrefer est sinusoïdale.
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables.
- Les résistances invariables avec la température.

La structure générale d'une machine synchrone, bipolaire à aimants permanents est présentée à la figure (II-1), L'aimant est représenté par un inducteur alimenté par une source de courant [87].

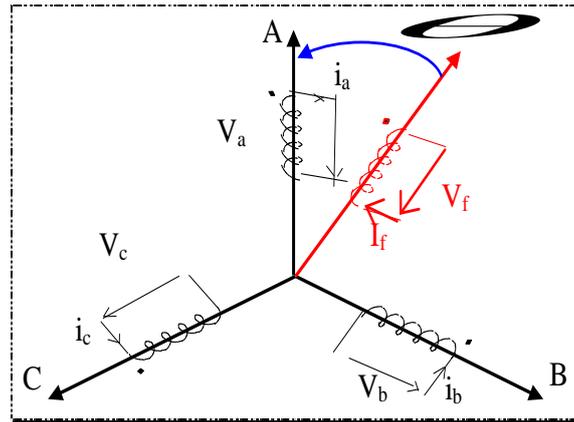


Figure II-1: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

### II.2.1 Mise en équations de la machine

Les équations relatives aux rotor et au stator, dans le cas général d'une machine synchrone à aimants permanents sont les suivantes [87], [88], [90]:

$$[V] = [R_s] \cdot [I] + \frac{d}{dt} [\varphi] \quad (\text{II-1})$$

Puisque la machine est non saturée et équilibrée les flux sont liés aux courants par :

$$\begin{cases} \varphi_a = L_a * I_a + M_{ab} * I_b + M_{ac} * I_c + M_{af} * I_f \\ \varphi_b = L_b * I_b + M_{ba} * I_a + M_{bc} * I_c + M_{bf} * I_f \\ \varphi_c = L_c * I_c + M_{ca} * I_a + M_{cb} * I_b + M_{cf} * I_f \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

Pour un réseau symétrique :  $L_a = L_b = L_c = L$ .

$$M_{af} = M_f \cos(\theta); M_{bf} = M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right); M_{cf} = M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right). \quad \text{Donc :}$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + M_f I_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

Tel que :

M : Mutuelle inductance entre phases du stator.

L : Inductance propre d'une phase statorique.

$M_f I_f$  : Flux constant du aux aimants permanents ( $\varphi_f$ ).

A partir de l'équation (II-3) on peut écrire :

$$\frac{d}{dt}[I] = [L(\theta)]^{-1} \left\{ [V] - \left( [R_s] + \omega \frac{d}{d\theta} [L(\theta)] \right) [I] \right\} \quad (\text{II-4})$$

La résolution numérique de cette équation est assez lourde, du fait de la nécessité d'inversion de la matrice  $[L(\theta)]^{-1}$  à chaque pas de simulation. Pour y remédier à cette difficulté, il a été nécessaire d'utiliser des transformations de variables de type Clark, Concordia et Park.

## II.2.2 Transformation de Concordia

Cette transformation est définie par la matrice C [88], [89], [91]:

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

La transformation de Concordia présente les propriétés suivantes :

- Elle est orthogonale.
- Elle est normée et conserve donc la puissance.

$$\text{Donc : } [X_{1,2,3}] = [C][X_{\alpha,\beta}] \quad (\text{II-6})$$

## II.2.3 Transformation de Park

Les équations obtenues dans le repère (a,b,c) sont fortement non-linéaires et couplées. Elles sont fonctions de la position du rotor  $\theta$ . Ceci fait apparaître des difficultés pour la résolution du système. Pour simplifier ce problème, la plupart des travaux dans la littérature font appel à l'utilisation de la transformation de Park. Cette transformation, appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou de Park. Ceci peut être interprété comme étant une substitution des enroulements des phases du système réel (a, b, c) en enroulements orthogonaux d'axes (d, q) tournant à une vitesse  $\omega$  par rapport au stator. Ce changement de repère rend les équations dynamiques de la machine plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse

Le passage aux composantes de Park est donné par une matrice de rotation [87], [88]:

$$[X_{\alpha,\beta}] = [P(\theta)][X_{d,q}] \quad (\text{II-7})$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

Le produit des deux transformations (Concordia et rotation) est souvent appelé la transformation de Park; donc le passage des composantes triphasées aux composantes de Park se fait suivant le schéma représenté par la figure II-2.

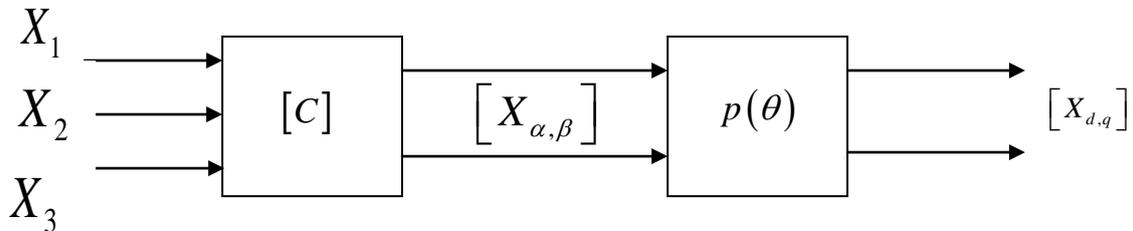


Figure II-2: Passage des composantes triphasées aux composantes de Park

$$\begin{bmatrix} X1 \\ X2 \\ X3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

- **Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park lié au rotor**

On peut représenter l'aimant par un inducteur alimenté par une source de courant. Cet enroulement constitue un modèle élémentaire des aimants permanents qui seront remplacés par une source de courant constant if comme le montre la figure II-3 [87],[92],[93].

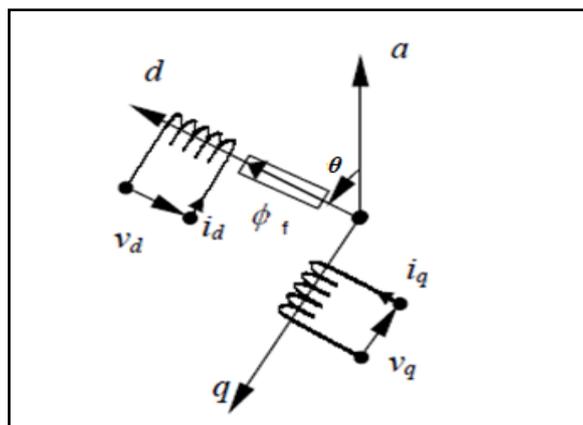


Figure II-3: Schéma équivalent de la machine synchrone dans le repère d-q.

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système d'équations (II-1) au équation dans le repère (d,q) lié au rotor figure II-3, se fait en utilisant les relations suivantes [89],[91],[94]:

$$\begin{aligned} [V_{a,b,c}]^t &= [C][p(\theta)][V_{d,q}]^t \\ [I_{a,b,c}]^t &= [C][p(\theta)][I_{d,q}]^t \\ [\varphi_{a,b,c}]^t &= [C][p(\theta)][\varphi_{d,q}]^t \end{aligned} \quad (\text{II-10})$$

En reportant ces transformations dans le système d'équations (II-1), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{ds} & -p\omega_r L_q \\ p\omega_r L_d & R_s + L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p\omega_r \varphi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II-11})$$

L'équation donnant le couple électromagnétique en fonction de la vitesse  $\omega_r$  est la suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (\text{II-12})$$

Avec :  $C_f = f_r \cdot \omega_r$

Le couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot [\varphi_d \cdot i_{qs} - \varphi_q \cdot i_{ds}] = p \cdot [(L_d - L_q) \cdot i_{ds} + \varphi_f] \cdot i_{qs} \quad (\text{II-13})$$

Pour une machine synchrone à aimants permanents et à pôles lisses ( $L_d = L_q$ ):

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot \varphi_f \cdot i_{qs} = K_T \cdot i_{qs} \quad (\text{II-14})$$

Avec  $K_T = \frac{3}{2} p \cdot \varphi_f$  est le coefficient associé à l'aimant.

### II.3 Modélisation de L'onduleur de Tension

L'onduleur de tension deux niveaux est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors GTO pour les grandes puissances, le séquence-ment imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliqué aux enroulements statoriques de la machine. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Les interrupteurs ( $K1, K1'$ ), ( $K2, K2'$ ), ( $K3, K3'$ ) sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le

court-circuit de la source [95], [96]. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure II.4 [96].

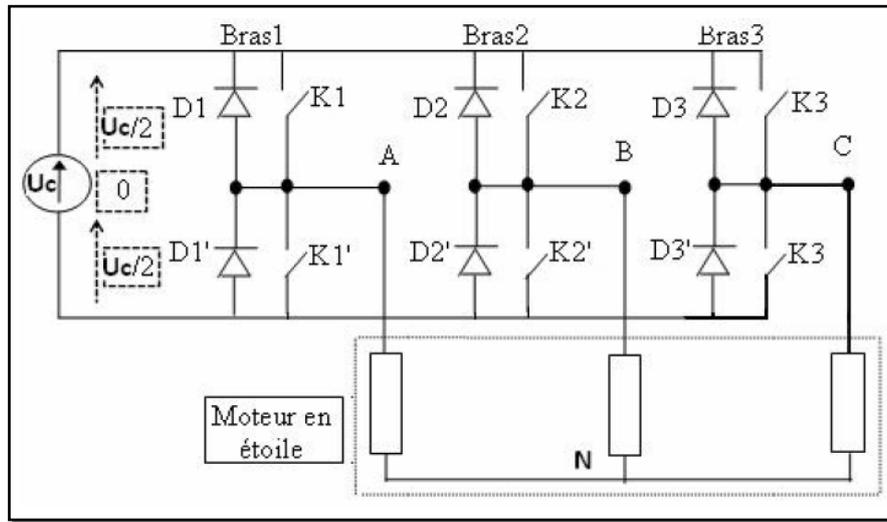


Figure II.4 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la machine.

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur, on supposera que les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul, pertes négligeables), la charge triphasée, équilibrée est couplée en étoile avec un neutre isolé [97], [96], [98].

L'objectif de la commande est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer la forme de 3 signaux sinusoïdaux. Soit  $C_K$ , les signaux de commande des bras  $K$  de l'onduleur ; avec  $K \in \{ 1, 2, 3 \}$ . [99]

$C_K=1$  si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert ;

$C_K=0$  si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé).

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée, ( $V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0$ ), alors

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{sa} = \frac{U_c}{3}(2 \cdot C_1 - C_2 - C_3) \\ V_{bN} = V_{sb} = \frac{U_c}{3}(2 \cdot C_2 - C_1 - C_3) \\ V_{cN} = V_{sc} = \frac{U_c}{3}(2 \cdot C_3 - C_2 - C_1) \end{cases} \quad \text{(II-15)}$$

Sous forme matricielle :

$$[C_K] = [C_1 \ C_2 \ C_3]^T ; [V_{sabc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \quad \text{(II-16)}$$

Où  $[V_{sabc}]$  est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par :

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_c \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = U_c \cdot [T_s] \cdot [C_k] \tag{II-17}$$

### II.4 Modèle de la machine synchrone en vue de la commande

Simuler de façon numérique un système physique, consiste à résoudre le système d'équations qui régissent son fonctionnement. L'écriture sous forme d'équation d'état sera déduite directement à partir des équations du modèle de Park qui peuvent s'écrire sous la forme suivante [91],[94]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\omega_r \frac{I_q}{I_d} \\ -p\omega_r \frac{I_q}{I_d} & \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} - K_T * \omega_r \end{bmatrix} \tag{II-18}$$

A partir des équations (II-12), (II-18), on peut établir le schéma bloc suivant [86],[89],[93],[100]:

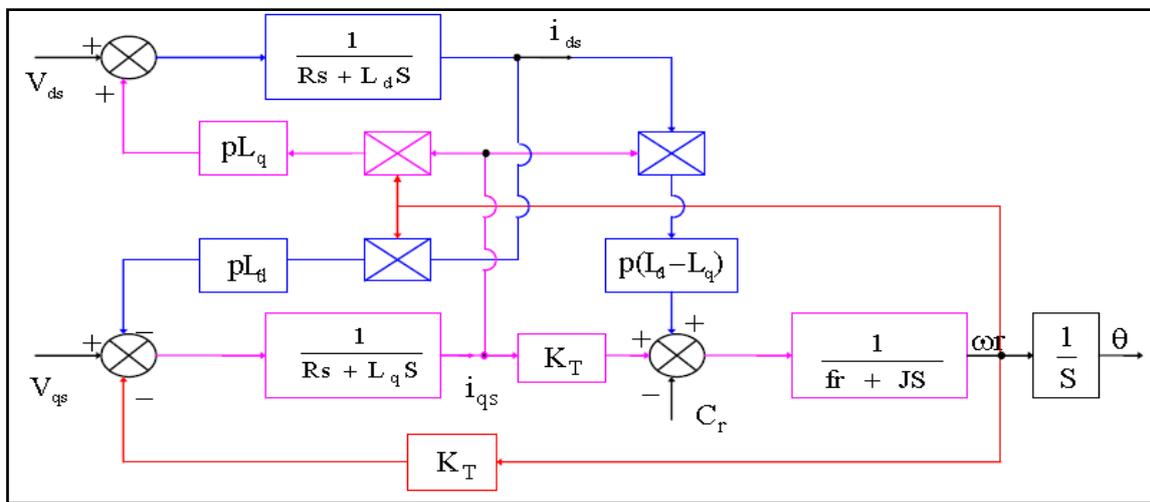


Figure II-5: Modèle de la machine synchrone à aimants permanents.

### II.5 Commande de la machine synchrone à aimants permanents

La commande des machines à courant alternatif est difficile car le modèle mathématique du système dans la configuration de Park est non linéaire et il est fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures rotorique et statorique [91],[94],[101].

Tous les dispositifs de commande modernes sont imaginés dont l'objectif de retrouver la facilité et la qualité du réglage qu'offre naturellement la machine à courant continu à excitation séparée. La similitude entre la MSAP et la machine à courant continu à excitation séparée est rendu possible par la commande vectorielle ; l'objectif de cette dernière est d'assurer le découplage des axes d, q en moyennant des valeurs de référence  $i_{dsref}$  et  $i_{qsref}$ , dont le but d'améliorer le comportement statique et dynamique sans dégrader de manière sensible les performances du système [102],[103].

### II.5.1 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle consiste à orienter une des composantes du flux rotorique suivant un axe de référence tournant à la vitesse du synchronisme, c'est-à-dire sur l'axe d, figure II-6 [91],[102],[103].

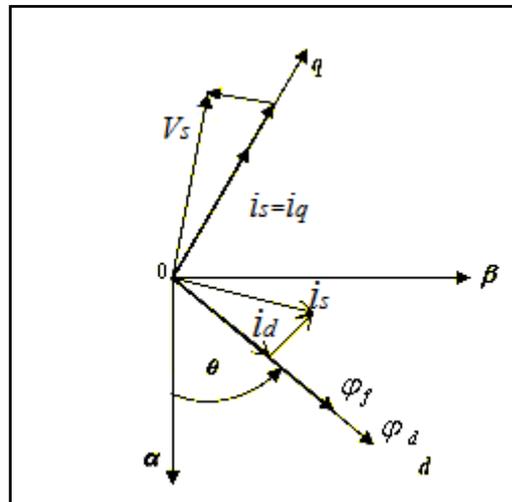


Figure II-6: Représentation Spatiale de l'orientation du flux rotorique dans une MSAP

### II.5.2 Stratégie de commande $i_{ds}$ nul

- **Modèle en tension**

La commande vectorielle permet de réaliser une commande indépendante du flux et du couple de la MSAP. Les méthodes utilisées pour assurer cette commande consistent pour une machine synchrone à pôles lisses, à maintenir le courant  $i_{ds}$  à une valeur nulle et à contrôler la vitesse et/ou la position en agissant sur le courant  $i_{qs}$ , c'est-à-dire sur le couple développé par la machine. L'objectif de cette commande est d'assurer le découplage des axes d et q comme le montre la figure II-7. La commande de la vitesse est assurée par un régulateur PI qui fournit la valeur de référence du couple  $C_{ref}$  [87],[104]. Le courant de référence  $i_{qsref}$  est calculé à partir de  $C_{ref}$ . Les tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  appliquées à la machine sont calculées à partir des boucles de régulation des courants de référence  $i_{dsref}$  et  $i_{qsref}$ . Le découplage des courants est

calculé soit à partir des courants mesurés  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , soit à partir des courants de référence  $i_{dsref}$  et  $i_{qsref}$  comme l'indique la figure II-7 [91], [103].

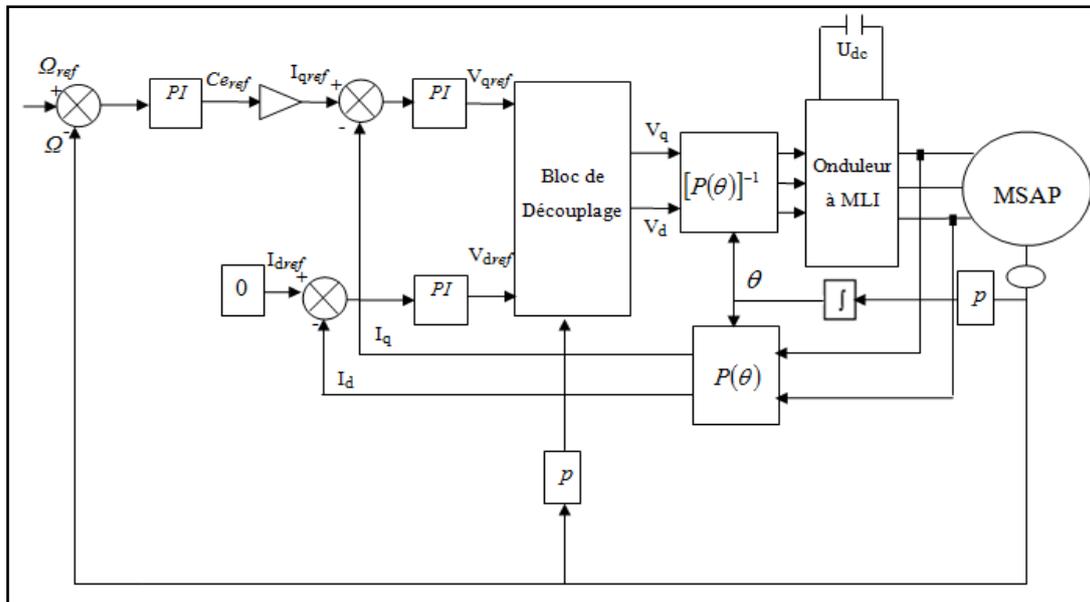


Figure II-7: Commande vectorielle modèle en tension de la MSAP.

Lorsque le courant  $i_{ds}$  est nul, le modèle du système se réduit à un modèle équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante et est représenté dans la figure II-8.

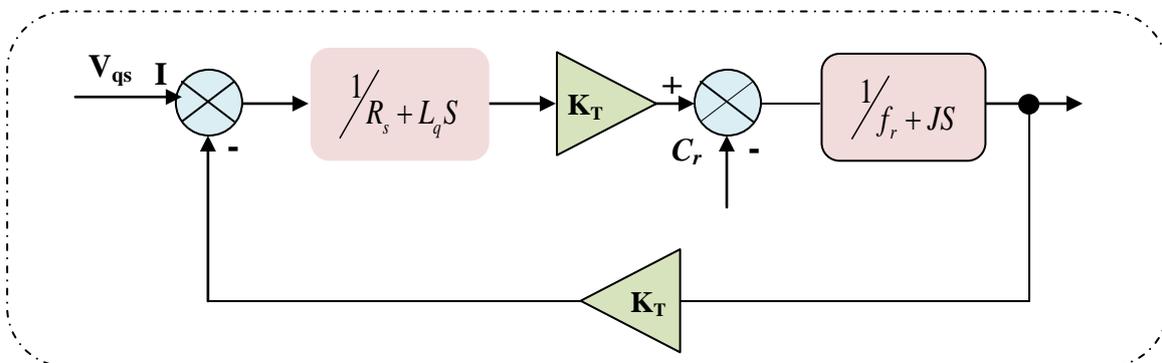


Figure II-8 : Modèle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents parfaitement découplé.

### II.5.3 Boucles de régulations

Le trait important d'une régulation ou d'un asservissement est d'assurer la meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations extérieures et des variations des paramètres. Pour la MSAP, la commande par orientation du champ découple les interactions entre les deux axes d et q. Ainsi l'expression du couple montre que sa variation peut être obtenue en annulant le courant suivant l'axe d, et en faisant varier la composante en quadrature  $I_{qs}$ . Ce découplage, nous a permet d'étudier séparément les boucles de régulation du courant et de la vitesse.

Le rôle d'un régulateur est de maintenir une grandeur de sortie égale à sa grandeur de référence imposée malgré la présence des perturbations internes ou externes [93]. Parmi les critères de performances des régulateurs, il y a essentiellement [88], [93], [105] :

- ✓ La précision statique et dynamique, temps de réponse rapide, limitation de processus (courant maximal admissible).

### II.5.3.1 Régulation des courants

La boucle de régulation du courant  $i_{ds}$  est présentée comme suit [88],[93]:

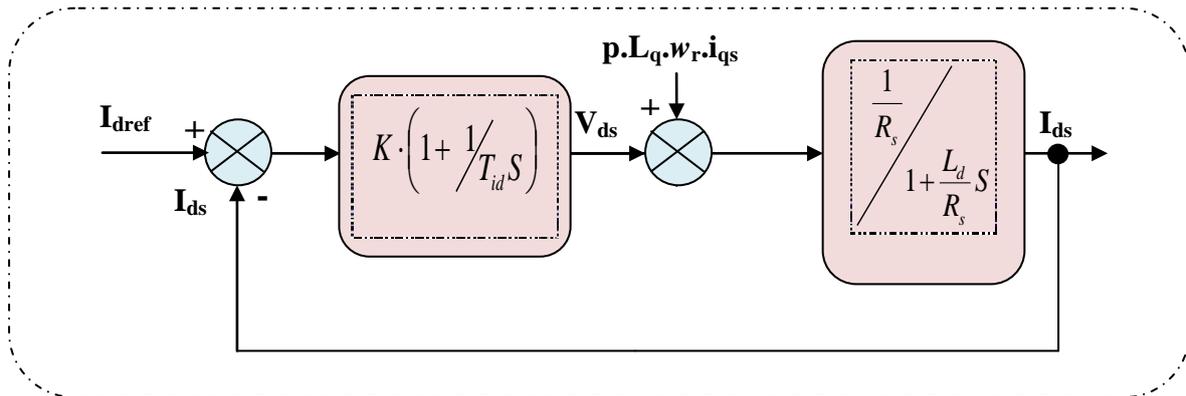


Figure II-9 : boucle de régulation du courant  $i_{ds}$ .

Le terme  $(p \cdot L_q \cdot \omega_r \cdot i_{qsref})$  a été compensé du côté commande. Il est utilisé pour éliminer le couplage des deux axes d et q [88], [92],[93]. Le schéma de la boucle du courant  $i_{qs}$  est représenté sur la figure II-10 [89].

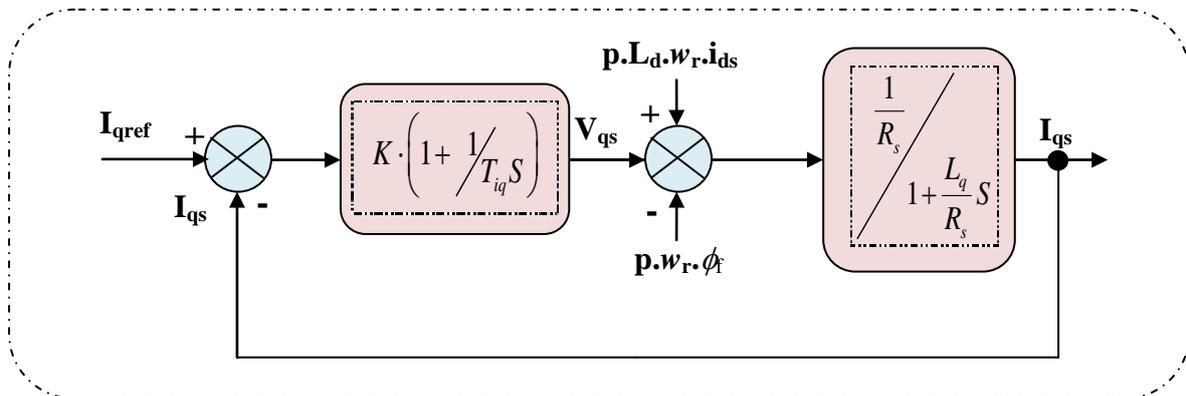


Figure II-10 : boucle de régulation du courant  $i_{qs}$ .

De la même manière que pour le courant  $i_{ds}$  les termes  $(p \cdot L_d \cdot \omega_r \cdot i_{dsref})$  et  $(p \cdot \omega_r \cdot \phi_f)$  sont utilisés pour éliminer le couplage. Nous considérons que le découplage des courants et la compensation de la f.c.é.m. sont parfaitement réalisés. Ainsi, les régulateurs de courant peuvent être calculés séparément [86], [89], [104]. La boucle de régulation des courants devient comme suit :

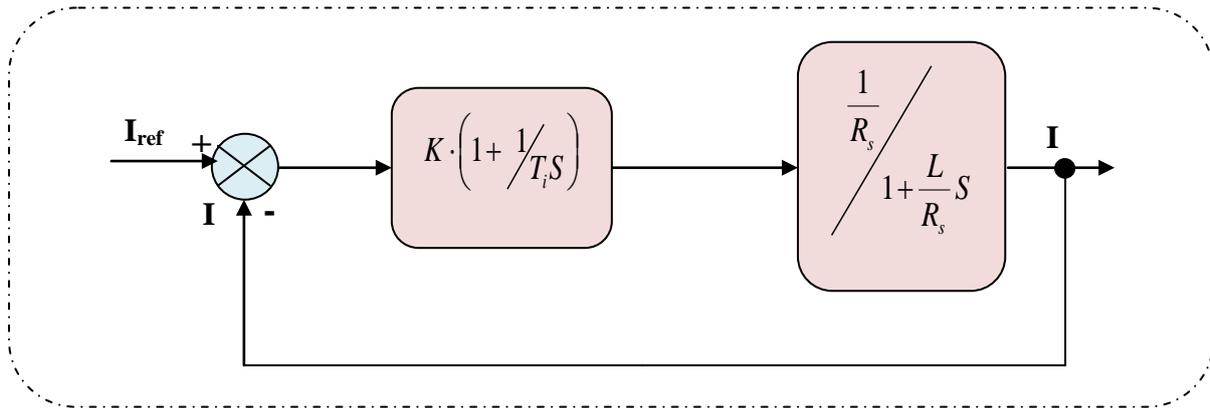


Figure II-11 : boucle de régulation du courant.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par la relation suivante :

$$F(S) = K \frac{1+T_i S}{T_i S} \frac{1}{R_s \left(1 + \frac{L}{R_s} S\right)} \quad (\text{II-19})$$

La constante de temps du régulateur est souvent choisie pour compenser la constante de temps électrique propre de la machine [88],[89],[93]. On a alors :

$$T_{id} = \frac{L_d}{R_s}, T_{iq} = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{II-20})$$

Le gain du régulateur est calculé suivant la constante de temps apparente exigée [86], [104], on a :

$$K_d = \frac{L_d}{T_e}, K_q = \frac{L_q}{T_e} \quad (\text{II-21})$$

$T_e$  représente la constante de temps du régulateur de courant :

$$T_e = \frac{L_d}{R_s + K_d} = \frac{L_q}{R_s + K_q} \quad (\text{II-22})$$

### II.5.3.2 Régulateur de vitesse

Pour le réglage de la vitesse, on utilise le schéma bloc suivant :

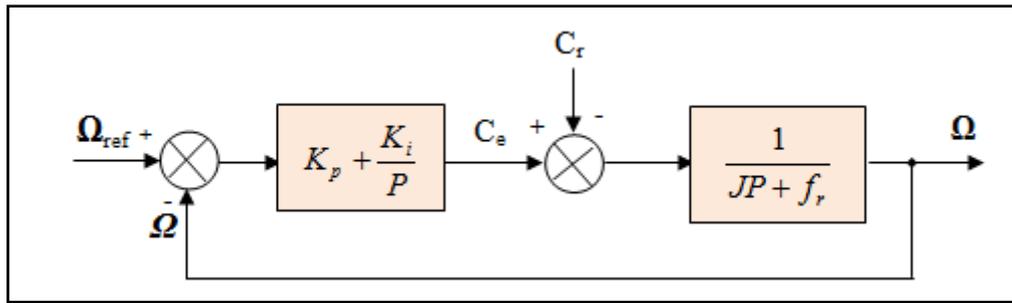


Figure II-12 : boucle de régulation de la vitesse de la MSAP.

Le processus à commander est constitué de la boucle interne du réglage du courant  $i_{qs}$  donc du couple et de la partie mécanique. La structure de la commande va assurer le découplage. Le courant  $i_{qsref}$  est délivré par le régulateur de vitesse. Pour faciliter le calcul du régulateur de vitesse, on néglige la constante de temps électrique ( $R_s/L_q$ ) [86], [88], [105]. Le terme intégral du régulateur de vitesse peut être choisi pour compenser le pôle de la partie mécanique. On obtient [86] :

$$T_{i\omega} = \frac{J}{f_r} \quad (\text{II-23})$$

Le gain  $K_\omega$  est calculé suivant le temps d'établissement de la vitesse exigée  $T_{\omega}$  :

$$K_\omega = \frac{3J}{T_{\omega\theta}} \quad (\text{II-24})$$

Le régulateur de vitesse PI, permet d'assurer une meilleure réponse de la vitesse de la machine vis-à-vis de sa consigne, et une bonne robustesse vis-à-vis les perturbations (variation de la charge ou la variation paramétrique).

### • Modèle en courant

Dans certaines applications, la préférence est donnée à une commande en courant. Cette commande peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant ou moyen d'un régulateur linéaire classique ( $PI$ ) ou à hystérésis. La figure (II.7) représente le schéma bloc de la commande vectorielle d'une MSAP alimentée en courant.

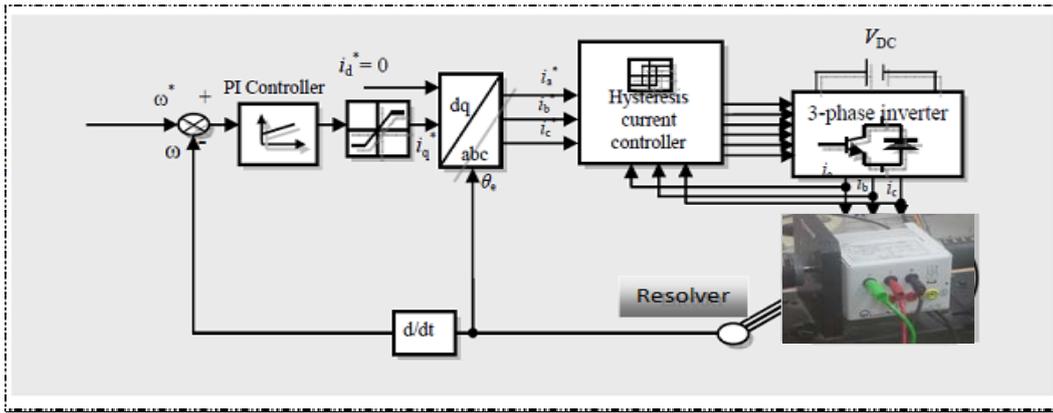


Figure II-7: Commande vectorielle modèle en courant.

Le principe général de ce type de stratégie consiste à maintenir la variation du courant dans chaque phase dans une bande de largeur donnée, centrée autour des courants de référence. Ce principe est schématisé par la figure (II.13).

▪ **Contrôle du courant par hystérésis**

La moyenne la plus simple, avec un onduleur de tension, pour réaliser une source de courant alternatif triphasé est de le commander en mode glissant. On parle également de commande en fourchette ou de commande en hystérésis. Les figures (II -13 et II-14) donne le principe de cette commande en triphasé et en monophasé : si le courant mesuré  $i$  est inférieur à la référence  $i_{ref}$ , augmenté d'une fourchette  $F$ , la tension de sortie est forcée à sa valeur maximale pour que le courant croisse le plus vite possible. Et s'il est supérieur à cette même référence diminuée de la fourchette, alors la tension de sortie est forcée à sa valeur minimale pour que le courant décroisse le plus vite possible. En triphasé, le fonctionnement instantané de l'onduleur ainsi commandé n'est pas très simple, et l'un des problèmes posés par une telle commande réside dans le fait que la période de commutation est variable et inconnue [106].

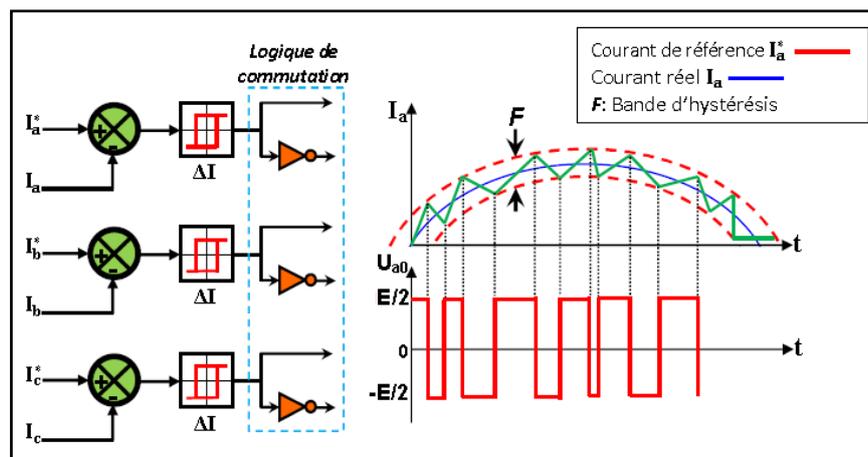


Figure II-13 : Principe d'une commande à hystérésis.

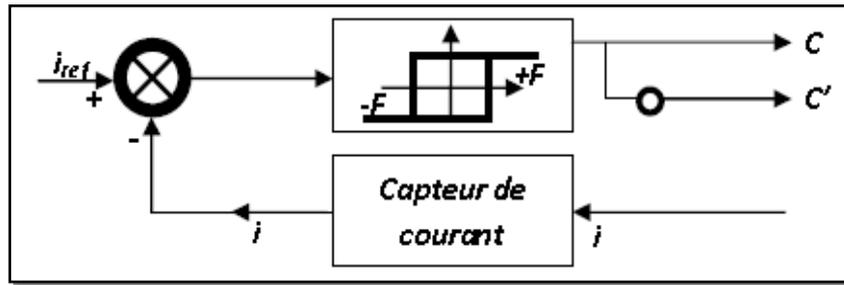


Figure II-14 : Contrôle en fourchette du courant d'une phase.

Si on ignore ces problèmes, un modèle approché est très simple : Le courant mesuré est toujours (à peu près) égal à la référence. On note que la commande en fourchette conduit à des fonctionnements à fréquence variable, ce qui peut être indésirable, en particulier pour des raisons de dimensionnement. Il est alors fréquent de recourir aux commandes MLI à fréquence fixe.

## II.6. Validation des Modèles de Simulation

### II.6.1 Le but de la plateforme

Afin de valider les développements et les résultats obtenus par simulation, une partie de la thèse est consacrée à la réalisation d'une plateforme expérimentale pour l'entraînement de la MSAP. Il est important de pouvoir réaliser des essais pratiques afin de s'assurer du fonctionnement réel des développements complétés. Il existe plusieurs types de plateformes sur le marché, mais généralement leurs utilisations est très limitées et ne laisse pas beaucoup de flexibilité à l'utilisateur en plus de leur prix élevé. Cette plateforme doit contenir un processeur ou DSP (Digital Signal Processor) avec facilité de programmation, l'accessibilité des signaux permettant la validation de tous types de réglage. La partie de puissance qui comprend le convertisseur sera également intégré sur la plateforme. Lors de la réalisation d'une plateforme, il faut tenir compte de certains points bien définis.

- ✓ Sécurité.
- ✓ Modularité.
- ✓ Accessibilité.
- ✓ Technologie.
- ✓ Robustesse.

On parle de sécurité, surtout au niveau de l'isolation galvanique entre la partie de puissance et la commande du processeur. Il est important de séparer les signaux afin d'éviter

tout dommage en cas de court-circuit. Egalement, il serait préférable d'avoir une protection en cas de sur-courant dans le moteur.

Au niveau de la modularité, il est important, en cas de changements futurs, de ne pas devoir refaire la plateforme au complet. Pour ce faire, on va diviser le montage en plusieurs parties bien distinctes. La plateforme va être composée de trois parties : l'onduleur ou convertisseur, le résolveur pour l'acquisition de la vitesse et de la position, une carte d'interface pour la connexion au DSP. Une telle plateforme, modulaire, flexible et avec une bonne accessibilité des signaux, pourrait procurer un atout de taille pour l'efficacité du travail.

## II.6.2 Description du dispositif expérimental

D'une façon générale, l'ensemble du banc d'essais se compose essentiellement de 3 groupe : qui sont le moteur synchrone à aimant équipée d'un capteur de position (Résolveur), une machine à courant continu comme charge (fonctionnant en génératrice alimentant une charge résistive). Le convertisseur de puissance est un onduleur de tension à IGBT. Ainsi que l'ensemble de commande et de régulation de cet ensemble a base de la carte de commande dSpace DS1104 et un environnement Matlab/Simulink. Dans le but d'amplifier et d'adapter les signaux de commande générés par la carte DS1104 pour l'amorçage des transistors de puissance IGBT, une carte de commande a base d'IR2130 a été réalisée.

La figure II.15, montre une photo de la structure globale du banc d'essais de la MSAP. En effet, cette structure permet de faciliter le passage de la phase simulation a la phase expérimentation. Chacune des parties va être décrite ci-après.

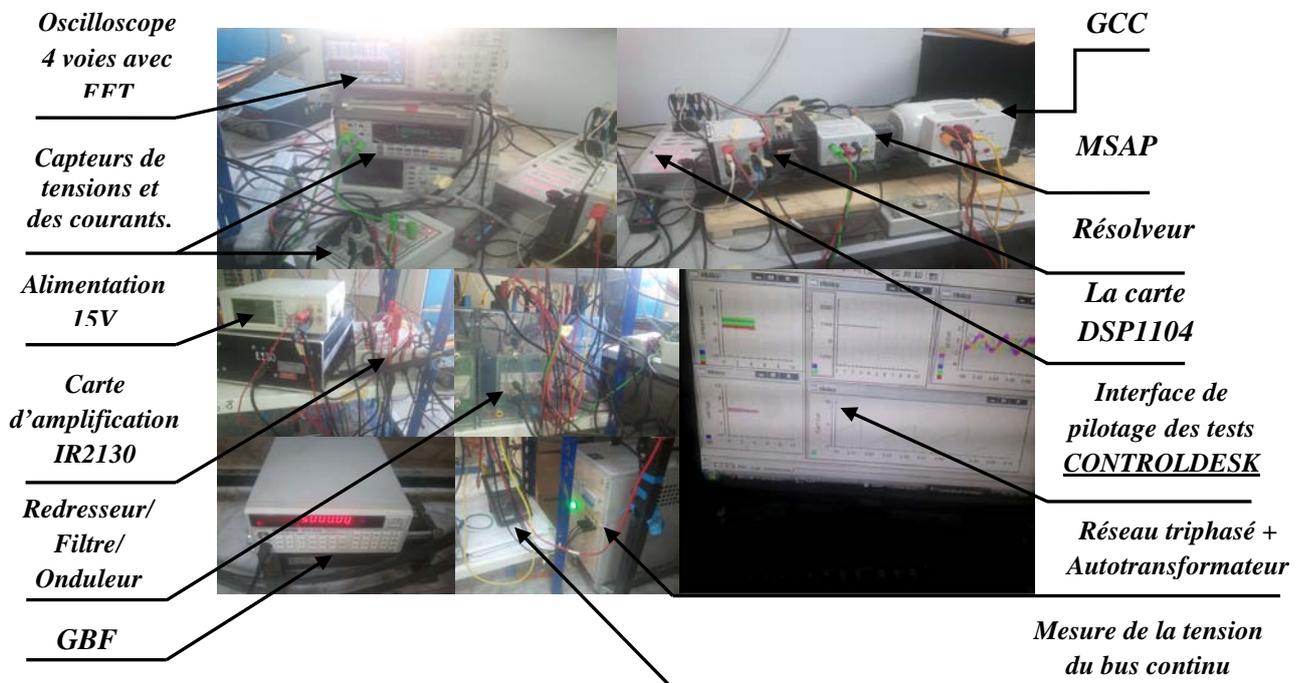


Figure II.15 : Vue de l'ensemble du banc d'essai expérimental de la MSAP (Lab. LGEB Université de Biskra, Algérie).

Les dispositifs basés sur la carte dSpace permettent aux concepteurs de systèmes de commande de machines électriques de réduire considérablement le coût et temps de développement, et également, d'accroître la qualité et la performance de la commande. La figure II.16 présente l'ensemble du banc d'essai à base de dSpace DS1104 mis en œuvre pour le développement d'un dispositif expérimental dédié à la commande de la MSAP.

En effet, ce dispositif expérimental permet de développer et d'implanter les différents algorithmes de commande bien évidemment la commande vectorielle et par la suite les différents algorithmes DTC d'une MSAP. Il est à noter qu'il est possible d'exploiter ce banc d'essais pour commander d'autres moteurs électriques tels que les moteurs pas à pas ou les moteurs synchrones à reluctance variable.

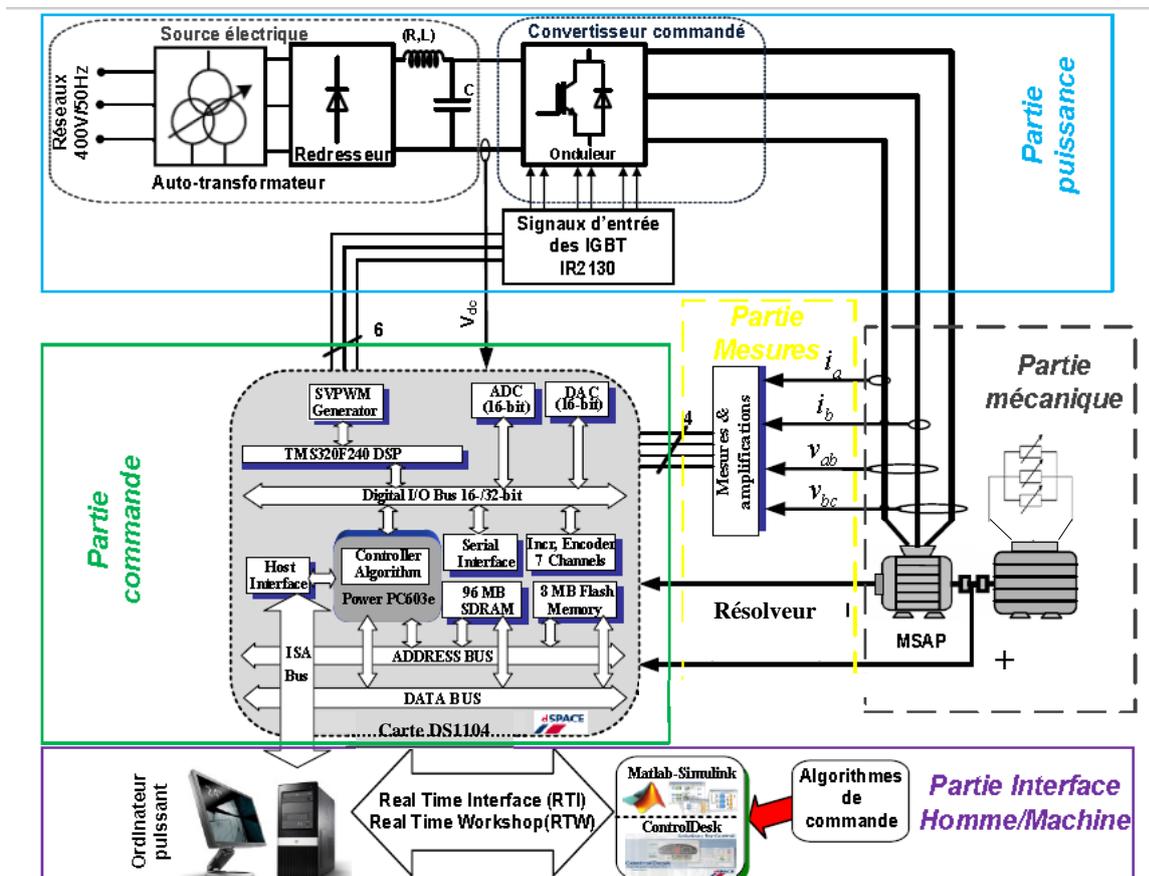


Figure II.16 : Schéma bloc du dispositif expérimental du banc d'essais.

- **La partie puissance et mesure**

La figure II.17 présente la partie puissance et mesure. Nous pouvons distinguer :

- ✓ Un onduleur de tension : SEMIKRON à IGBT 1000V, 30A fréquence de commutation 10 kHz.
- ✓ Oscilloscope 4 voies avec FFT.
- ✓ Capteurs de tensions et des courants.

- ✓ Carte d'amplification des signaux de commande.
- ✓ Alimentation 15V.
- ✓ Réseau triphasé + autotransformateur.

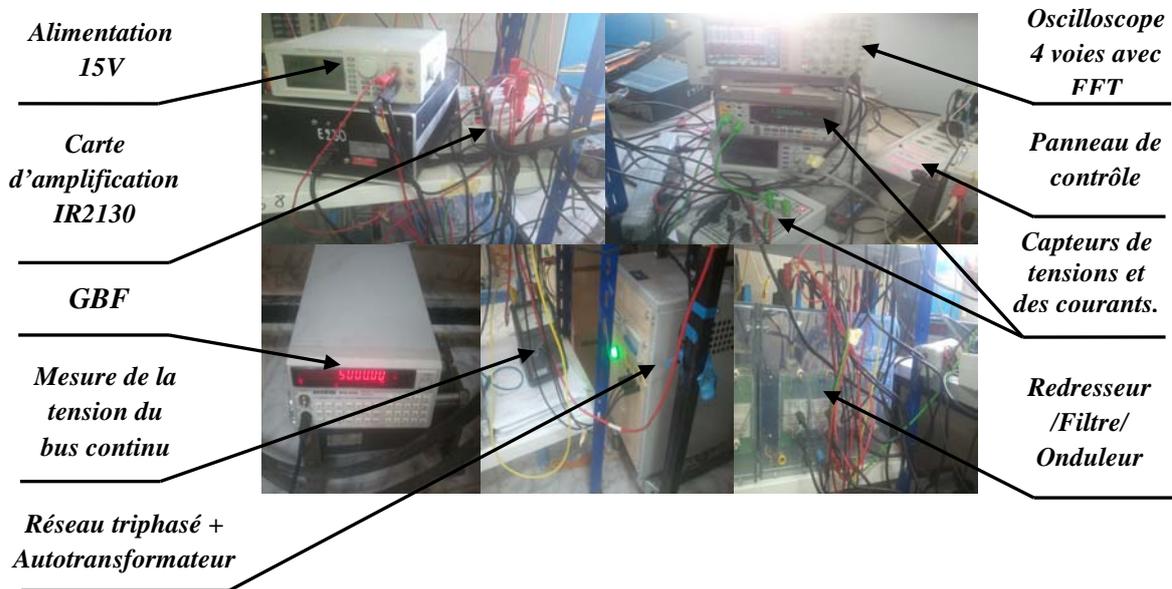


Figure II.17 : Photo de la partie puissance et mesure.

La génération de la tension continue pour l'électronique de faible puissance est réalisée par une alimentation stabilisée. La génération de la tension du bus continu est réalisée en utilisant un autotransformateur (réseau triphasé alternatif 400V/50Hz), un redresseur triphasé non-commandé (type SKD 51/14 de SEMIKRON) suivi d'un étage de filtrage composé de deux condensateurs (avec une capacité chacun de 2200F sous une tension de 400V) sont mis en série. Ces capacités sont montées sur le même circuit, elles sont équivalentes à une capacité de 1100 $\mu$ F sous une tension de 800V. Ce montage nous permet de créer une source de tension continue réglable selon le rapport de transformation de l'autotransformateur.

Le convertisseur continu-alternatif est composé d'un onduleur de tension triphasée à deux niveaux. Il est utilisé pour alimenter les phases statoriques de la MSAP. Il possède six cellules de commutation de SEMIKRON et construites autour des modules IGBT SKM 50 GB 123 D. Chaque cellule est constituée de deux IGBTs avec deux diodes en antiparallèle. La tension appliquée aux bornes de chaque interrupteur à l'état bloqué est égale à la tension du bus continu donc la tension à convertir dépend des limites technologique de l'interrupteur de puissance utilisé.

L'adaptation des signaux de commande fournis par la carte dSpace DS1104 aux caractéristiques des modules de puissance est assurée par les drivers SKHI22B (SEMIKRON). Ils offrent une protection contre le court-circuit du bus continu par la surveillance de la tension collecteur-émetteur des IGBTs. Nous pouvons noter que chaque driver nécessite des signaux de commande de niveau logique 0-15V. par contre, les signaux

issus de la carte DS1104 possèdent un niveau logique de 0-5V. Pour cela, une carte d'amplification à base du circuit intégré IR2130 a été réalisée afin d'adapter le niveau de tension des signaux de commande.

- **Partie mécanique du banc d'essais**

La figure II.18 présente une vue rapprochée de la partie mécanique du banc d'essais expérimental. En outre, cette partie inclut le moteur synchrone à aimant permanent avec un capteur de position du type (résolveur) suivie d'un génératrice à courant continu (GCC) alimentant une charge résistive. Les caractéristiques techniques de ces trois composants sont données en Annexe A.

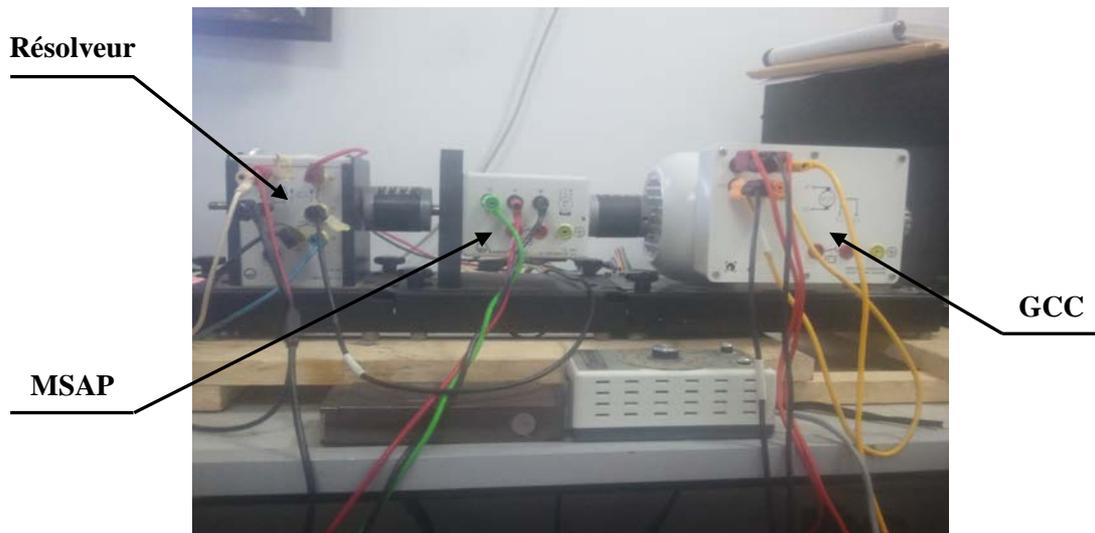


Figure II.18 : Partie mécanique de la plate forme expérimentale.

La machine synchrone à aimant permanent à pôles lisse présentée dans la partie mécanique de la figure II.18, peut fournir un couple électromagnétique sur l'arbre de valeur maximale égale à 2,6 Nm, et une puissance mécanique nominale de 427 W. les phases statoriques sont couplées en étoile. Les caractéristiques de la machine et l'identification de ses paramètres sont présentées en annexe A.

La charge mécanique est une machine à courant continu (fonctionnant en génératrice) alimentant une charge résistive. Cette dernière est destinée à générer un couple résistant dans les deux sens de rotation et fixé au MSAP par un accouplement rigide. Le contrôle du couple de charge est effectué a travers une consigne de tension générée par le module d'interface CAN de la carte DS1104. La consigne du couple de charge désiré, étant appliquée par l'algorithme de commande, est variée en temps réel. Il permet également d'afficher la valeur de la vitesse de rotation et du couple de charge appliqué sur l'arbre de la machine synchrone.

Le résolveur est un dispositif électromécanique gère l'information de la position mécanique et permet la mesure de la position mécanique du rotor de la MSAP. L'alimentation

de ce capteur est assurée par un GBF avec un signal sinusoïdal de l'ordre de 10 kHz de fréquence. 'Les détails sont présentés en l'état de l'art (chapitre I)'.

- **Interface Homme Machine**

Cette interface doit permettre la communication entre l'opérateur et le système à commander. En effet, le but de cette partie est de pouvoir en plus de l'acquisition, exécuter la simulation en temps réel et d'être susceptible de piloter et de contrôler la machine électrique à partir du logiciel Matlab-Simulink. Ceci nous a amené à utiliser le logiciel Matlab-Simulink (version 9.0a, 2010) et ControlDesk (version 3.7, 2011). Nous disposons d'un ordinateur de type système d'exploitation 32 bits de 4 GHz, afin d'accélérer la procédure de la simulation en temps réel.



Figure II.19 : Photo de la partie Interface Homme Machine.

Pour la programmation, on utilise l'ordinateur pour envoyer les consignes de références vers la carte DS1104 et d'acquérir les variables traitées dans l'algorithme de commande. Cette communication entre le modèle Simulink et la carte DS1104 est assurée par librairie RTI (Real Time Interface) . Une fois cet algorithme validé, il est automatiquement compilé en code 'C' et téléchargé dans la carte dSpace à l'aide de l'outil RTW.

Le protocole qui assure la communication entre l'ordinateur est le modèle Simulink développé sur Matlab et activé par une interface graphique de ControlDesk. Ce logiciel est fourni avec la carte DS1104, il nous permet de visualiser les différentes variables du système à commander en temps réel. En plus de la visualisation, on peut créer des blocs de contrôle, des interrupteurs et des instruments virtuels de mesure « Virtual instrument ». En effet, ce système offre l'avantage de modifier en temps réel les paramètres des blocs de contrôle, comme les consignes de références et les valeurs des gains des régulateurs de vitesse et des courants. Avec ce logiciel il est possible de visualiser le temps de calcul afin d'optimiser la période d'échantillonnage des algorithmes. Un autre avantage de ce logiciel est de ne pas utiliser des oscilloscopes numériques pour enregistrer les résultats expérimentaux. Enfin, nous

pouvons noter que le ControlDesk, offre la possibilité de sauvegarder les variables du système (position, vitesse, courants, etc.), en formats .mat.

- **Plateforme de la commande**

La commande de la machine synchrone à aimant, est basée sur un contrôleur numérique dSpace. Cette carte a été conçue en fonction des différentes apparences de configurations matérielle nécessaire pour les algorithmes de commande numérique à implanter.

dSpace est un système de contrôle en temps réel complet basé sur un DSP du type MPC8240. La carte de contrôle utilisée est du type DS1104 avec des entrées/sorties numérique et analogiques :

- ADC (Entrée analogique) : 4 multiplexed channels, 16 bit resolution, 2  $\mu$ s conversion time. 4 A/D channels, 12 bit resolution, 800 ns conversion time.
- DAC (Sortie analogique) : 8 D/A channels, 16 bit resolution, 10  $\mu$ s max. settling time.
- Entré/ Sortie numérique : 20 bit digital I/O.
- Interface codeur incrémental : 2 channels, Single ended TTL or differential RS422 input, 24 bit loadable position counter.
- Port série : serial UART (RS232, RS485 and RS422).
- DSP esclave : Texas Instruments TMS320F240 DSP.
- 20 MHz Clock frequency.
- 1x3 phase PWM output.
- 4x1 phase PWM output.

Le DSP principal de cette plateforme peut être directement programmé à l'aide du logiciel Matlab/ Simulink. Les blocs spécifiques du système dSpace sont disponibles dans le Toolbox de Simulink. Après simulation des fonctionnalités recherchées du programme mis au point, il suffit d'un simple 'click' pour l'implanter dans le DSP. Ce dernier utilisera l'application de pilotage de test, développée avec le logiciel CONTROLDESK. Le système offre notamment la possibilité d'accéder aux différentes mesures, de modifier en ligne les différents paramètres du programme tels que les gains des régulateurs et d'enregistrer les différentes grandeurs.

La figure (II.20) montre la fenêtre de pilotage des tests ; elle est visualisée lors de l'exécution du programme développé sous CONTROLDESK. Elle comporte une fonction de visualisation des grandeurs (vitesse, position, courant, couple,...).

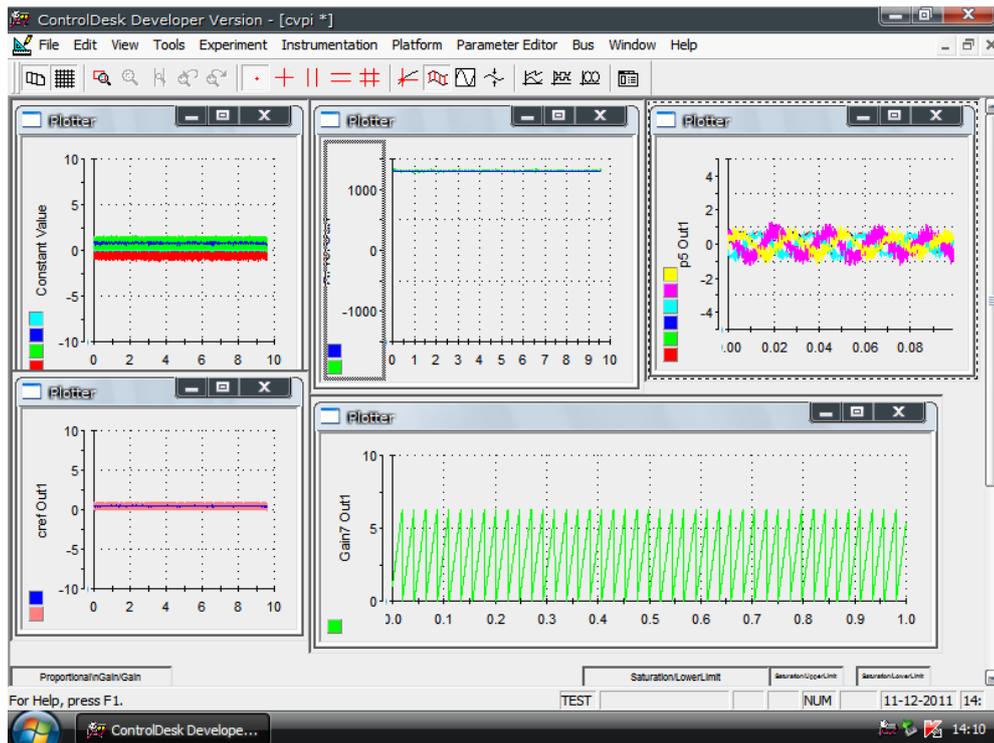
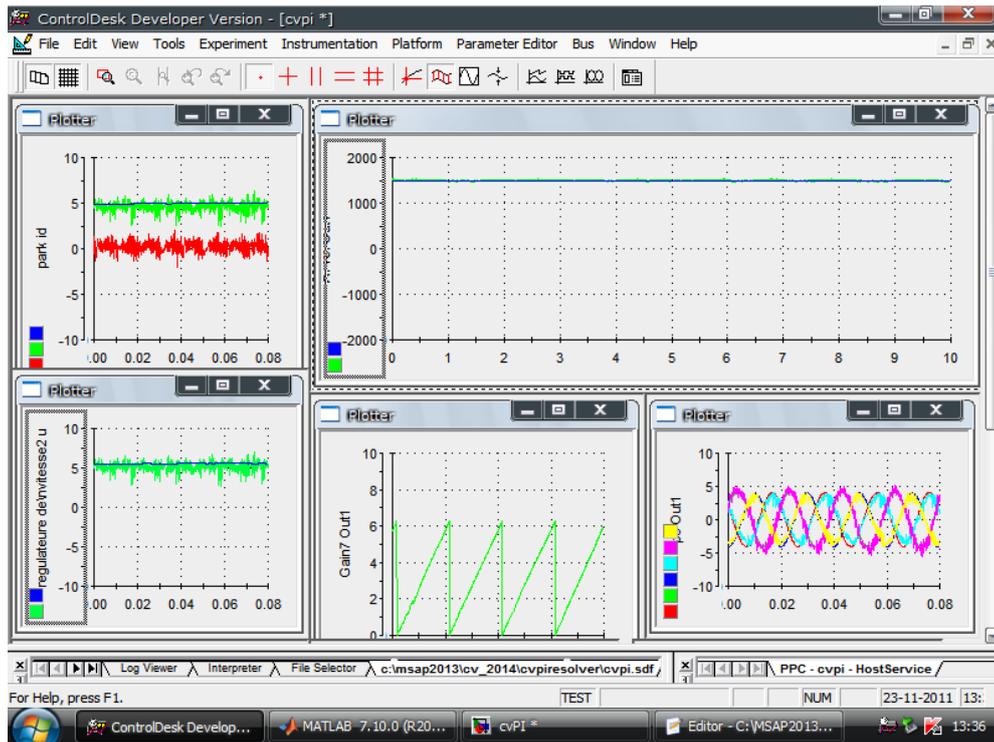


Figure II.20 : CONTROLDESK Interface de pilotage des tests (CV d'une MSAP).

L'avantage de ce type de carte est le rapport coût-efficacité lorsqu'il s'agit d'accomplir une grande variété de tâches d'un algorithme.

La section suivante présente les résultats de simulation et expérimentaux de la commande vectorielle de la MSAP.

### II.6.3 Résultats Expérimentaux et de Simulation de la commande vectorielle de la MSAP

Nous présenterons, dans cette partie, quelques résultats des essais effectués sur la plateforme expérimentale avec le résolveur permettant de tester le matériel utilisé et de valider l'algorithme de la commande vectorielle.

Le schéma de commande exécutable pour dSpace sont illustrés dans la figure II.21. pour les relevés expérimentaux, la machine synchrone est entraînée en charge, les tests au niveau expérimental et simulation ont été effectués sur une machine synchrone à aimant permanent à pôle lisse.

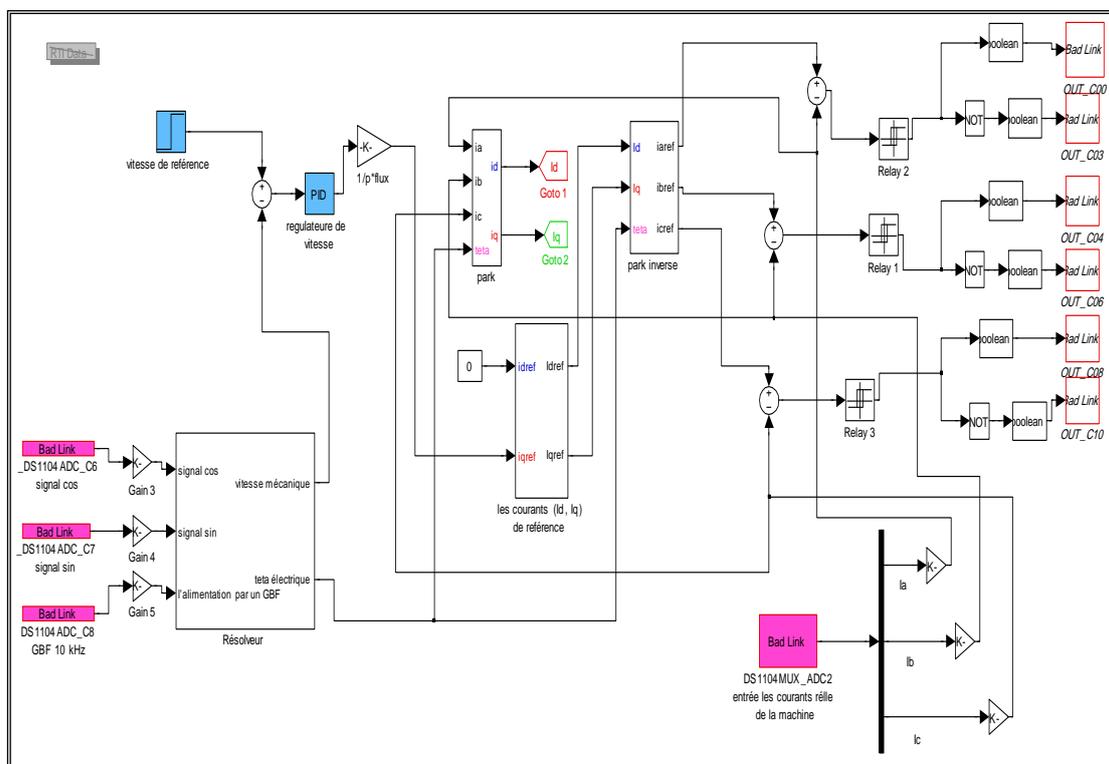


Figure II.21 : Schémas expérimental de la commande vectorielle (modèle en courant).

- **Bloc Résolveur**

L'algorithme utilisé pour déterminer la position initiale du rotor de la MSAP sont illustrés dans la figure II.22.

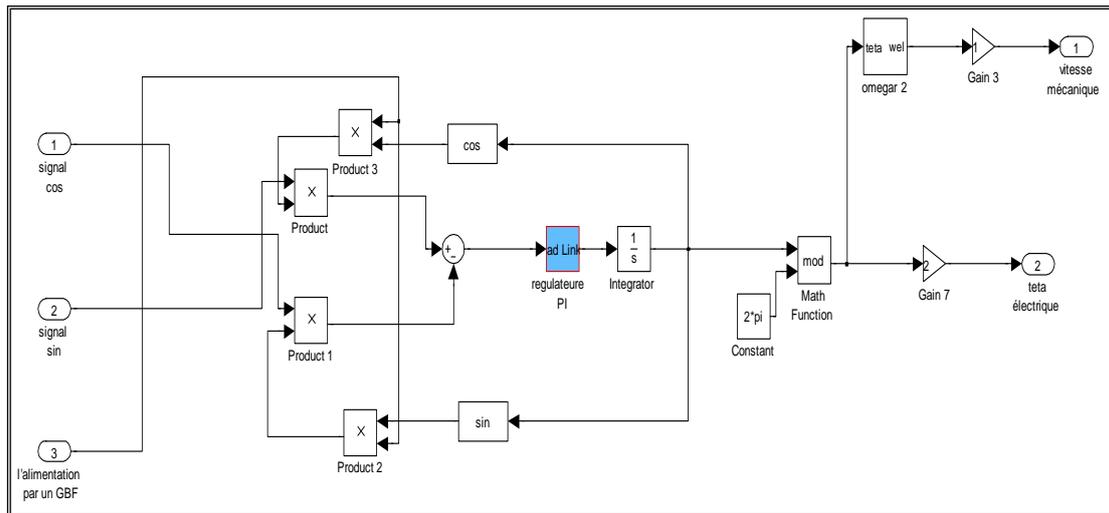


Figure II.22 : L'algorithme pour déterminer la position initiale du rotor de la MSAP.

L'algorithme est basé sur la technique du sur-échantillonnage [107]. le signal d'excitation ainsi que les signaux sinus et cosinus du résolveur ont été échantillonnés 10 fois par période de signal d'excitation dont la fréquence est 2 kHz (c.-à-d. échantillonnage à 20 kHz). De plus, l'échantillonnage des entrées analogiques (ADC) de la carte dSpace, pour les signaux du résolveur, à été synchronisé avec le bloc PWM à l'aide d'un signal d'interruption.

Cet algorithme est densité à minimiser l'erreur entre la position angulaire du rotor ' $\theta_m$ ' et l'angle calculé ' $\varphi$ ' en utilisant une boucle de retour. Le calcul de l'erreur est basé sur les équations trigonométriques suivantes [30] :

$$\begin{aligned} err &= (U_0 \sin(\omega_e t) \cos \phi) \cdot (U_0 \cdot k \sin \theta_m \sin(\omega_e t)) - (U_0 \sin(\omega_e t) \sin \phi) \cdot (U_0 \cdot k \cos \theta_m \sin(\omega_e t)) \\ err &= U_0(t) (U_0 \cdot k \sin(\omega_e t)) \cdot [\sin \theta_m \cos \phi - \cos \theta_m \sin \phi] \\ err &= A [\sin(\theta_m - \phi)] \end{aligned}$$

Où,

$$A = U_0(t) \cdot (U_0 \cdot k \sin(\omega_e t))$$

Et

$$U_0(t) = U_0 \cdot \sin(\omega_e t) \text{ est le signal d'excitation}$$

Cette erreur est ramenée à une valeur proche de zéro à l'aide d'un régulateur de type PI. Les gains de ce dernier sont ajustés en ligne lors du fonctionnement de la maquette de telle sorte à minimiser au mieux possible l'erreur. L'intégrateur augmente la résolution de l'angle calculé. Une fois cette boucle de contrôle est accomplie (c.-à-d.,  $err \approx 0$ ), alors l'angle calculé ' $\varphi$ ', qui est compris dans l'intervalle  $[0, 2\pi]$ , est égal à la position réelle du rotor ' $\theta_m$ '. la

figure II. 23, expose les résultats de l’algorithme implémenté pour une vitesse du moteur égale à 1500 tr/mn [106].

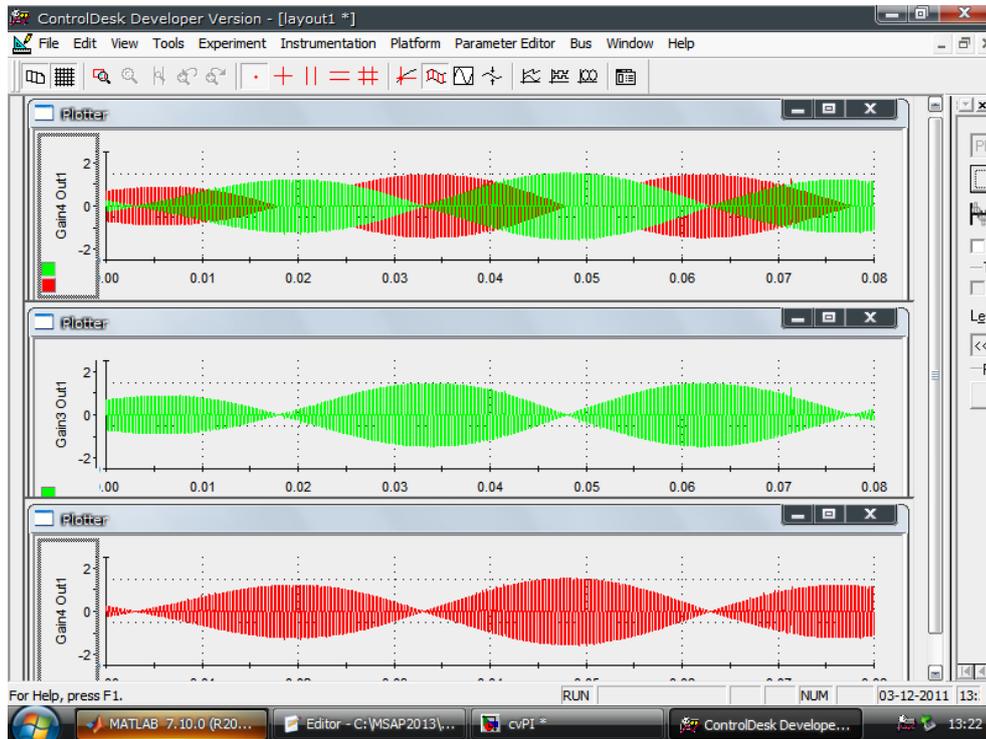
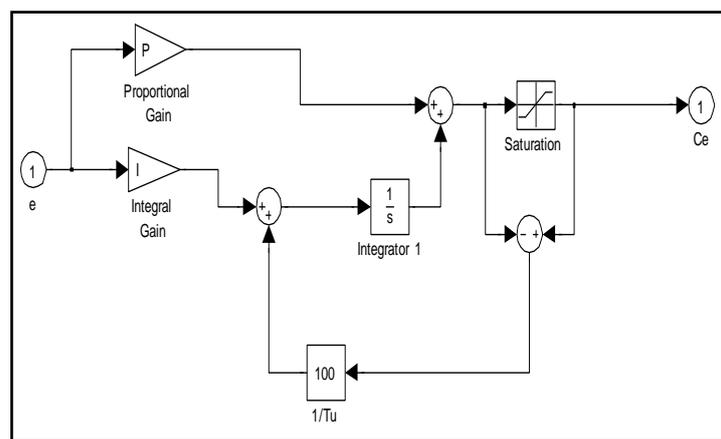
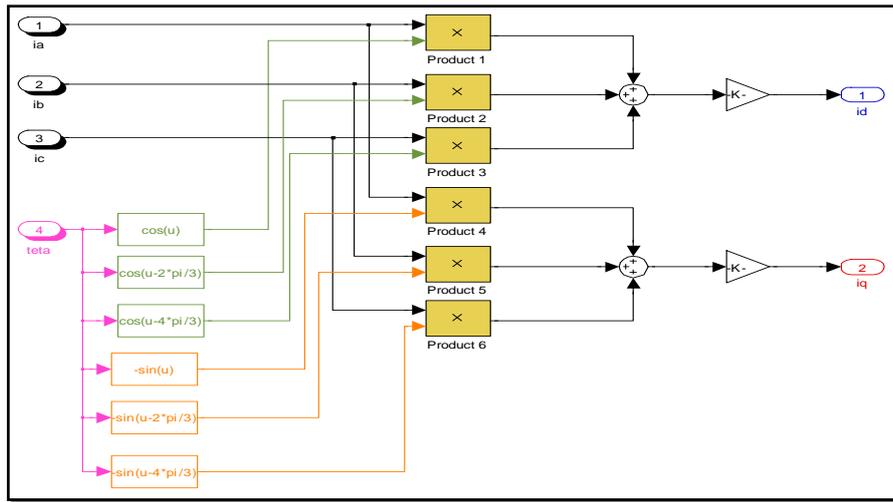


Figure II.23 : Signaux de sortie du résolveur modulés en sinus et en cosinus.

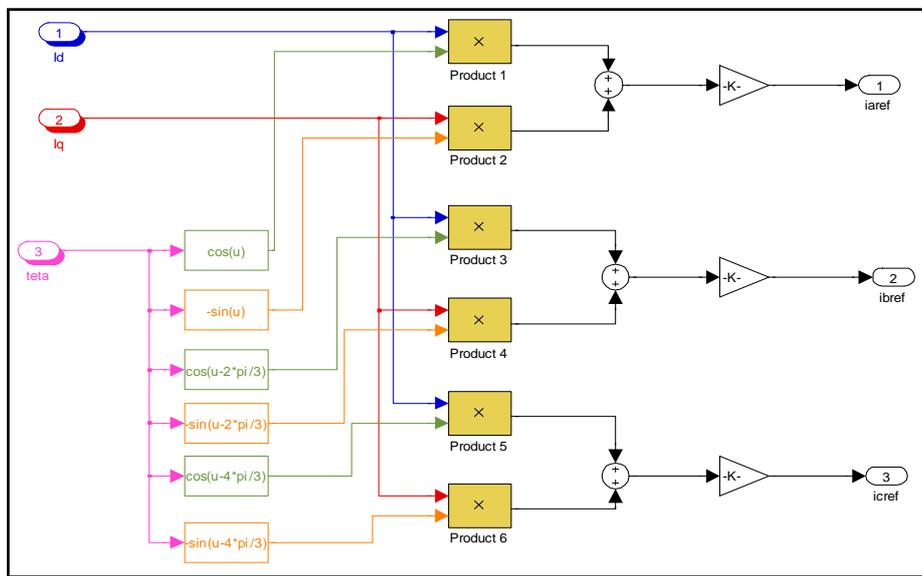
- **Bloc Régulateur PI de la vitesse**



- **Bloc transformation de Park**



• **Bloc transformation de Park inverse**



Les simulations et les essais expérimentaux ont été effectués dans les conditions suivantes: les paramètres de la MSAP sont donnés en Annexe (A); la tension du bus continu est  $U_{dc} = 80V$  et le flux de référence est  $\Phi_s^* = 0.3Web$ . La période d'échantillonnage est fixée à  $T_e = 10^{-4}$  sec, en utilisant la méthode de résolution Euler. En expérimental la MSAP entraîne une génératrice à courant continu alimentant une charge résistive.

Les figures de II.24 à II.39 (A : résultats de simulation ; B : résultats expérimentaux), présentent respectivement, les résultats de simulation et expérimentaux obtenus de la commande vectorielle (modèle en courant). L'onduleur est commandé par hystérésis.

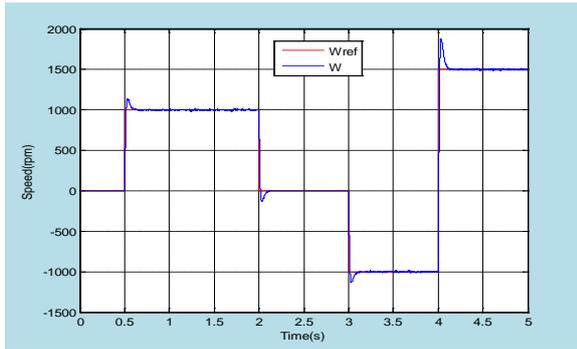


Fig II.24 : la vitesse de rotation  $W_r$  (tr/min)

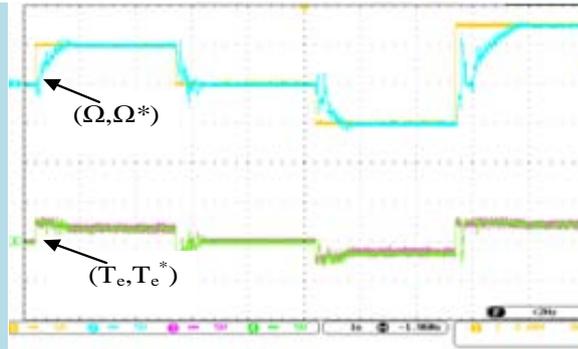


Fig II.25: la vitesse de rotation  $\Omega_r$  (tr/min) Ch1,Ch2 (5v/div  $\rightarrow$  1000 tr/min /div). Time scale: 1s/div.

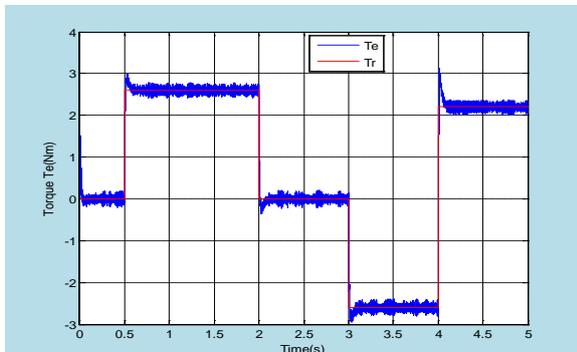


Fig II.26 : le couple électromagnétique  $C_{em}$  (N.m).

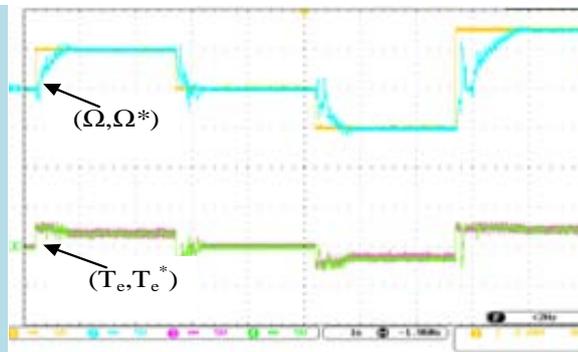


Fig II.27 : Ch3,Ch4 le couple électromagnétique 5Nm/div. Time scale: 1s/div.

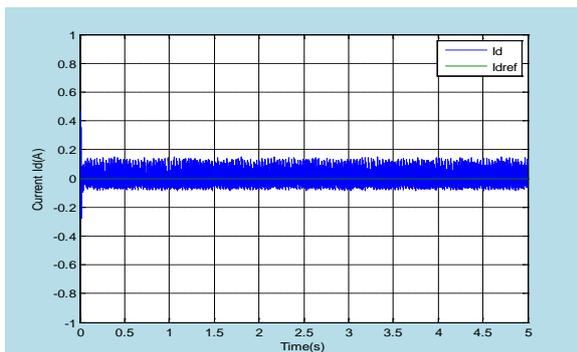


Fig II.28 : Courant directe ( $i_{sd}, i_{sd}^*$ ). (A)

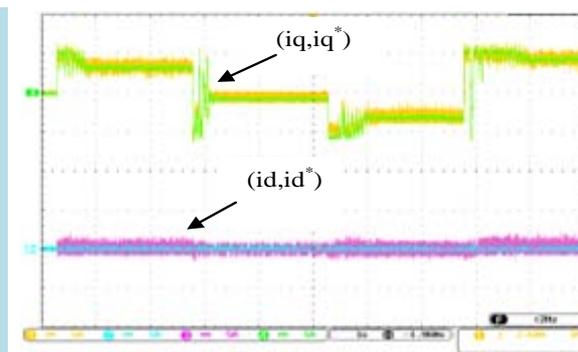


Fig II.29 : Courant directe ( $i_d^*, i_d$ ) scale: 5 A/div. Time scale: 1s/div.

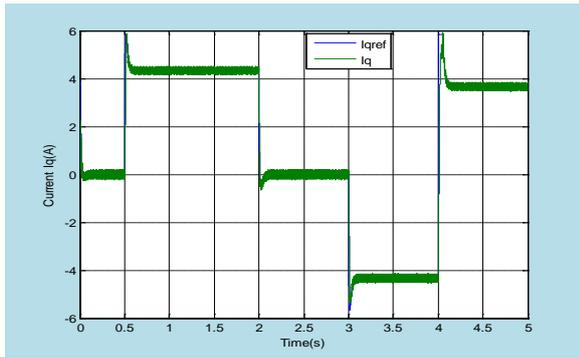


Fig II.30: Courant en quadrature ( $i_{sq}, i_{sq}^*$ ). (A)

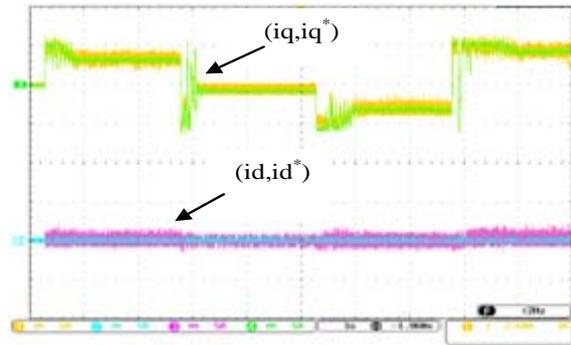


Fig II.31 : Courant en quadrature ( $i_{sq}, i_{sq}^*$ ) scale: 5 A/div. Time scale: 1s/div.

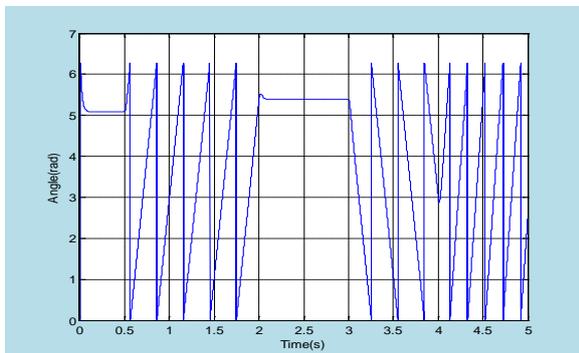


Fig II.32 : Position électrique du rotor (rad).

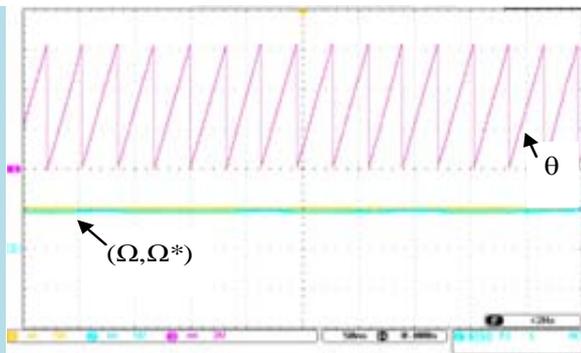


Fig II.33: Position électrique du rotor (rad). a 1000 (tr/min) scale: Ch3 (2v/div).

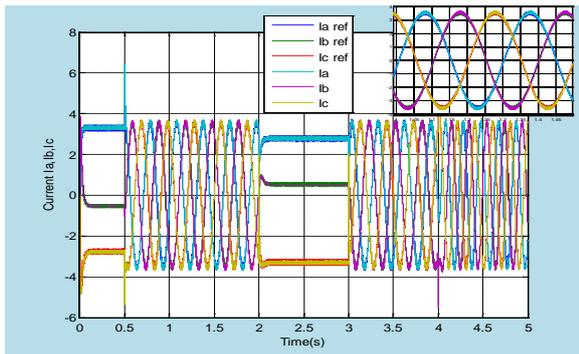


Fig II.34 : Les courants statoriques  $I_{sabc}$  (A) (avec un zoom pour montrer la forme du courant)

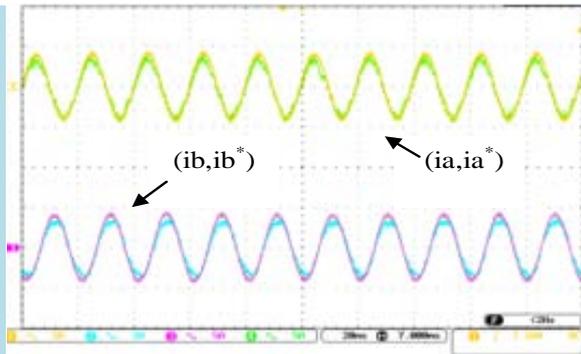


Fig II.35 : Les courants statoriques  $I_{sabc}$  (A) dans la phase a et b at 1500 (tr/min) scale: 5A/div. Time scale: 20ms/div.

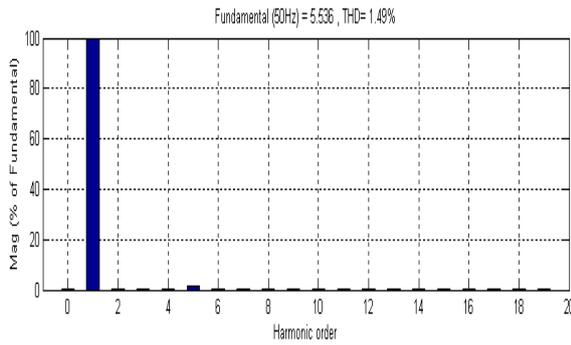


Fig II.36 : : Spectre d’harmonique dans la phase a. (A)

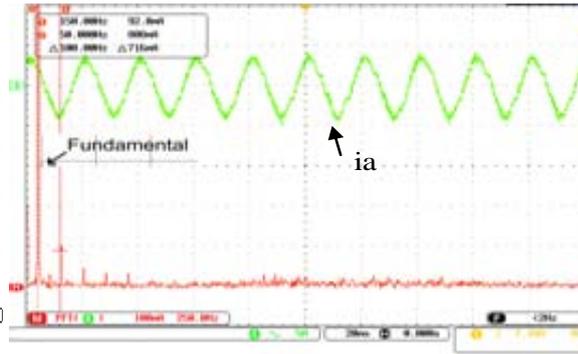


Fig II.37: spectrum of the current for phase a. scale: Ch3(5A/div). Time scale: 20ms/div

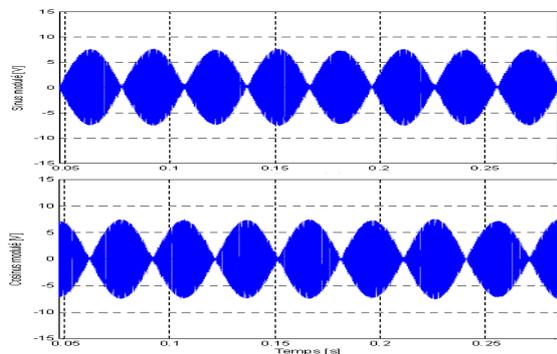


Fig II.38 : signals modulé en sine et cosine.

(A)

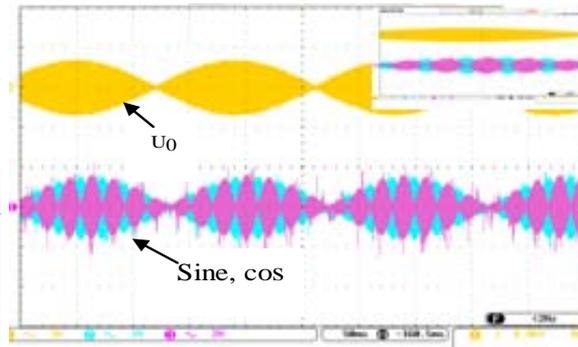


Fig II.39 : (U0) signal d’excitation et signals modulé en sine et cosine. Time scale: 50ms/div.

(B)

Figures (II.24-II.39): Résultats de simulation (A) et expérimentaux (B) de la commande vectorielle de la MSAP .

Les résultats de simulation et les résultats expérimentaux présentés dans cette partie montrent les performances de la conduite d’une machine synchrone à aimants permanents en utilisant la technique de la commande vectorielle.

☞ Pour voir les performances et le comportement de la MSAP associée à la commande vectorielle, une variation de la référence de la vitesse est effectuée (de 0 tr/min à 1000 tr/min, puis de 1000 tr/min à 0 tr/min, puis de 0 tr/min à -1000 tr/min et finalement de -1000 tr/min à 1500 tr/min). Un couple de charge d’une valeur de 2.6N.m est appliqué entre les instants  $t=0,5s$  et  $t=3s$  comme l’indique les figures (II-24, II-25). On remarque bien que la vitesse converge toujours rapidement vers ses références ; avec certain dépassement en simulation et une légère perturbation en expérimentation. La vitesse de rotation suit parfaitement la référence en régime permanent avec un temps de réponse environ de 0.5s.

☞ La perturbation due à l’application du couple de charge est rapidement éliminée, et le couple électromagnétique compense rapidement le couple de charge (2.6 N.m). Le couple

électromagnétique répond très rapidement aux variations de la charge sans atteindre une valeur inadmissible. Les résultats (simulation et expérimentation) montrent que le couple électromagnétique est l'image de composante en quadrature  $i_{qs}$ , ce qui valide le découplage introduit par la commande vectorielle entre le couple et le flux (figures : II.26, II.27 et II.29).

☐ Le courant  $i_{ds}$  (simulation : figure II.28 et expérimentation : figure II.29), suit bien sa référence nulle et peu affecté par les perturbations de la charge et la variation de la référence de la vitesse. Ceci montre aussi le découplage introduit par la commande vectorielle ;  $i_{ds}$  reste nul et le couple répond suivant  $i_{qs}$ . Ces tests soit en simulation soit en expérimentation, montrent la robuste de la commande vis-à-vis la perturbation du couple de charge, ainsi que l'inversion du sens de rotation. Le courant  $i_{qs}$  suit sa consigne imposée par le régulateur de vitesse (figures II.30 et II.31).

☐ Les figures (II.32 et II.33) représentent l'angle électrique ' $\theta$ ' obtenu en simulation et en expérimentation. L'angle électrique est obtenu pour une vitesse de rotation de 1000tr/min.

☐ Les figures (II.34 et II.35) donnent l'allure des courants réels  $i_{abc}$  et ses références. Ces présentent des allures sinusoïdales associées à des ondulations à haute fréquence dues au contrôle du courant par hystérésis. Les résultats montrent que le courant statorique, suit bien le courant de référence avec plus ou moins  $\Delta i$ . La diminution de la bande d'hystérésis permet d'améliorer la forme du courant, mais provoque une augmentation très important de la fréquence de commutation. Le contrôle par hystérésis force le courant de chaque phase à être supérieur ou inférieur par rapport à son courant de référence, par commutation de la tension de phase entre  $+U_c/2$  et  $-U_c/2$ . La fréquence de commutation des interrupteurs dépend de la tension continue appliquée à l'entrée de l'onduleur, du niveau de la f.é.m. dépendant de la vitesse de rotation, de l'inductance de fuite du stator et de la bande d'hystérésis  $\Delta i$ . La fréquence de commutation est directement proportionnelle à la tension du bus continu et inversement proportionnelle à la bande d'hystérésis.

☐ Les figures (II.36 et II.37) représentent le spectre d'harmoniques du courant statorique obtenu en simulation et en expérimentation respectivement. Le THD obtenu en simulation est de l'ordre de 1.49%. Ce qui réduit aussi les pertes dans la machine.

☐ Enfin, Les figure (II.38-39) donnant la fréquence du signal d'excitation ( $U_0$ ) sinusoïdal est de 10kHz. Le générateur de signal d'excitation alimente le signal d'excitation à haute fréquence pour le résolveur. Lorsque le rotor est entraîné en rotation, le résolveur induit des deux signaux sinusoïdaux modulés. Pour obtenir la position du rotor à partir du résolveur, ces signaux modulés doivent être démodulé. Les résultats expérimentaux montrent les signaux sinus et cosinus modulés générés par le résolveur (Fig.39). Pour obtenir la position du rotor, ces signaux modulés sont modulés par l'algorithme proposé.

Les essais réalisés et les figures présentée par expérimentation montrent le comportement de la vitesse, du couple électromagnétique, les courants directe et quadratique et les courants

statoriques de la machine pendant le fonctionnement en charge et lors de l'inversion du sens de rotation.

## II.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté des fondations sur la MSAP, ainsi que sa modélisation sous forme d'équations mathématiques. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices. Pour cela, nous avons établi les équations de la machine ramenée à deux axes, selon la transformation de Park en régime transitoire. Le modèle obtenu est facile à exploiter pour la réalisation des lois de commande avancées. En effet, c'est un modèle qui n'est pas fortement non linéaire. Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le principe de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasée a été présenté. On a ajouté le programme informatique mis au point pour réaliser la mesure de la position du rotor de la MSAP à l'aide d'un résolveur. Cette position est nécessaire pour démarrer la machine et calculer la transformation inverse de Park. Ensuite, l'algorithme de contrôle-commande de la machine est exposé et commenté.

A travers ce chapitre, on a présenté la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse. Avec cette commande, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine et nous avons utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur PI.

On a présenté dans ce chapitre, la structure de la plateforme. Les propriétés étaient la flexibilité, la modularité et la robustesse de cette plateforme. On a utilisé des composants issus des dernières technologies afin d'obtenir des performances et une précision optimale.

Cette plateforme sera utilisée dans la suite du travail pour effectuer les tests expérimentaux. Les chapitres suivants seront consacrés à l'implantation expérimentale et à la validation des nouveaux algorithmes développés.

Les résultats de simulation que nous avons présentés montrent clairement la réalisation du découplage et la robustesse de la commande pour différents modes de fonctionnement. Et confirmant pratiquement ces résultats.

A la suite de quoi et dans le but de palier les inconvénients de la commande vectorielle, nous avons essayé dans le chapitre suivant de proposer une alternative intéressante qui rentre dans le cadre des commandes appliquées à la machine synchrone à aimants permanents, on parle ici d'une commande directe du couple appelée (DTC). Il convient à présent de valider de manière expérimentale les différentes stratégies de commande *DTC* dans un environnement de simulation en temps réel dont le principe de base a été théoriquement présenté et illustré par des résultats de simulation dont le but était la minimisation des ondulations de couple.

# Chapitre Trois...✍

## AMELIORATION DES PERFORMANCES DE LA DTC A LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS

# CONTENU

III.1 Introduction.....	66
III.2 DTC Classique.....	66
III.2.9 Résultats de simulation et expérimentaux.....	81
III.3. Amélioration Des Performances De La DTC.....	86
III.3.1. Contrôle direct du couple modifié.....	86
III.3.9 Résultats de simulation et expérimentaux.....	87
III.3.2. Contrôle direct du couple douze secteurs.....	91
III.3.9 Résultats de simulation et expérimentaux.....	93
III.3.3. Contrôle direct du couple basé sur la modulation vectorielle.....	96
III.3.3.1. Contrôleur prédictive du couple et du flux.....	97
III.3.3.2. Théorie de base du DTC-SVM .....	99
III.3.9 Résultats de simulation et expérimentaux.....	100
III.3.4. Contrôle direct du couple basé sur la linéarisation entrée-sortie.....	105
III.3.9 Résultats de simulation et expérimentaux.....	112
III.4. Conclusion.....	115

### III.1. Introduction

Les associations onduleur de tension- machine à courant alternatif constituent un enjeu essentiel dans le milieu industriel, les stratégies de commande de ces associations n'ont cessé de se développer au fil des années. Parmi elles, après l'émergence vers les années 70 de la commande vectorielle, les techniques basées sur la commande directe du couple ont suscité l'intérêt de plusieurs équipes scientifiques et du secteur industriel.

La stratégie de commande DTC (venu du terme anglais " Direct Torque Control "), plus récente que la commande vectorielle, à été inventée par I. Takahashi au milieu des années 80. Elle est basée sur la régulation séparée du flux statorique et du couple.

La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimenté par un onduleur de tension. L'association de la DTC à la MSAP a permet d'avoir des systèmes d'entraînement de performances très élevées.

Les principes de base de la DTC ont été établis dans ce chapitre, où on a supposé que la vitesse de la machine est assez élevée, pour négliger l'influence du terme résistif. Ces hypothèses ne sont plus vérifiées, si l'on se place dans des conditions de fonctionnement à basses vitesses. Dans ce chapitre, nous allons présenter quelques structures de la commande DTC, dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique.

Afin de surmonter les inconvénients mentionnés dans la DTC classique, nous allons étudier quelques variantes d'amélioration de la commande DTC classique, telle que la DTC modifiée, la DTC 12 secteurs, la DTC basée sur la MLI vectorielle DTC\_SVM et on terminera par la DTC de la MSAP par la technique de linéarisation entrée-sortie, pour but de minimiser les ondulations du couple et de flux dans le régime transitoire et permanent, avec une maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur. Des résultats de simulation et expérimentaux sont présentés dans ce chapitre pour juger ces méthodes proposées.

### III.2 Commande Direct du Couple de la MSAP

La DTC venu de la nomination anglosaxone «Direct Torque Control», et basé sur l'orientation du flux statorique. Il a été développé par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servo-moteurs de puissances élevées [108]. Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par orientation du flux. La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimenté par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable à celui obtenu à partir d'une commande vectorielle [109]. Trois techniques des commandes ont été utilisées pour mettre en application des commandes DTC :

- Commande par une table de commutation ;
- Commande automatique directe (DSC : Direct Self Control), l'une des méthodes qui a été introduite par *Depenbrock* en 1987 ;

- Commande directe par modulation de vecteur (DVMC : Direct Vector Modulation Control).

Dans ce qui suit, On s'intéressera spécialement à la commande directe de couple et de flux (DTC). Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en œuvre une structure de commande du MSAP par DTC. Ensuite, des résultats de simulations et expérimentaux seront présentés et discutés, en absence et en présence d'une boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI.

### III.2.1 Principe de la commande DTC

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : Le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation.

Le principe de la DTC est basé sur le choix direct des vecteurs de tension selon les différences entre les références du couple et du flux et leurs valeurs réelles [110]. Selon les erreurs de couple et de flux fournies par des comparateurs à hystérésis, un vecteur de tension est choisi parmi une table de vecteurs.

Les caractéristiques générales de la DTC sont :

- La commande directe du couple et du flux se fait à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur ;
- La commande des intensités et des tensions du stator de la machine est indirecte ;
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales ;
- La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide ;
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis ;
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend aussi de la largeur des bandes d'hystérésis [111].

La commande DTC de la MSAP est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Un onduleur de tension 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 commande par DTC de la MSAP, peut être schématisée par la figure (III.1) :

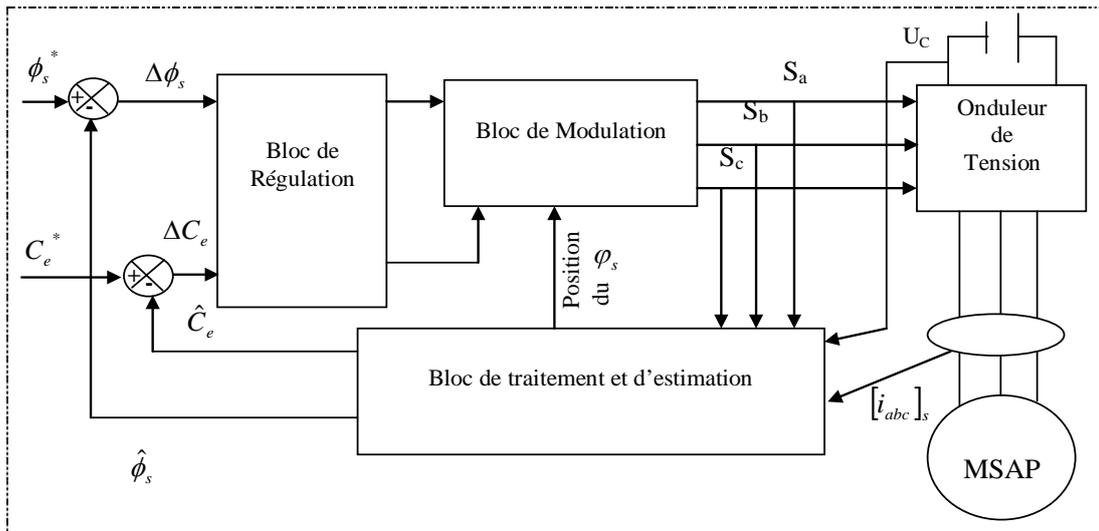


Figure III-1 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP.

☞ Cette méthode de commande a pour avantages [112], [113] :

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

☞ Et pour inconvénients [113]:

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

### III.2.2 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

À partir de la stratégie de base de la DTC proposée par Takahashi, plusieurs stratégies se sont développées, profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé. Plusieurs tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentées sous diverses formes [108], [114-116]. Dans le plan complexe constitué des axes ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), le vecteur de tension complexe  $\vec{u}_s$  est déterminé par l'état d'un onduleur de tension

triphase ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur de tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante :

$$\vec{V}_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ V_A + V_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \tag{III.1}$$

$[V_A \ V_B \ V_C]^T$  est le vecteur de tensions simple à la sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs. Cet état est représenté, théoriquement, par 3 grandeurs booléennes de commande  $C_{Ki}$  ( $i=1, 2, 3$ ), où  $C_{Ki}$  est l'état de l'interrupteur  $K_i$ , supposé parfait, tel que pour le

$i^{ème}$  bras de l'onduleur ( $i=1, 2, 3$ ) :

- $C_{Ki} = 1$  si l'interrupteur de haut est fermé et l'interrupteur de bas est ouvert ;
- $C_{Ki} = 0$  si l'interrupteur de haut est ouvert et l'interrupteur de bas est fermé.

Dans ces conditions on peut écrire :

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[ C_{K1} + C_{K2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + C_{K3} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \tag{III.2}$$

$U_c$  : La tension du bus continu.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

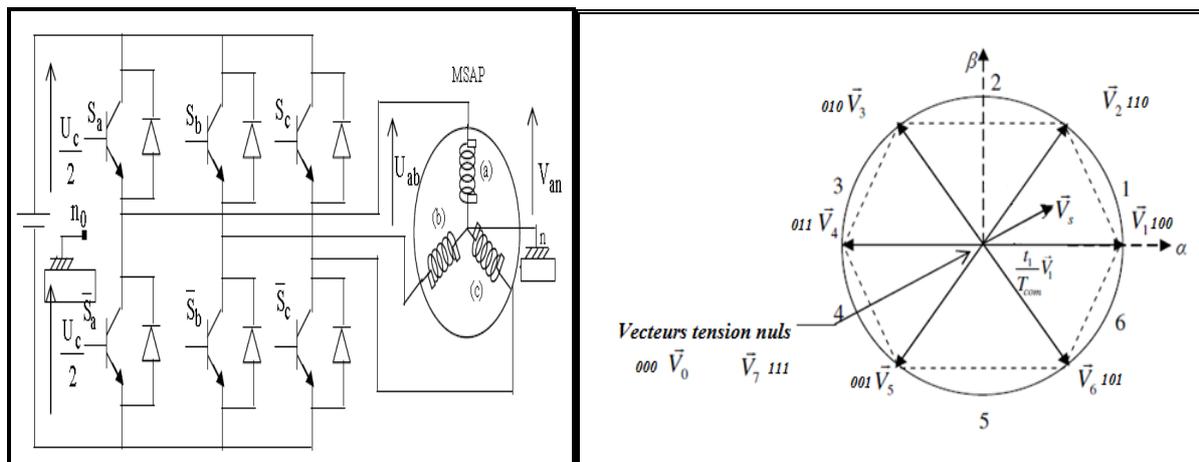


Figure III-2: Onduleur de tension et élaboration des vecteurs tensions.

### III.2.3 Stratégie de commande directe du couple et de flux

Dans cette technique Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui est basée sur l'algorithme suivant [108],[109],[114],[116-122] :

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée  $T_e$  réduites ( $T_e \leq 50 \mu s$ ).
- Pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la MSAP.
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique, en utilisant les équations (III.7), (III.9) et (III.11).
- On estime le couple électromagnétique de la MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation (III.12).
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit.

#### III.2.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique

On se place dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  lié au stator de la machine. Le flux statorique de la MSAP est obtenu à partir de l'équation suivante. Dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  lié au stator, on peut écrire [123] :

$$\overline{\phi}_s - \overline{\phi}_{s0} = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (III.3)$$

Pendant une période d'échantillonnage  $T_e$ , le vecteur de tension appliqué au MSAP reste constant, on peut écrire alors :

$$\overline{\phi}_s(T_e) = \overline{\phi}_{s0} + \overline{V}_s T_e - \int_0^{T_e} R_s \overline{I}_s dt \quad (III.4)$$

Où :  $\overline{\phi}_{s0}$  est le vecteur flux à l'instant  $t = 0$ .

Dans cette étude nous allons considérer le terme  $R_s \overline{I}_s$  négligeable devant le vecteur de tension  $\overline{V}_s$  ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée. A partir de l'équation précédente on trouve :

$$\Delta \overline{\phi}_s \approx \overline{V}_s T_e \quad (III.5)$$

On constate que sur l'intervalle de temps  $[0, T_e]$ , l'extrémité du vecteur  $\overline{\phi}_s$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par  $\overline{V}_s$ , figure (III.3).

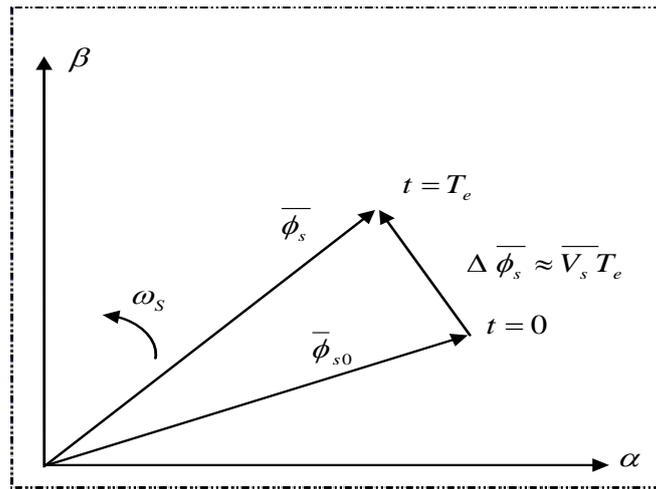


Figure III-3: Evolution de l'extrémité de  $\bar{\phi}_s$  pour  $R_s \bar{I}_s$  négligeable.

En choisissant une séquence appropriée du vecteur  $\bar{V}_s$  sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_e$ , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur  $\bar{\phi}_s$  la trajectoire désirée. Il est alors possible de fonctionner avec un module du flux  $\bar{\phi}_s$  pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre à l'extrémité de  $\bar{\phi}_s$  une trajectoire presque circulaire, si la période  $T_e$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique  $T_s$  [107],[114-121], [123].

Dans le cas de la MSAP, le flux statorique continue à changer même lorsque le vecteur de tension nul est appliqué parce que les aimants permanents tournent avec le rotor. Par conséquent l'application des vecteurs de tension nuls est à proscrire pour contrôler le flux statorique de la MSAP. En d'autres termes, le flux statorique doit être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique [107], [110].

En supposant le terme  $R_s \bar{I}_s$  négligeable, on montre que la dérivé du vecteur flux  $\frac{d\bar{\phi}_s}{dt}$ , qui représente la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur flux est pratiquement égal au vecteur de tension  $\bar{V}_s$ . Le flux magnétique se déplace donc sur une droite dans la direction de  $\bar{V}_s$  à une vitesse constante et égale à  $\sqrt{\frac{3}{2}} U_C$  [123].

Sur la figure (III.4), on représente trois directions possibles du vecteur flux  $\bar{\phi}_s$ . Ainsi on peut voir que, si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité et de son amplitude conserve sa valeur. Par contre, dans le cas où  $\bar{V}_s$  est décalée par rapport à la perpendiculaire du vecteur flux  $\bar{\phi}_s$  on observe un ralentissement (respectivement, accélération) du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude.

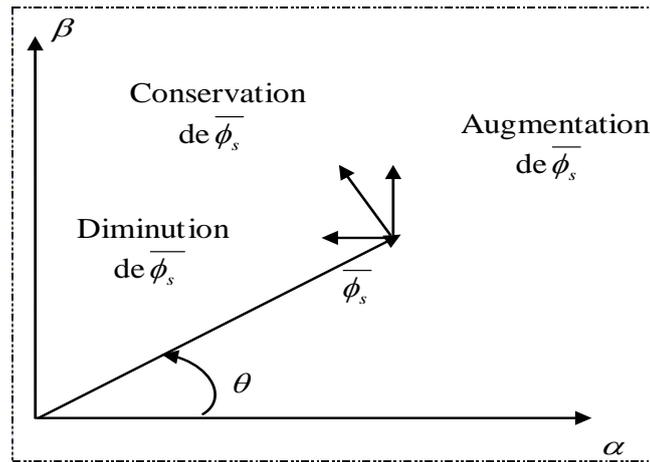


Figure III-4: Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension  $\overline{V}_s$ .

### III.2.3.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique de la façon suivante [107]:

$$C_e = k(\overline{\phi}_s \times \overline{\phi}'_r) = k \|\overline{\phi}_s\| \|\overline{\phi}'_r\| \sin(\delta) \quad (\text{III.6})$$

Tel que :  $k = \frac{p}{L_q}$

Avec :

- $\overline{\phi}_s$  est le vecteur de flux statorique ;
- $\overline{\phi}'_r$  est le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;
- $\delta$  est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs  $\overline{\phi}_s$  et  $\overline{\phi}'_r$  et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\overline{\phi}_s$  (à partir de  $\overline{V}_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de  $\overline{\phi}_s$ , et le couple électromagnétique de façon découplée.

### III.2.4. Choix du vecteur tension

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  $\overline{V}_s$  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  $\overline{\phi}_s$  dans le référentiel fixe (stator), en décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [123], [124].

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée  $k$ , les deux vecteurs  $\bar{V}_k$  et  $\bar{V}_{k+3}$  ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit sur la figure (III.5) [109], [116].

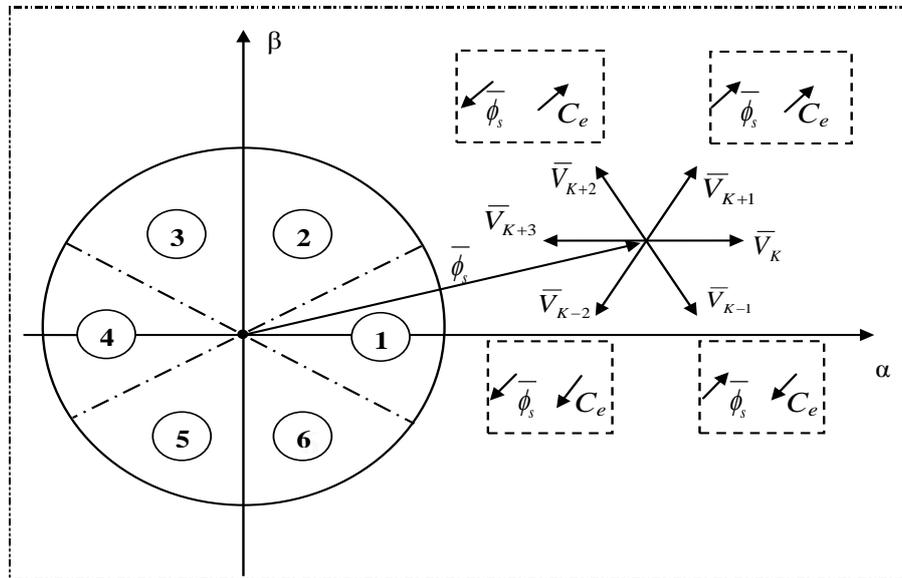


Figure III-5: Sélection du vecteur de tension.

- Si  $\bar{V}_{k+1}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si  $\bar{V}_{k+2}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si  $\bar{V}_{k-1}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si  $\bar{V}_{k-2}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si  $\bar{V}_0$  ou  $\bar{V}_7$  est sélectionné, alors la rotation du flux  $\bar{\phi}_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux  $\bar{\phi}_s$  reste inchangée.

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone  $k$ . En début de zone  $k$ , les vecteurs  $\bar{V}_{k+1}$  et  $\bar{V}_{k-2}$  sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position les angles entre  $\bar{V}_{k-1}$  et  $\bar{V}_{k+2}$  et le vecteur flux sont de  $150^\circ$  et de  $30^\circ$  respectivement. Donc leur composante de couple est très petite. Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles [116], [109], [121].

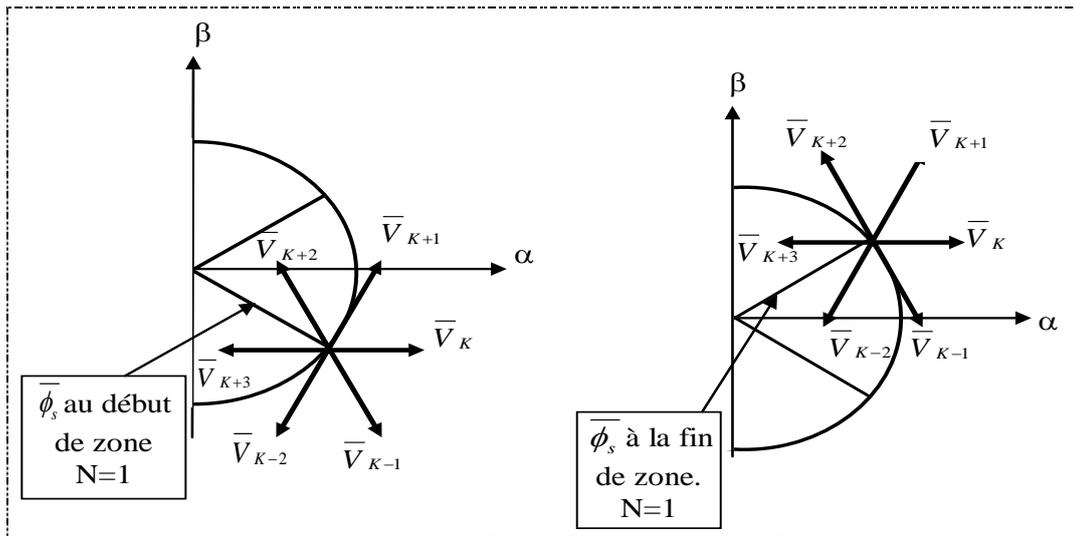


Figure III-6: Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone.

### III.2.5 Estimation du Flux et du Couple

Les principes de la DTC ont été décrits dans leur ensemble. Cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [108], [117], [118], [121].

#### III.2.5.1 Estimation du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes  $(\alpha, \beta)$  à partir de l'équation suivante :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_s \quad (\text{III.7})$$

On obtient les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ , composantes de  $\bar{V}_s$  à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur  $U_c$ , des états de commande  $(C_{K1}, C_{K2}, C_{K3})$  et en utilisant la transformation de *CONCORDIA*, on obtient :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{III.8})$$

Le calcul des flux statoriques se fait selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\angle \hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \quad (\text{III.10})$$

La zone dans lequel se situe le vecteur  $\bar{\phi}_s$  est déterminée à partir de composantes  $\hat{\phi}_{s\alpha}$  et  $\hat{\phi}_{s\beta}$ . L'angle  $\theta$  entre le référentiel statorique et le vecteur  $\bar{\phi}_s$  est égal à :

$$\theta = \text{Arctg} \frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \quad (\text{III.11})$$

Une fois les deux composantes de flux sont obtenues, le couple électromagnétique peut être estimé d'après sa formule rappelée ci-dessous :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p [\hat{\phi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (\text{III.12})$$

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes du courant et celles de la tension statoriques. Elle est retenue dans le cas d'une commande non linéaire appliquée au MSAP en particulier et surtout la commande par DTC [108].

## III.2.6 Elaboration du vecteur de commande pour la DTC

### III.2.6.1. Le correcteur du flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\bar{\phi}_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III.7). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\bar{\phi}_s$ , 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 est représentée par une variable booléenne ( $Cflx$ ) et indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $Cflx=1$ ) ou diminuée ( $Cflx=0$ ) de façon à maintenir [109-121]:

$$\left| \phi_s^* - \hat{\phi}_s \right| \leq \varepsilon_\phi \quad (\text{III.13})$$

Avec :  $\phi_s^*$  : La consigne de flux.

$\Delta\phi_s$  : Largeur d'hystérésis du correcteur.

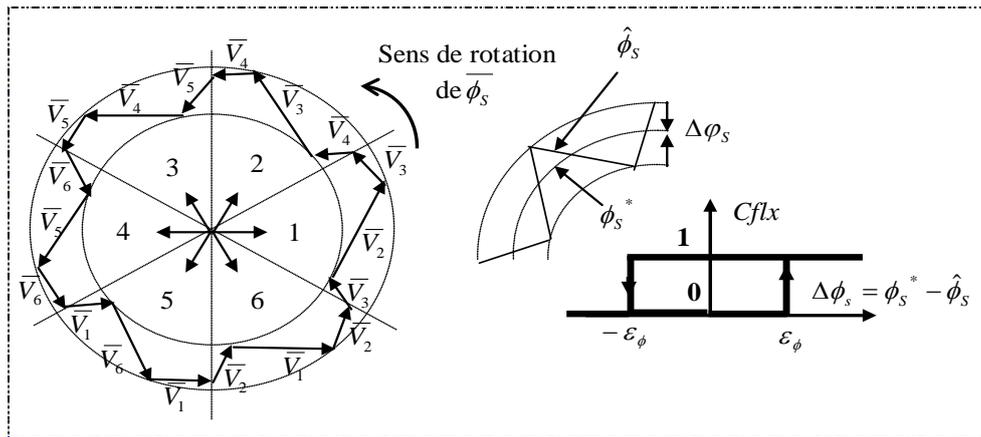


Figure III-7: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions.

On peut écrire ainsi :

$$\begin{cases}
 \text{si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } Cflx = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } d\Delta\phi_s / dt > 0 & \text{alors } Cflx = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } d\Delta\phi_s / dt < 0 & \text{alors } Cflx = 1 \\
 \text{si } \Delta\phi_s \leq -\varepsilon_\phi & \text{alors } Cflx = 0
 \end{cases}$$

En effet, si on introduit l'écart  $\Delta\phi_s$ , entre le flux de référence  $\phi_s^*$  et le flux estimé  $\hat{\phi}_s$  dans un comparateur(correcteur)à hystérésis à deux niveaux, celui-ci génère à sa sortie la valeur ( $Cflx= +1$ ) pour augmenter le flux et ( $Cflx=0$ ) pour le réduire; cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seul les vecteurs  $\bar{V}_{K+1}$  ou  $\bar{V}_{K+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique  $\phi_s$ . Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux  $\phi_s$ .

### III.2.6.2. Le correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites de façon à maintenir :

$$\left| C_e^* - \hat{C}_e \right| \leq \varepsilon_{Ce} \tag{III.14}$$

Avec :

$C_e^*$  : La consigne du couple.

Pendant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées:

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

### III.2.6.2.1. Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\bar{\phi}_s$ . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $\bar{V}_{K+1}$  et  $\bar{V}_{K+2}$ , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter [108], [109].

### III.2.6.2.2. Le correcteur à hystérésis à trois niveaux

Le correcteur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0, 1) permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif [120]. Ce correcteur est modélisé par l'algorithme (III.15), tels que ( $Ccpl$ ) représente l'état de sortie du comparateur et  $\varepsilon_{C_e}$  la limite de la bande d'hystérésis (voir figure III.8) :

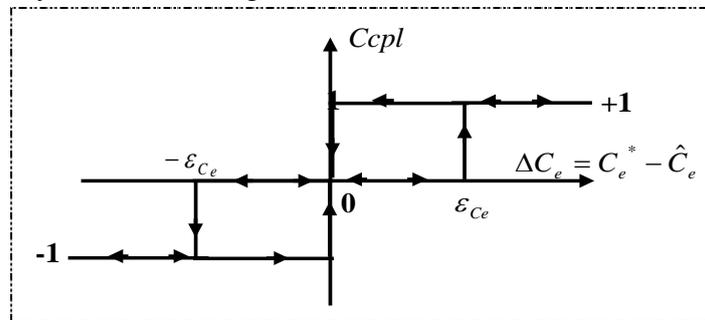


Figure III-8: Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisé pour le réglage du couple Électromagnétique.

On peut écrire alors :

$$\begin{cases}
 \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } Ccpl = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} & \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } Ccpl = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} & \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } Ccpl = 1 \\
 \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } Ccpl = -1 \\
 \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 & \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } Ccpl = 0 \\
 \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 & \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } Ccpl = -1
 \end{cases} \quad (III.15)$$

En Introduisant l'écart  $\Delta C_e$ , entre le couple électromagnétique de référence  $C_e^*$  et celui estimé  $\hat{C}_e$  dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur ( $Ccpl=1$ ) pour augmenter le couple, ( $Ccpl= -1$ ) pour le réduire et ( $Ccpl= 0$ ) pour le maintenir constant dans une bande  $\varepsilon_{C_e}$  autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux. De plus, ce correcteur

autorise une décroissance rapide du couple, en effet, pour diminuer la valeur de celui-ci, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de  $\overline{\phi_s}$ ), par exemple on peut appliquer les vecteurs  $\overline{V}_{K-1}$  ou  $\overline{V}_{K-2}$ , si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique). Dans ce cas, le flux  $\overline{\phi_r}$  rattrapera d'autant plus vite le flux  $\overline{\phi_s}$  que ce dernier ne se contente pas seulement de "l'attendre : cas de l'application des vecteurs nuls" mais "va à sa rencontre : inversion du sens de rotation de  $\overline{\phi_s}$ ".

### III.2.7 Élaboration de la table de commutation

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$ , et selon la position du vecteur de flux statorique ( $N=1,\dots,6$ ). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (III.5) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$  suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [108].

Le tableau (III.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	AUGMENTATION	DIMINUTION
$\phi_s$	$V_{K-1}, V_K \text{ et } V_{K+1}$	$V_{K+2}, V_{K+3} \text{ et } V_{K-2}$
$C_e$	$V_{K+1} \text{ et } V_{K+2}$	$V_{K-1} \text{ et } V_{K-2}$

Tableau (III.1) : Table de commutation.

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
$\phi_s \uparrow$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$
$\phi_s \downarrow$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$

Tableau (III.2) : Table de commande du flux.

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$C_e \uparrow$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$
$C_e \downarrow$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$

Tableau (III.3) : Table de commande du couple.

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension nuls et la deuxième avec vecteurs tension active :

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$	<i>Correcteur</i>
	$C_{cpl}=1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 Niveaux
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=0$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	
	$C_{cpl}=-1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 Niveaux
	$C_{cpl}=1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 Niveaux
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	
	$C_{cpl}=-1$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	3 Niveaux

Tableau (III.4) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls.

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêté et entraîne aussi une décroissance du couple, nous choisissons  $V_0$  ou  $V_7$  de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur.

Flux	Couple	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6	Correcteur
	$C_{cpl}=1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 Niveaux
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=0$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	
	$C_{cpl}=-1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 Niveaux
	$C_{cpl}=1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 Niveaux
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=0$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	
	$C_{cpl}=-1$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	3 Niveaux

Tableau (III.5) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.

### III.2.8 Structure générale de la DTC appliquée à la MSAP

La Figure (III.9) représente la structure générale du contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension. A chaque période d'échantillonnage  $T_e$  on fait une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir de la mesure des courants statoriques et de la connaissance du vecteur tension imposé. La vitesse de rotation est mesurée par le capteur, comparée avec une référence, l'erreur de cette comparaison passe par un régulateur de type *PI* pour construire la référence du couple.

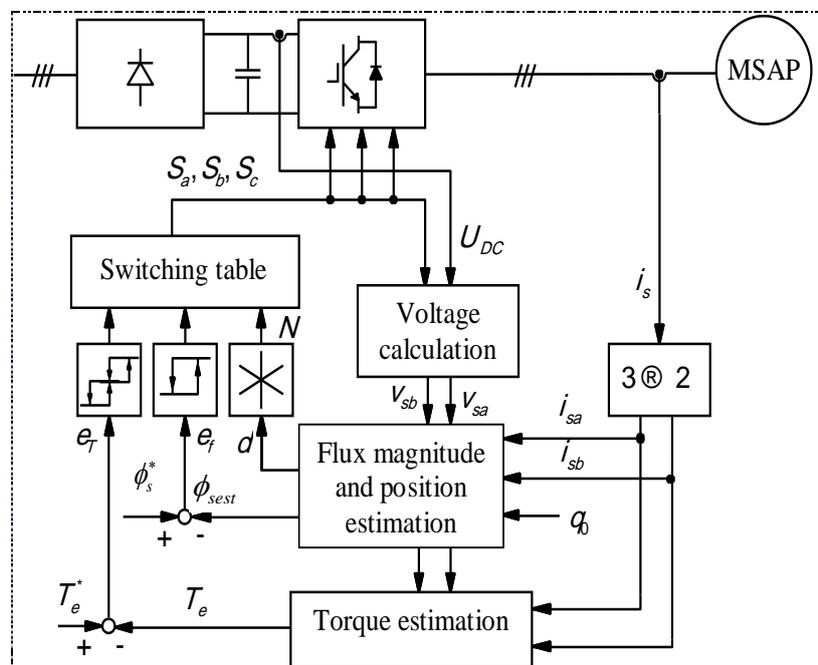


Figure III-9: Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP.

### III.2.9 Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC classique

Nous présenterons, dans cette partie, les résultats de simulation, ainsi que les résultats obtenus des essais effectués sur la plateforme expérimentale. Les figures (III.10 à III.25) (A : simulation et B : expérimental) représentent respectivement, les résultats de simulation et expérimentaux obtenus de la commande DTC classique en charge. La machine tourne avec une vitesse 1500 tr/min. Le temps d'échantillonnage est fixé à  $T_e = 10^{-4}$  sec en utilisant Euler. La tension du bus continu est  $V_{DC} = 80V$ ,  $\phi_s^* = 0.3 \text{ wb}$ ;  $C_e^* = 2 \text{ Nm}$ ; la bande d'hystérésis pour le correcteur de flux est de  $\pm 0.02 \text{ [Wb]}$ , et la bande d'hystérésis pour le correcteur de couple de  $\pm 0.02 \text{ [Nm]}$ .

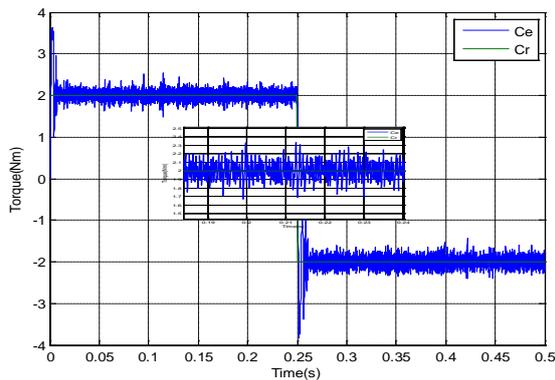


Figure III-10: Couple électromagnétique (Nm)

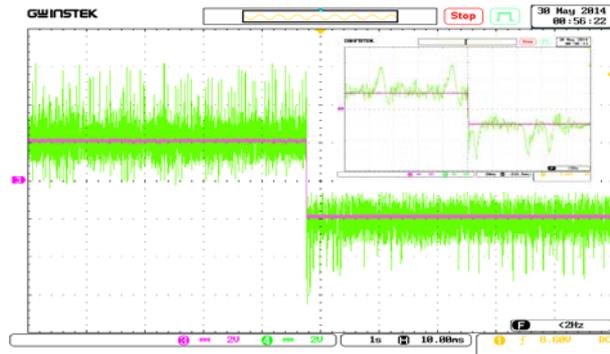


Figure III-11: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.

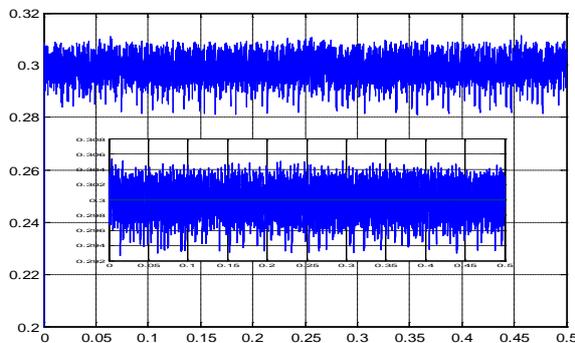


Figure III-12: Module du vecteur flux (Wb).

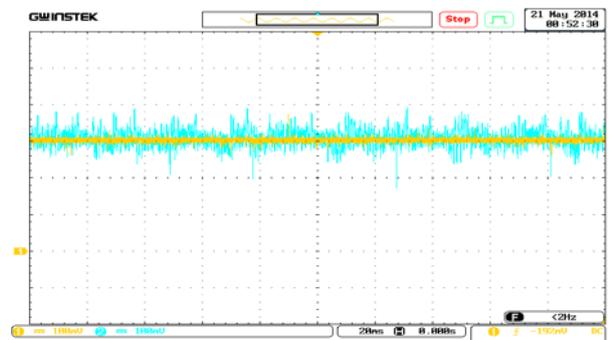


Figure III-13: Module du vecteur flux (Wb) scale: Ch1,Ch2(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div

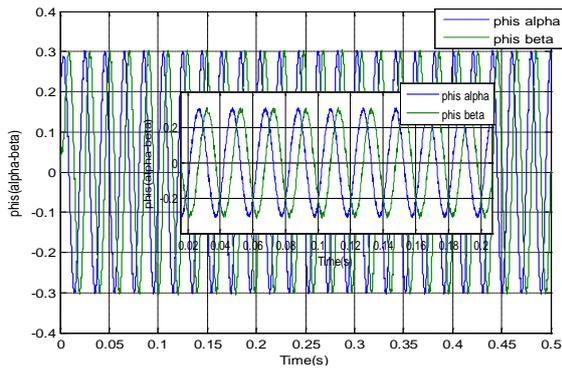


Figure III-14: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$ . (Wb)

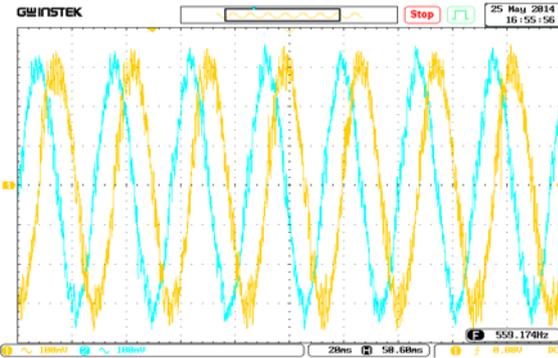


Figure III-15: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  (0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div

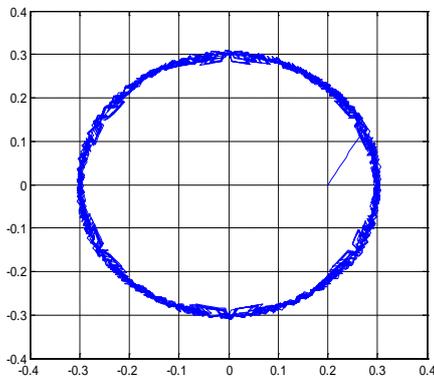


Figure III-16: Evolution du flux statorique ( $\varphi_{s\alpha}$ ,  $\varphi_{s\beta}$ ) (Wb).

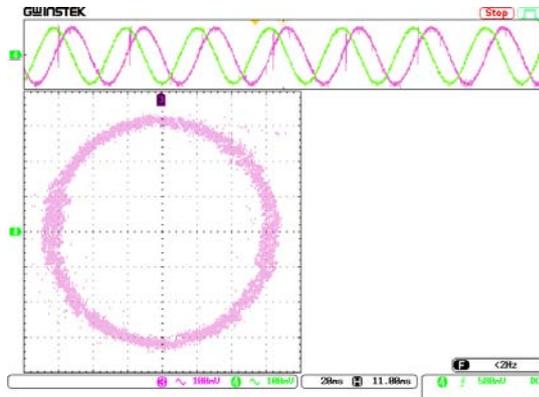


Figure III-17: Evolution du flux statorique ( $\varphi_{s\alpha}$ ,  $\varphi_{s\beta}$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div

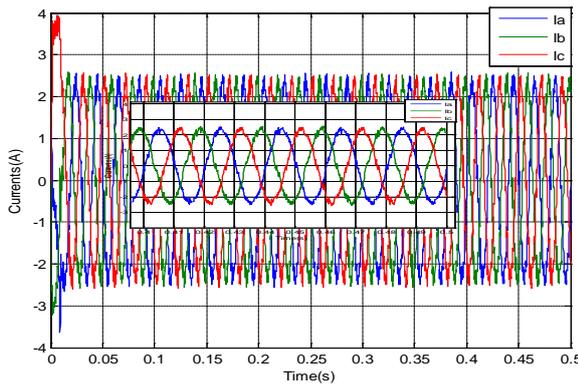


Figure III-18: les Courants statoriques (A)

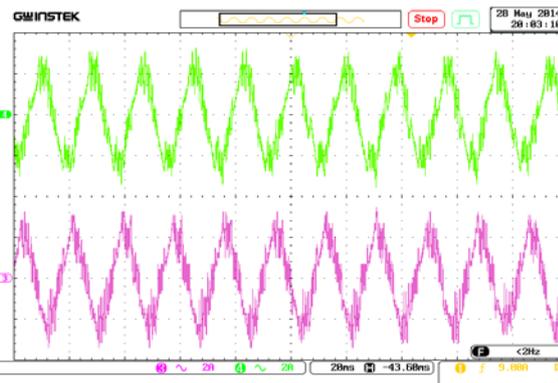


Figure III-19: Courants statorique de la phase a et b scale: Ch3, Ch4 (2A/div). Time scale: 20ms/div.

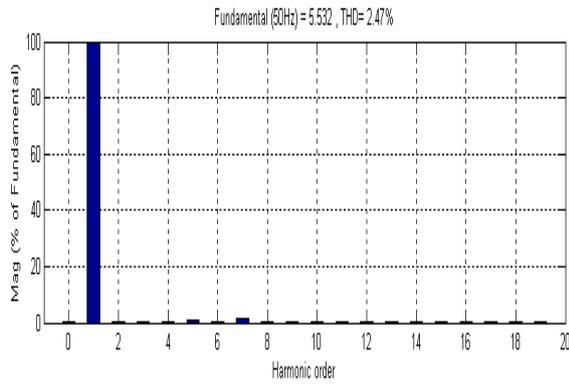


Figure III-20: Spectre d'harmonique dans la phase a.

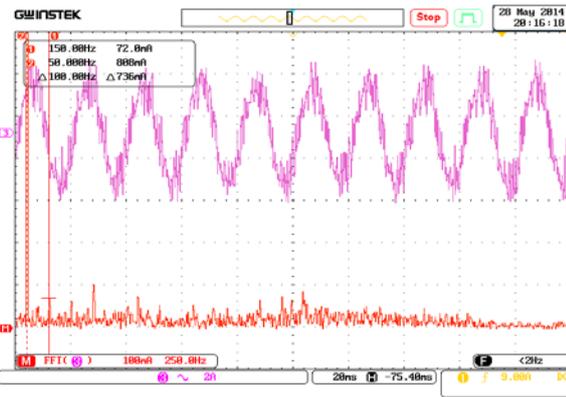


Figure III-21: spectrum of the current for phase a. scale: Ch3(2A/div). Time scale: 20ms/div

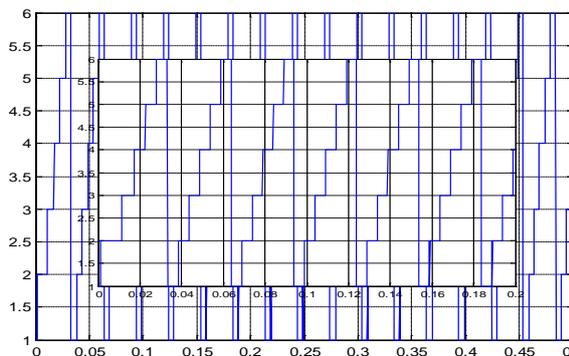


Figure III-22: Secteur

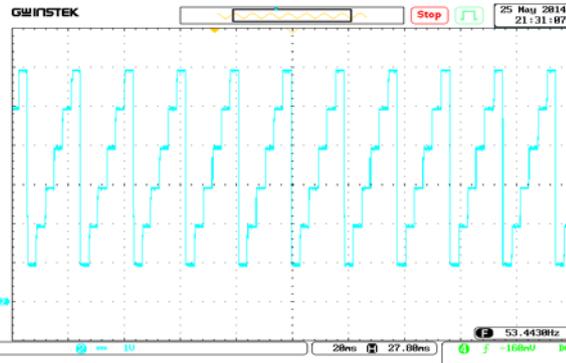


Figure III-23: Secteur scale: Ch2 (1sector/div). Time scale: 20ms/div.

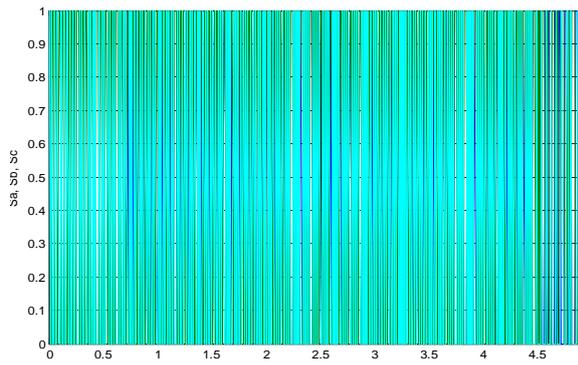


Figure III-24: Commutation de l' interrupteur

(A)

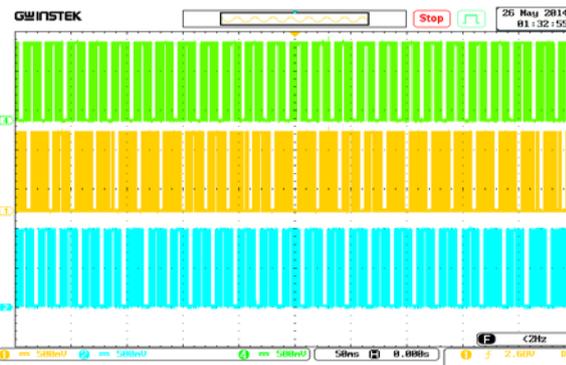


Figure III-25: Commutation de l' interrupteur  $S_a, S_b, S_c$  scale: Ch1,Ch2,Ch4 (0.5 /div). Time scale: 50ms/div.

(B)

Figures (III.10-III.25): Résultats de simulation (A) et expérimentaux (B) de la commande DTC classique de la MSAP.

Les résultats de simulation et expérimentaux montrent une bonne dynamique du couple, dont la valeur moyenne est égale à la valeur de consigne. On remarque aussi des ondulations importantes au niveau du couple dépassant la bande d'hystérésis, en particulier en expérimental (voir les figures III.10 et III.11). Ceci est dû aux instants de comparaison du couple avec sa référence qui sont synchronisés avec la période d'échantillonnage. Par contre entre deux périodes d'échantillonnage le couple peut quitter sa bande d'hystérésis où les irrégularités du couple électromagnétique.

Par ailleurs, les figures (III.12- III.13) présentent le module du flux statorique qui présente un régime transitoire un peut lent avec quelques atténuations à cause des instants où le vecteur flux change leur secteur comme le montre le zoom. Puis en régime permanent le flux suit sa valeur de référence, sauf que les ondulations sont augmentées.

Les figures (III.14 et III.15) montrent que les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  sont en quadrature avec une forme d'onde sinusoïdale associée à des harmoniques haute fréquence.

L'évolution du flux statorique dans le repère biphasé  $(\alpha, \beta)$  est presque circulaire, lors du démarrage, nous observons des larges ondulations, qui sont dues en partie à l'influence du terme résistif (figures III.16 et III.17).

Les figures (III.18 et 19) montrent les composantes du courant, présentent des allures quasi-sinusoïdales bruitées et avec une THD = 2,47% figure (III.20).

Les états de commutation des interrupteurs « Sa, Sb, Sc » de l'onduleur sont donnés par les figures (III.24 et III.25), et les figures (III.22 et III.23) présentent les six secteurs du flux en simulation et en expérimentation moins bruitées et hachées. On remarque que la fréquence de commutation est variable, ce qui conduit à des pertes de commutation ce ci est l'inconvenant majeur de la DTC.

Le comportement de la DTC est relié directement aux contrôleurs du couple et de flux. L'ondulation observée dans le couple et le flux est affectée par le choix des valeurs de la bande hystérésis. Elle doit diminuer le plus possible cette ondulation puisqu'elle cause des vibrations et des bruits audible dans le moteur [32,36]. Ces ondulations entraînent probablement la fatigue de certains des composants de la machine [32]. Le choix de la bande d'hystérésis du couple influe directement sur la régulation du couple électromagnétique et le flux statorique.

En plus la période d'échantillonnage influe de manière directe sur le contrôle du couple : plus la période d'échantillonnage est grande et plus le couple électromagnétique déborde de la bande d'hystérésis. Ainsi, lorsque la bande d'hystérésis du couple est trop faible et la période d'échantillonnage est trop grande, le couple présente des fortes variations et rejoint plus difficilement sa référence.

De ce qui précède, la commande DTC classique présente plusieurs inconvénients, tel que les ondulations larges au niveau du couple et du flux, ainsi qu'une fréquence de commutation variable. Les ondulations du couple électromagnétique et du flux (par conséquent le courant statorique) en régime transitoire et permanent, sont dues au terme résistif d'une part et à l'utilisation des comparateurs à hystérésis d'autre part.

Afin de surmonter les inconvénients mentionnés précédemment, nous allons étudier quelques approches améliorant la commande DTC classique telle que la DTC modifiée, la

DTC 12 secteurs, la DTC basée sur la MLI vectorielle DTC\_SVM et on terminera par la DTC basée sur la technique de linéarisation entrée-sortie de la MSAP, pour but de minimiser les ondulations du couple et de flux en régime transitoire et permanent, avec une maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur. Des résultats de simulation et expérimentaux sont présentés dans ce chapitre pour juger ces méthodes proposées.

La figure (III.26) montre la fenêtre de pilotage des tests ; elle est visualisée lors de l'exécution du programme développé sous CONTROLDESK. Elle comporte une fonction de visualisation des grandeurs (flux, couple, ...).

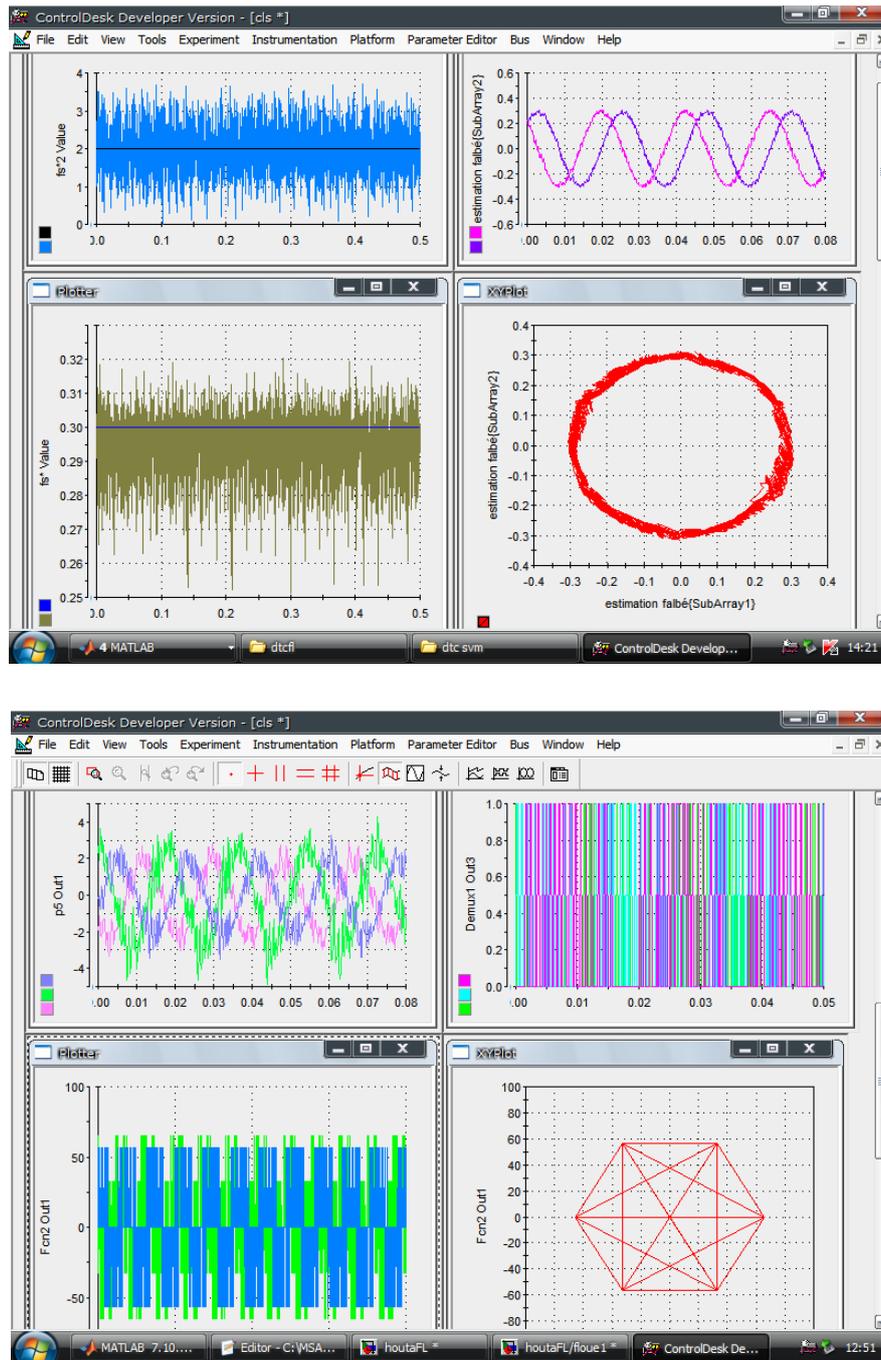


Figure III-26: Les résultats expérimentaux à partir de l'interface CONTROLDESK (DTC Classique).

### III.3. Amélioration des performances de la DTC classique

On a vu de ce qui précède que la DTC classique présente des ondulations dans le flux et le couple, ainsi qu'une fréquence de commutation variable. Pour surmonter ces problèmes, on présente dans ce qui suit quelques stratégies de commande qui minimisent ces ondulations et améliorent les performances.

#### III.3.1. Le contrôle direct du couple modifié

L'idée est d'améliorer la commande DTC classique par un changement de la table de vérité et de modifier les six zones du DTC classique, au lieu de prendre le premier secteur de  $-30^\circ$  à  $30^\circ$ , on prend le premier secteur de  $0^\circ$  à  $60^\circ$ . La figure III.27 (DTC modifiée) montre cette nouvelle position des zones [124-128], dans ce cas-ci, les états non utilisés dans la première zone seront V3 et V6 au lieu de V1 et de V4.

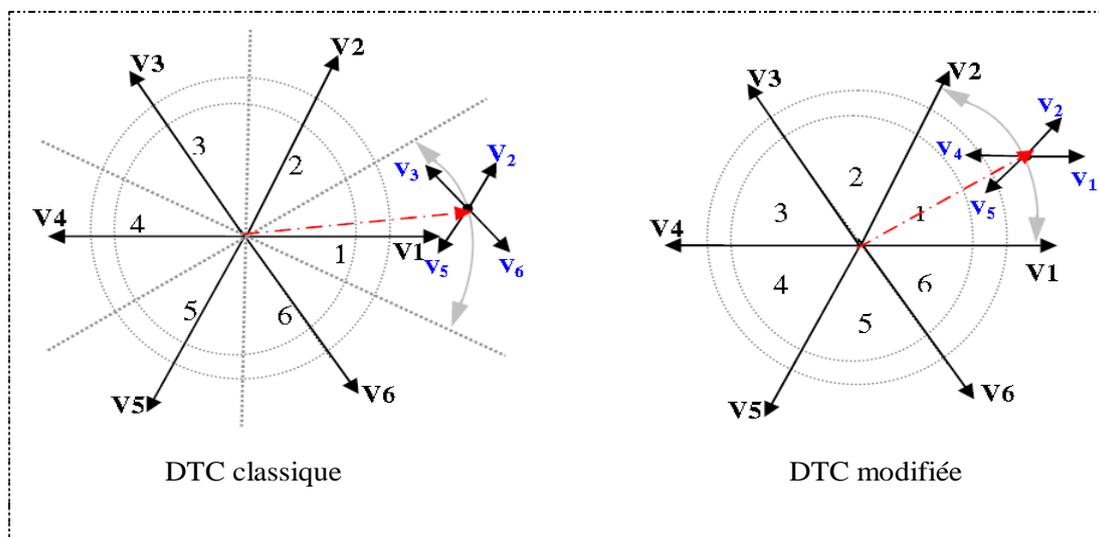


Figure III-27: Comparaison entre DTC classique et modifiée.

On peut voir que les états V1 et V4, ne sont pas employés dans la DTC classique parce qu'ils peuvent augmenter ou diminuer le couple au même secteur selon si la position est dans les premiers ou les deuxièmes  $30^\circ$ . Dans la DTC modifiée, V3 et V6 ne sont pas utilisés. Cependant, dans la DTC modifiée l'ambiguïté se trouve dans le couple au lieu du flux comme dans la DTC classique [129].

L'avantage principal de la DTC modifiée est d'avoir une fréquence de commutation constante, c'est le but des méthodes proposées dans ce chapitre. Par conséquent, il est préférable de perdre l'usage de deux états pour réduire et maîtriser la fréquence de commutation. La table de commutation de la DTC modifiée est donnée par la Table III.6.

Flux	Couple	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
	$\Delta C_e = 1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
$\Delta \phi_s = 1$	$\Delta C_e = 0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	$\Delta C_e = -1$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$
	$\Delta C_e = 1$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$
$\Delta \phi_s = 0$	$\Delta C_e = 0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	$\Delta C_e = -1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

Tableau (III.6) : La table de vérité de la DTC modifiée.

### III.3.1.1. Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC modifiée

Les résultats de simulation et pratique sont effectués dans les mêmes conditions de la DTC classique. Les figures (III.28 à III.39) (A : simulation et B : expérimentation) présentent les résultats de simulation et expérimentaux obtenus de la commande DTC modifiée :

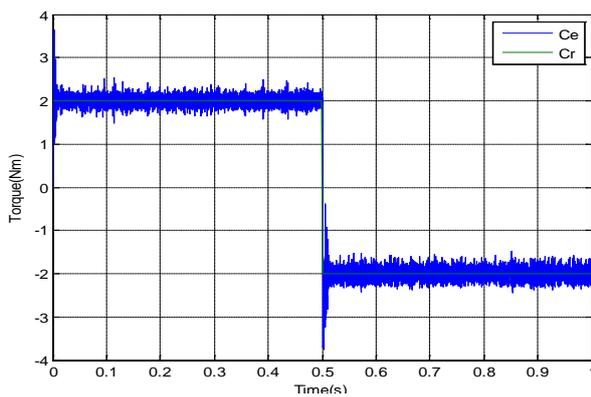


Figure III-28: Couple électromagnétique (Nm)

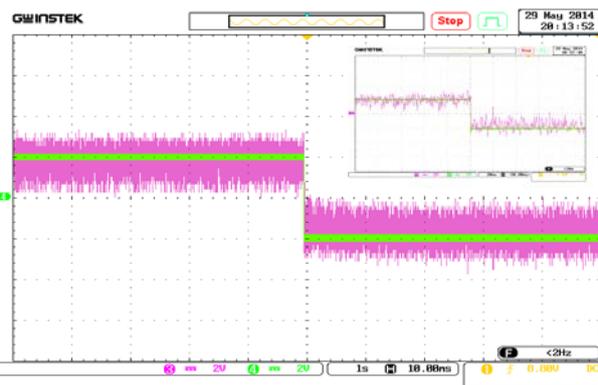


Figure III-29: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.

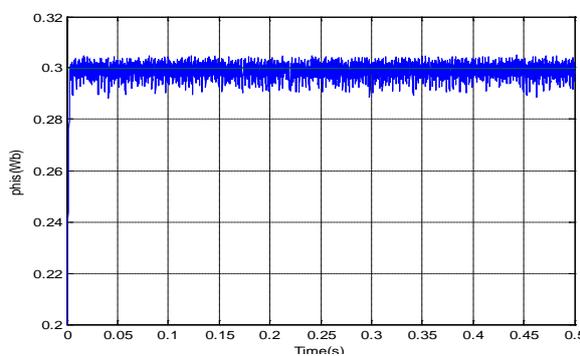


Figure III-30: Module du vecteur flux (Wb).

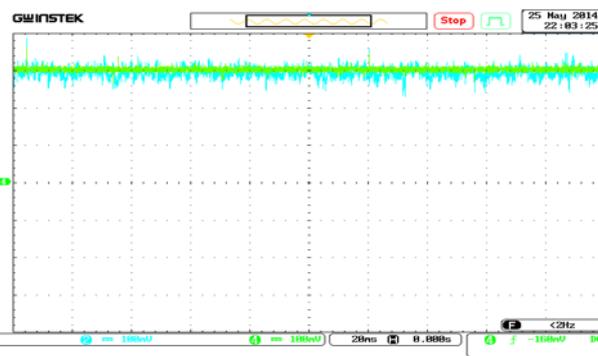


Figure III-31: Module du vecteur flux (Wb) scale Ch2,Ch4(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div.

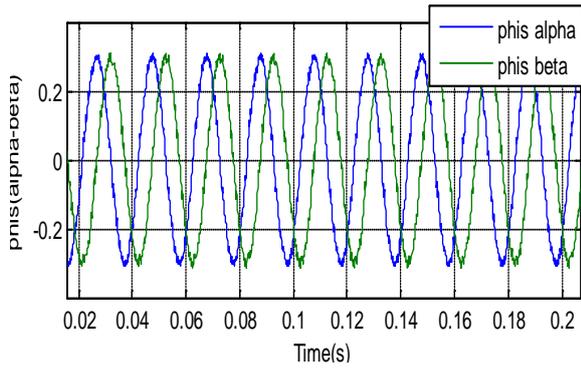


Figure III-32: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  (Wb).

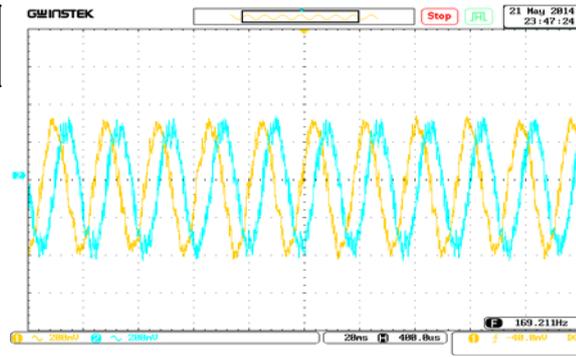


Figure III-33: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  scale: Ch1,Ch2 (0.2Wb/div). Time scale: 20ms/div.

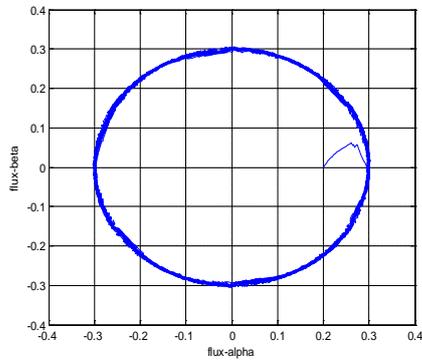


Figure III-34: Evolution du flux statorique ( $\varphi_{s\alpha}$ ,  $\varphi_{s\beta}$ ) (Wb).

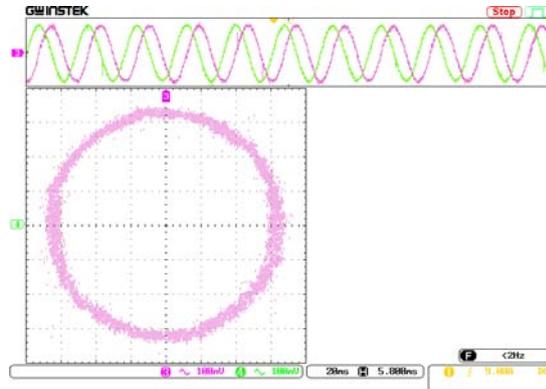


Figure III-35: Evolution du flux statorique ( $\varphi_{s\alpha}$ ,  $\varphi_{s\beta}$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div

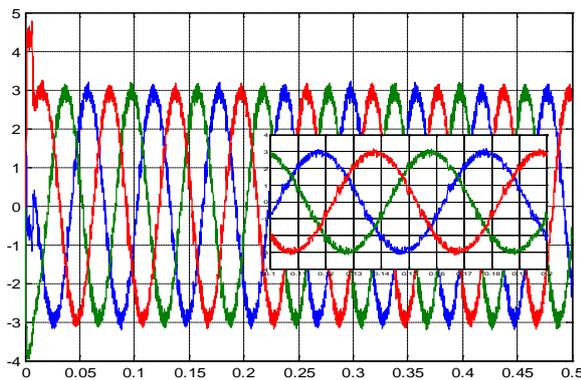


Figure III-36: les Courants statoriques (A)

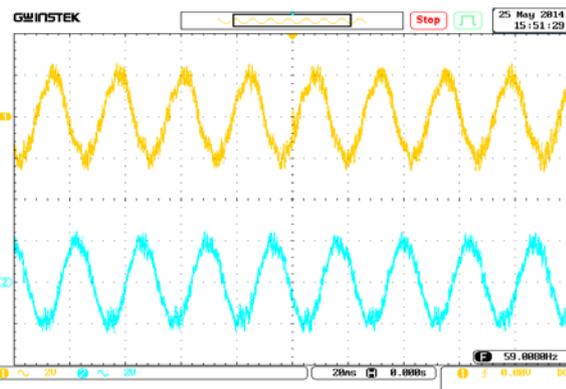


Figure III-37: Courants statorique de la phase a et b scale: Ch1, Ch2 (2A/div). Time scale: 20ms/div.

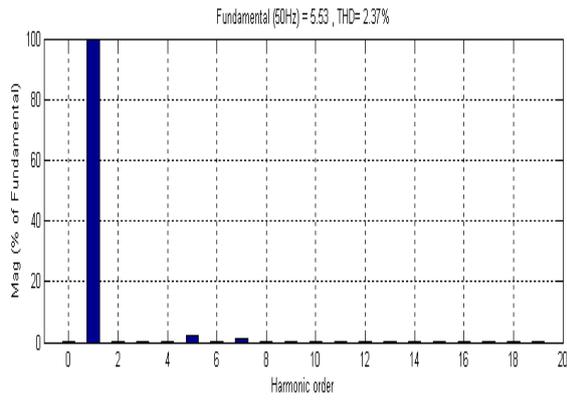


Figure III-38: spectre d'harmonique dans la phase a.

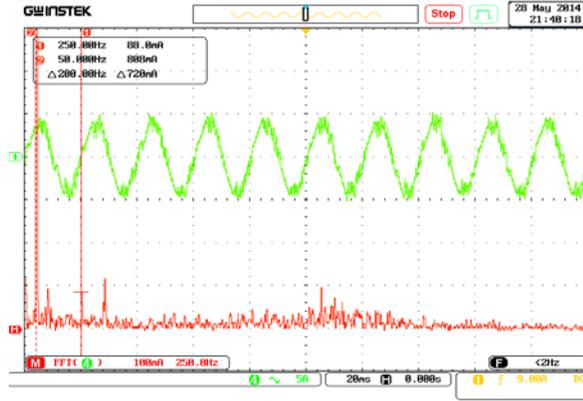


Figure III-39: spectrum of the current for phase a. scale: Ch4(5A/div). Time scale: 20ms/div

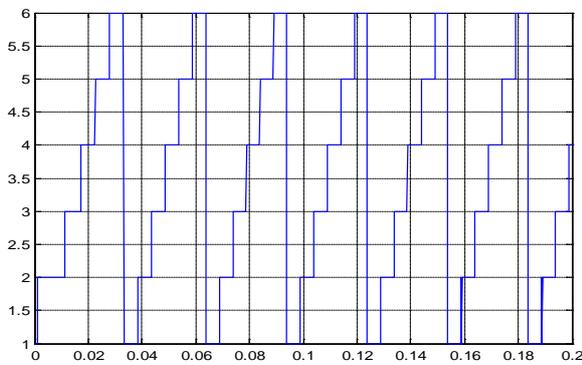


Figure III-40: Secteur

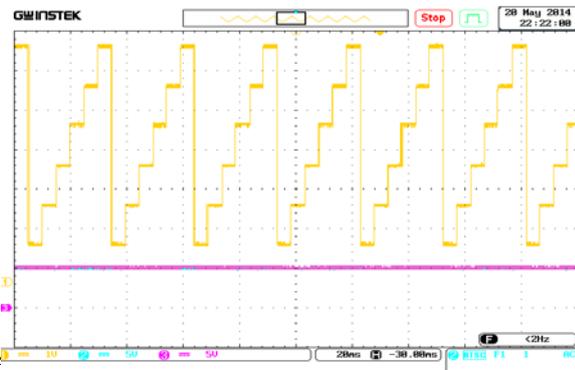


Figure III-41: Secteur scale: Ch1 (1sector/div). Time scale: 20ms/div.

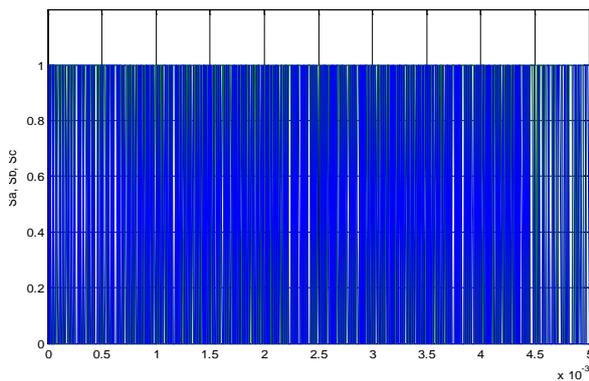


Figure III-42: Commutation de l' interrupteur

(A)

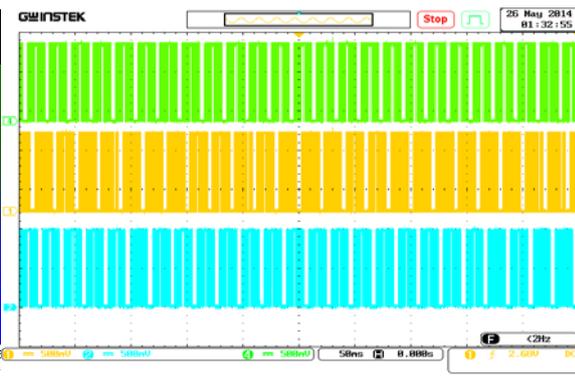


Figure III-43: Commutation de l' interrupteur Sa, Sb, Sc scale: Ch1, Ch2, Ch4 (0.5/div). Time scale: 50ms/div.

(B)

Figures (III.28-III.43): Résultats de simulation (A) et expérimentaux (B) de la commande DTC modifiée de la MSAP .

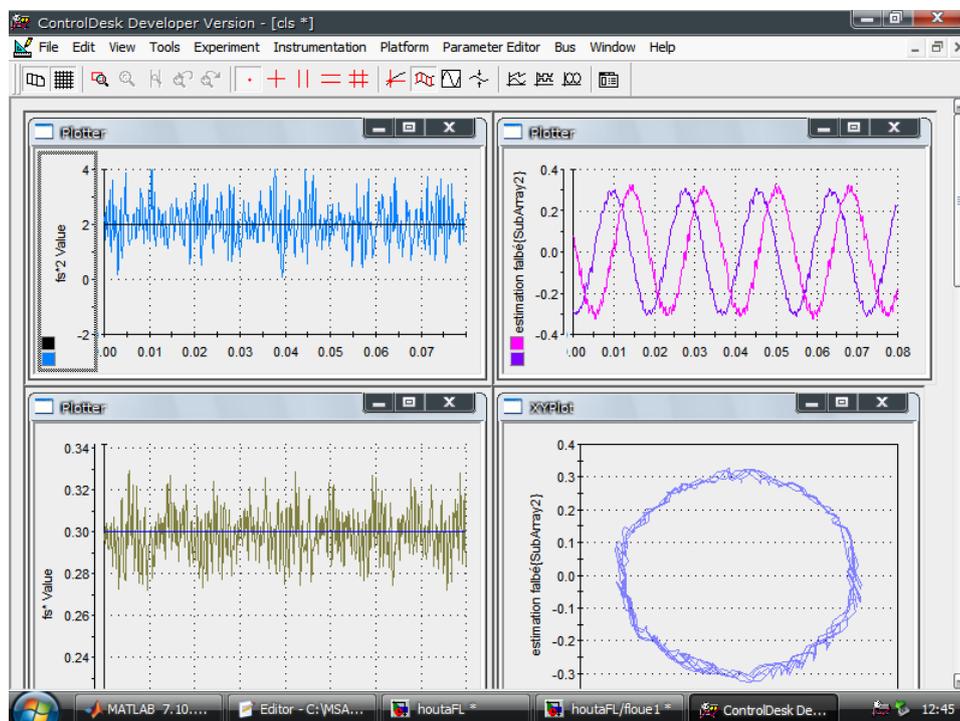
Les courbes des figures (III.28- III.29) présentent les résultats de simulation et pratique du couple électromagnétique pour un échelon de consigne de 2N.m appliqué à l'instant  $t=0$  s et inversé (-2N.m) à l'instant  $t=0.5$  s. La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est gardée la même à  $\pm 0.02$  N.m. A travers ces résultats (simulation et pratique), nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne et avec une réduction des oscillations. Les dépassements des bandes du comparateur sont minimisés dans ce cas en comparant avec la DTC classique voir figure (III.29).

Les figures (III.30- III.31) montrent que le module du vecteur flux suit parfaitement sa référence et que celui-ci s'établit plus rapidement que celui de la DTC classique. L'évolution du flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , est parfaitement circulaire et montre moins d'ondulation (voir les figures III.34 et III.35). Ce qui indique que la DTC modifiée présente une faible dynamique de flux et de couple par rapport à la DTC classique.

Les figures (III.36- III.37) montrent les courants statorique qui présentent des allures sinusoïdales moins ondulées et avec une THD = 2,37% voir figure (III.38).

Les états de commutation des interrupteurs «Sa, Sb, Sc» sont donnés par les figures (III.42- III.43), où on remarque que l'interrupteur fonctionne régulièrement avec des phase de mise en veille, ce qui permet de maîtriser la fréquence de commutation .

Quelques résultats expérimentaux de la DTC modifiée à partir de l'interface CONTROLDESK sont donnés par la figure III.44.



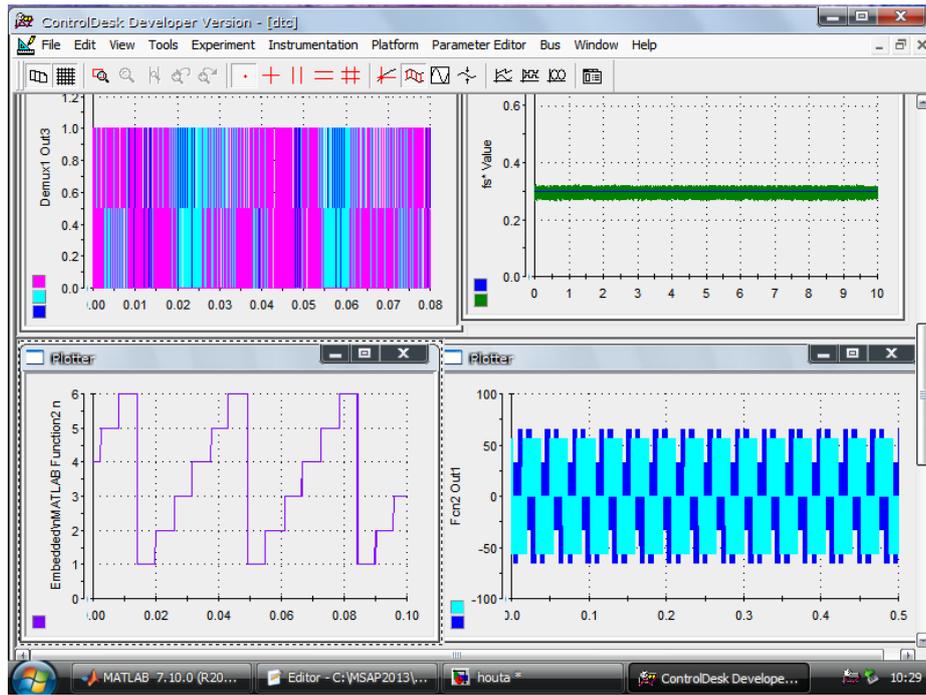


Figure III-44: Résultats expérimentaux à partir de l’interface CONTROLDESK (DTC modifiée) .

### III.3.2. Le contrôle direct du couple douze secteurs

Dans le contrôle DTC classique, il y a deux vecteurs par secteur qui présentent une ambiguïté dans le contrôle de flux, donc ils ne sont pas utilisés ( $V_i, V_{i+3}$ ). De même pour la DTC modifiée les deux vecteurs ( $V_{i+2}, V_{i+5}$ ) ne sont pas aussi utilisés par ce qu’ils introduisent une ambiguïté dans le contrôle de couple [129],[130]. Pour résoudre le problème d’ambiguïté dans le contrôle du couple et du flux on va diviser le plan de phase en 12 secteurs, la où les six vecteurs actifs seront utilisés pour le même secteur.

Cependant, la composante tangentielle du vecteur tension est très faible par conséquent la variation du couple serai aussi faible, pour cela il faut introduit l’idée de la petite augmentation du couple [129]. La nouvelle partition est donnée par la figure (III .45).

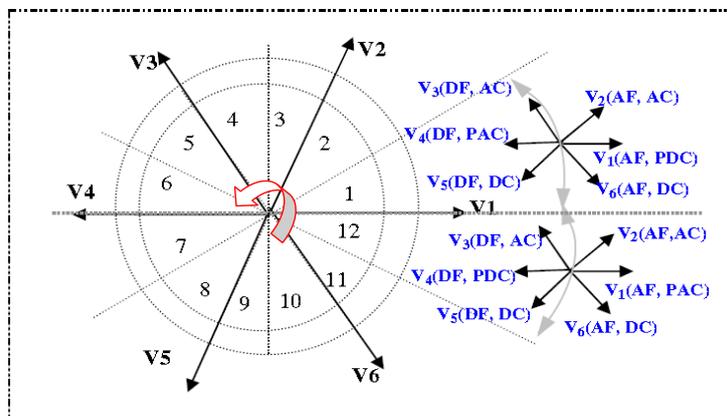


Figure III-45: La commande DTC douze secteurs.

La table de sélection pour cette technique est donnée par le tableau suivant [129] :

Secteur		$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$S_7$	$S_8$	$S_9$	$S_{10}$	$S_{11}$	$S_{12}$
$\Delta\phi = 1$	$\Delta C_e = 2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$	$V_6$	$V_1$	$V_1$	$V_2$
	$\Delta C_e = 1$	$\overset{\circ}{V}_2$	$V_2$	$\overset{\circ}{V}_3$	$V_3$	$\overset{\circ}{V}_4$	$V_4$	$\overset{\circ}{V}_5$	$V_5$	$\overset{\circ}{V}_6$	$V_6$	$\overset{\circ}{V}_1$	$V_1$
	$\Delta C_e = -1$	$V_1$	$\overset{\circ}{V}_1$	$V_2$	$\overset{\circ}{V}_2$	$V_3$	$\overset{\circ}{V}_3$	$V_4$	$\overset{\circ}{V}_4$	$V_5$	$\overset{\circ}{V}_5$	$V_6$	$\overset{\circ}{V}_6$
	$\Delta C_e = -2$	$V_6$	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$
$\Delta\phi = 0$	$\Delta C_e = 2$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$	$V_6$	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$
	$\Delta C_e = 1$	$V_4$	$\overset{\circ}{V}_4$	$V_5$	$\overset{\circ}{V}_5$	$V_6$	$\overset{\circ}{V}_6$	$V_1$	$\overset{\circ}{V}_1$	$V_2$	$\overset{\circ}{V}_2$	$V_3$	$\overset{\circ}{V}_3$
	$\Delta C_e = -1$	$V_7$	$V_5$	$V_0$	$V_6$	$V_7$	$V_1$	$V_0$	$V_2$	$V_7$	$V_3$	$V_0$	$V_4$
	$\Delta C_e = -2$	$V_5$	$V_6$	$V_6$	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_0$	$V_5$

Tableau (III-7) : Table de commutation pour la DTC 12 secteurs.

Le comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le couple elle est le suivant (figure III.46) :

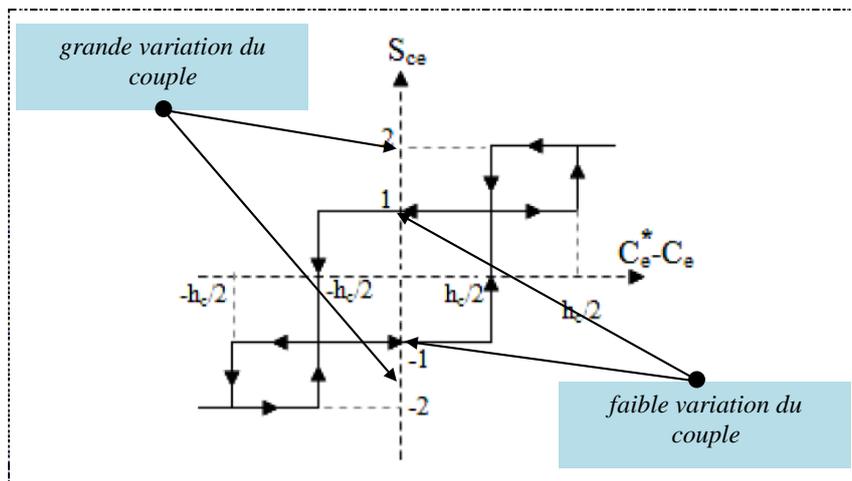


Figure III-46: Contrôler le couple.

### III.3.2.1. Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC 12 secteurs

Les simulations et les résultats pratiques sont effectués dans les mêmes conditions de la DTC classique et la DTC modifiée. Les figures (III.47 a III.62) (A : simulation et B : expérimentation) présentent respectivement, les résultats de simulation et expérimentaux obtenus de la commande DTC 12 Secteurs :

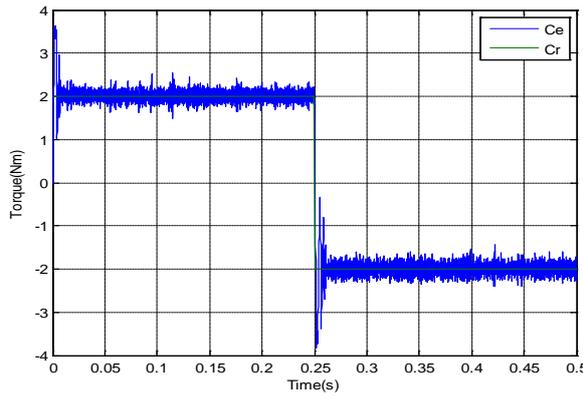


Figure III-47: Couple électromagnétique (Nm)

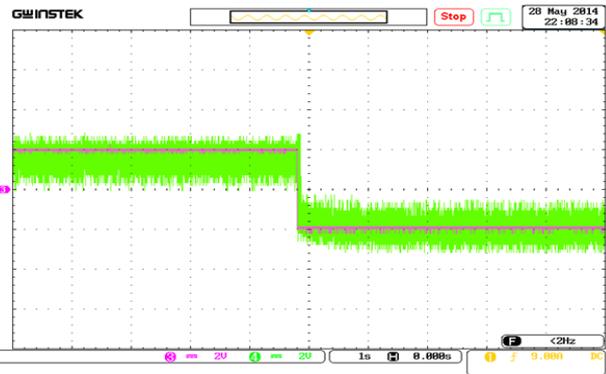


Figure III-48: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.

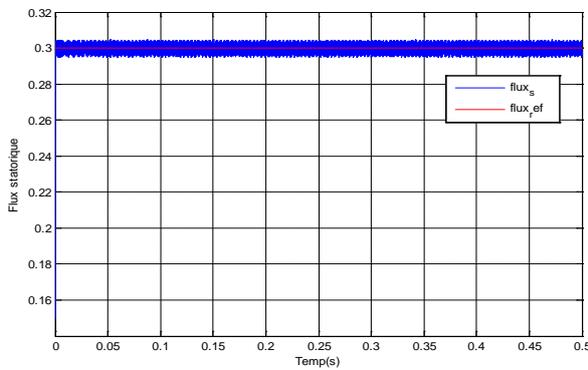


Figure III-49: Module du vecteur flux (Wb).

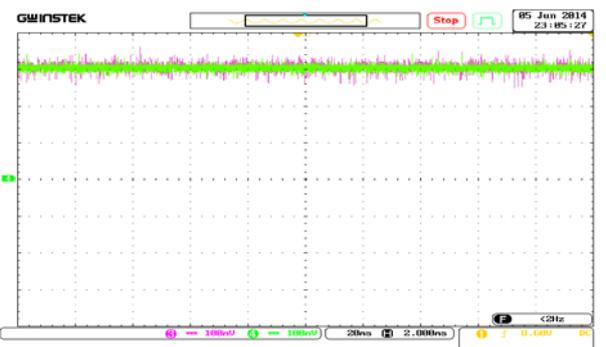


Figure III-50: Module du vecteur flux (Wb) scale: Ch2,Ch4(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div

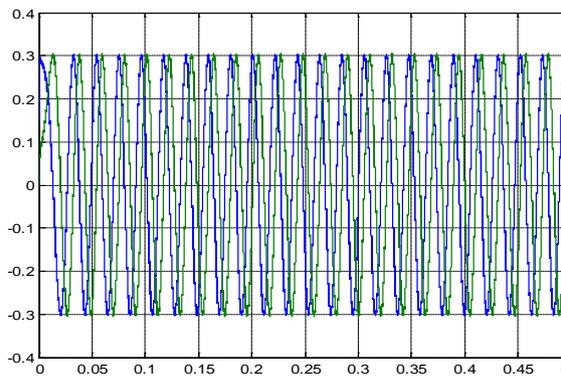


Figure III-51: les deux composantes de flux  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{sb}$  (Wb).

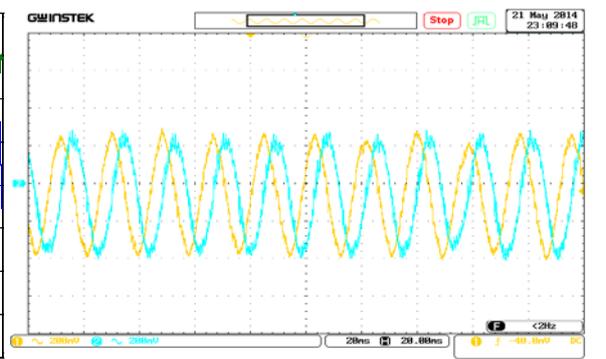


Figure III-52: les deux composantes de flux  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{sb}$  ) scale: Ch1,Ch2 (0.2Wb/div). Time scale: 20ms/div.

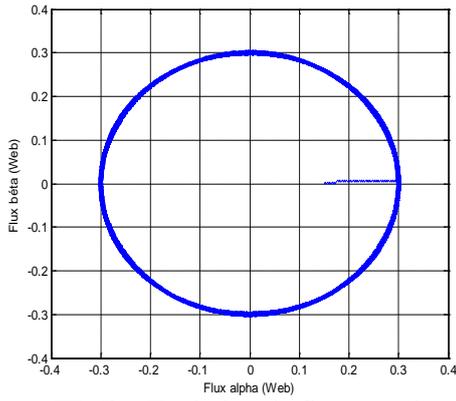


Figure III-53: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha$ ,  $\phi_\beta$ ) (Wb).

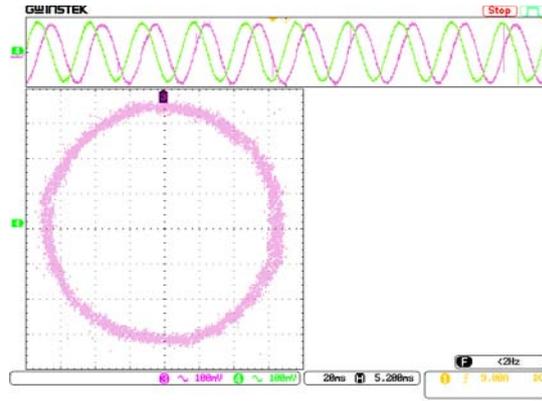


Figure III-54: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha$ ,  $\phi_\beta$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div.

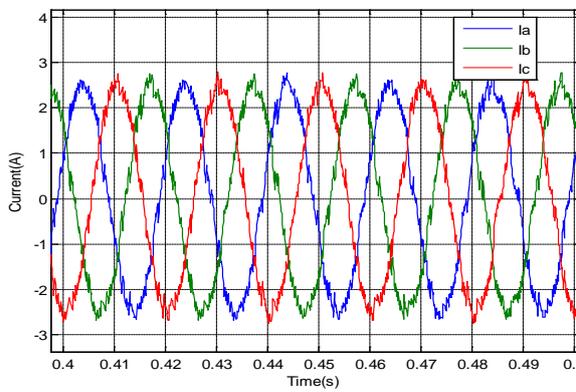


Figure III-55: les Courants statoriques (A)

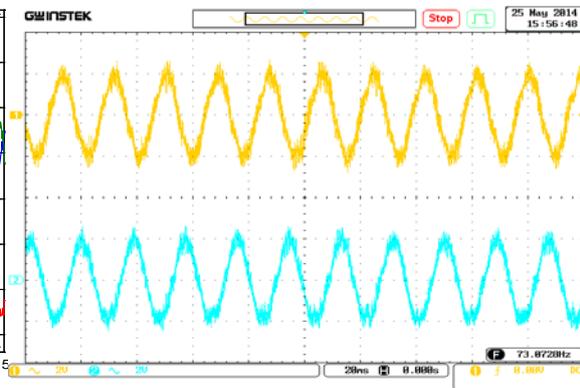


Figure III-56: Courants statorique de la phase a et b scale: Ch1, Ch2 (2A/div). Time scale: 20ms/div.

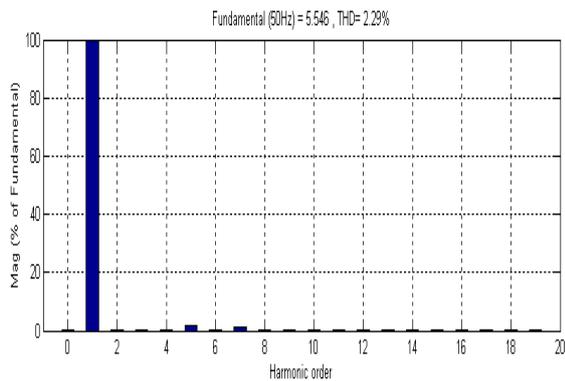


Figure III-57: Spectre d'harmonique dans la phase a.

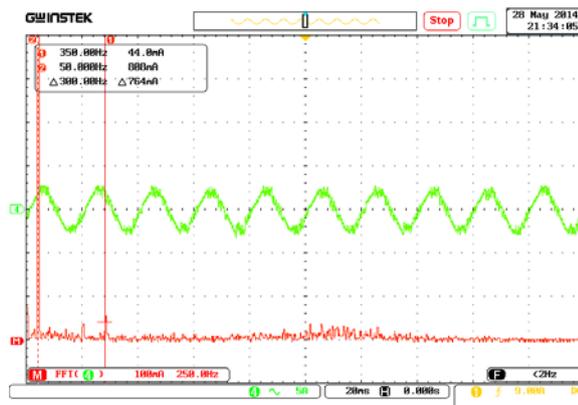


Figure III-58: Spectrum of the current for phase a. scale: Ch4(5A/div). Time scale: 20ms/div.

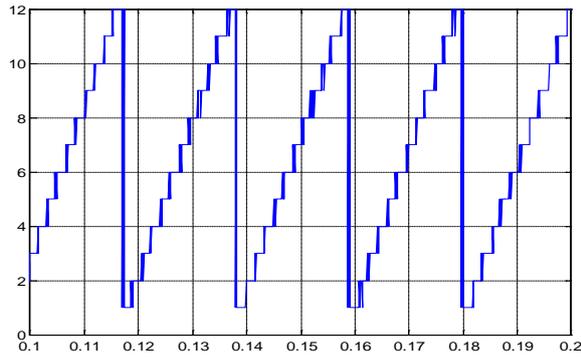


Figure III-59: Secteur

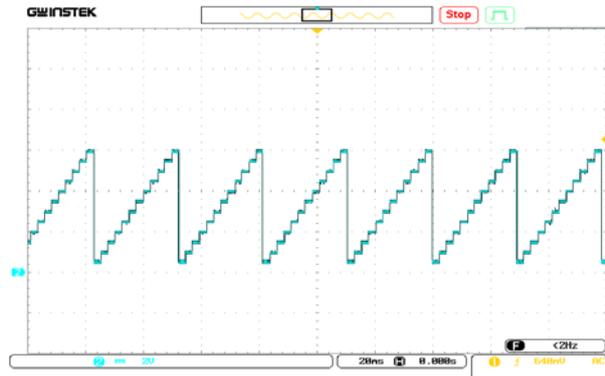


Figure III-60: Secteur scale: Ch1 (1sector/div). Time scale: 20ms/div.

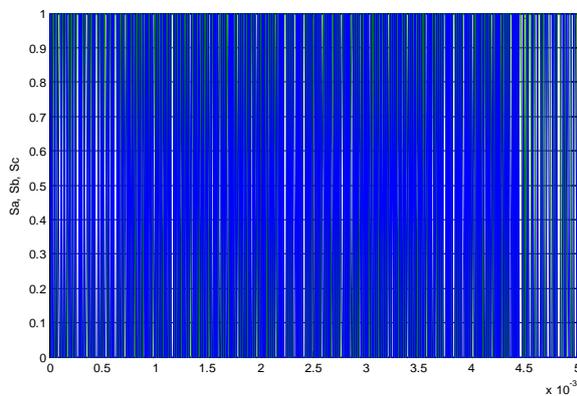


Figure III-61: Commutation de l' interrupteur (A)

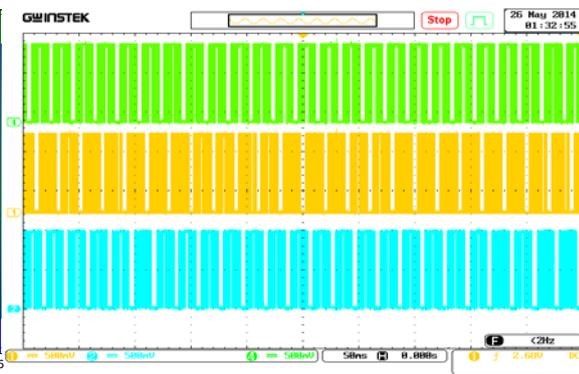


Figure III-62: Commutation de l' interrupteur  $S_a, S_b, S_c$  scale: Ch1,Ch2,Ch4 (0.5 /div). Time scale: 50ms/div. (B)

Figures (III.47-III.62): Résultats de simulation (A) et expérimentaux (B) de la commande DTC avec 12 secteurs de la MSAP.

Les figures précédentes montrent les résultats obtenus pour la DTC-12 secteurs où on constate une amélioration des performances par rapport à la DTC classique et modifiée. La DTC 12-secteurs présente les mêmes dynamiques de réponses que la DTC modifiée. Les résultats sont données par les figures (III.47- III.48), montrent une dynamique rapide du couple, suivi d'un régime établi où le couple suit sa référence, par contre, elle présente un couple plus oscillant dans le régime permanent que celui de la DTC modifiée.

D'après la figure III.49 on remarque bien que le flux statorique s'établit plus rapidement que celui de la DTC classique avec une réduction des oscillations sur leur module, suit parfaitement la valeur de la consigne et reste dans la bande d'hystérésis ce qui est bien montré dans le résultat expérimentaux sur la figure III.50. On constate que le flux et le couple suivent convenablement leur référence, et on note les performances dynamiques et statiques élevées du couple électromagnétique, mais avec des ondulations importantes.

Les figures (III.53- III.54) présentent la trajectoire du vecteur flux statorique est quasi-circulaire; par conséquent les figures (III.55- III.56) montrent que le courant statorique garde

une forme sinusoïdale moins bruitée par rapport à la commande DTC modifiée avec une THD=2,29% figures (III.57- III.58). Les états de commutation des interrupteurs «Sa, Sb, Sc» sont donnés par la figure III.61 pour la simulation et par la figure III.62 pour l'expérimental, avec une fréquence de commutation constante autour de 4kHz.

En effet, la DTC-12 secteurs utilise les mêmes vecteurs tensions de la DTC classique pour les grandes variations du couple (régime transitoire), donc ils ont les même dynamiques de réponse du couple. Par contre, pour les petites variations du couple (régime permanent) la DTC-12 secteurs utilise les vecteurs qui produisent des faibles variations du couple, donc des faibles oscillations du couple au régime permanent mais d'un autre côté, ces vecteurs tensions produisent des grandes variations au niveau du flux. De plus la DTC-12 secteurs s'intéresse beaucoup plus au couple du fait qu'elle utilise un correcteur à hystérésis à quatre niveau pour le contrôle du couple.

Quelques résultats expérimentaux de la commande DTC-12 secteurs à partir de l'interface CONTROLDESK sont donnés par la figure III.63.

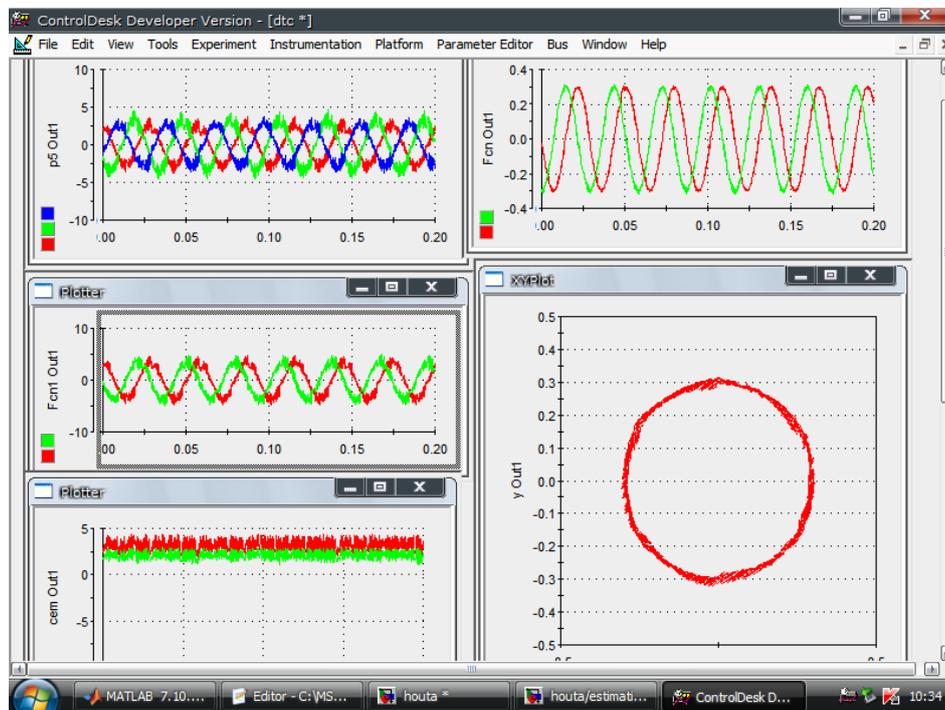


Figure III-63: Résultats expérimentaux à partir de l'interface CONTROLDESK (DTC 12-secteurs) .

### III.3.3. Contrôle direct du couple basé sur la modulation vectorielle

Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmoniques possible, Pour améliorer les performances de la DTC classique, l'onduleur est associé à la technique de la modulation vectorielle [131]. Généralement pour la commande des machines à courant alternatif

alimentées par un onduleur de tension on fait appel à la technique de modulation de largeur d’impulsions. Les techniques de modulation de largeur d’impulsions sont multiples ; le choix d’une d’entre elles dépend de type du 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.

**III.3.3.1. Schéma de principe de la commande DTC-SVM de la MSAP**

Le schéma bloc de la commande DTC-SVM de la MSAP alimentée par onduleur de tension est présenté par la figure (III.64) [132].

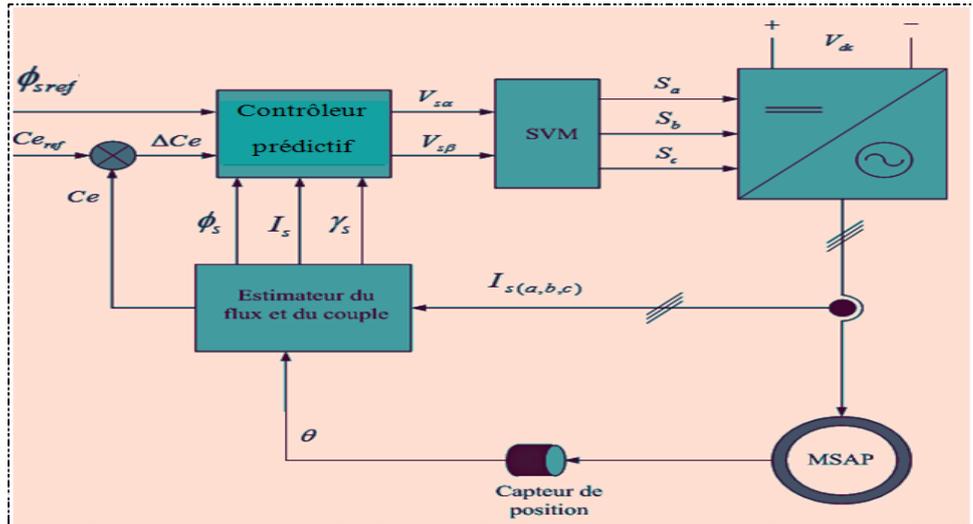


Figure III-64: Schéma structurel de la commande DTC-SVM appliquée à la MSAP.

La structure du contrôleur prédictif du couple et du flux est présentée par la figure (III.65)

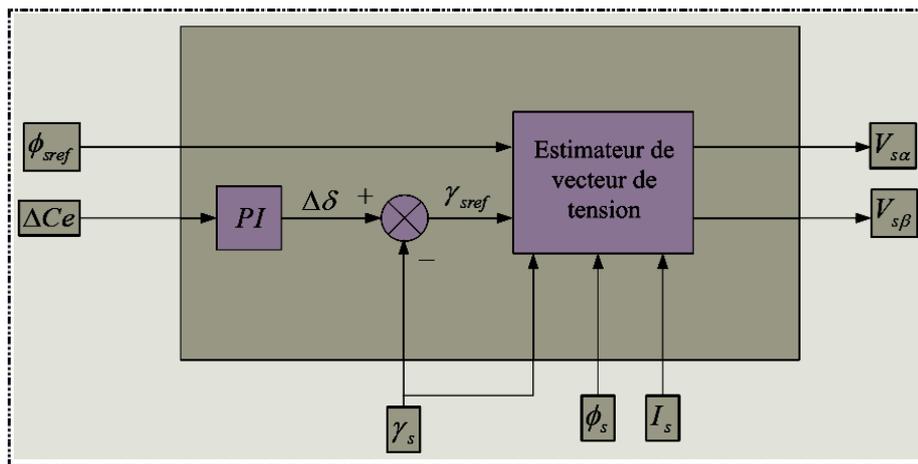


Figure III-65: Contrôleur prédictif.

Pour la commande par DTC-SVM figure (III. 64), la génération des impulsion de commande ( $S_a, S_b, S_c$ ) appliquées aux interrupteurs de l’onduleur est généralement basé sur l’utilisation d’un contrôleur prédictif figure (III. 65), qui reçoit des informations sur l’erreur du couple  $\Delta C_e$ , l’amplitude du flux statorique de référence  $\phi_s$ , l’amplitude du flux estimer et

la position du vecteur du flux statorique estimé et la valeur du courant mesuré. En suite le contrôleur prédictif détermine le vecteur de tension statorique de référence de la commande dans les coordonnées polaire et le délivre pour le modulateur vectorielle (SVM), qui génère les impulsions ( $S_a, S_b, S_c$ ) pour commander l'onduleur [133].

### III.3.3.2. Théorie de base du DTC-SVM de la MSAP

Le flux statorique et rotorique peuvent être représentés dans le référentiel statorique ( $\alpha, \beta$ ) et rotorique (d, q) comme il est illustré sur la figure (III.66).

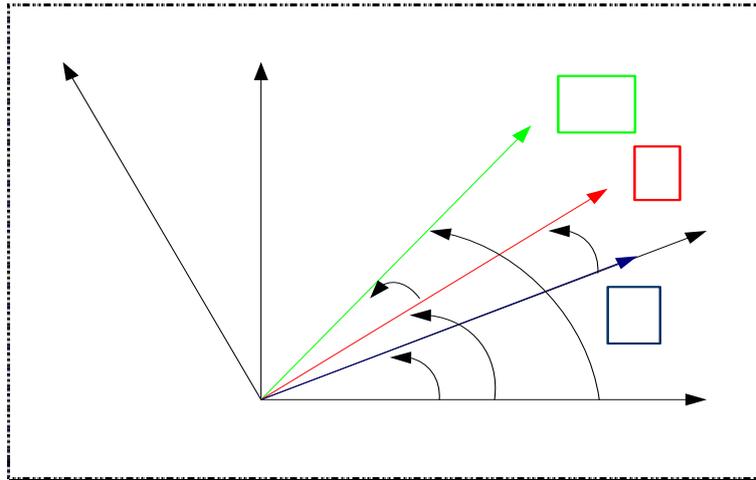


Figure III-66: Diagramme vectorielle illustrant les conditions de contrôle du couple.

$\delta$  : Angle entre le flux statorique et le flux de l'aimant permanent au rotor.

L'angle  $\delta$  représente l'angle de charge quand la résistance statorique est négligée. Pendant le régime permanent le flux rotorique tourne à la vitesse de synchronisme.  $\delta$  est constant et correspond au couple de charge. Au régime transitoire, le flux statorique et le flux rotorique tournent à des vitesses différentes d'où  $\delta$  varie. Puisque la constante du temps électrique est normalement inférieure à la constante du temps mécanique, la vitesse de rotation du flux statorique par rapport au flux rotorique peut changer facilement.

Donc le couple peut être contrôlé par le contrôle du changement de la vitesse de rotation ou du changement de la position du flux statorique.

A partir du diagramme de vecteurs de la figure (III. 66) et de l'équation du couple électromagnétique on peut obtenir l'expression du couple électromagnétique dans le référentiel (d, q) en terme du flux statorique et son angle par rapport au flux rotorique. Pour une MSAP avec un entrefer constant ( $L_d = L_q$ ), l'équation peut être simplifiée comme suite :

$$C_e = \frac{3\phi_s}{2L_s} p \cdot \varphi_f \cdot i_{qs} \cdot \sin(\delta) \quad (\text{III.16})$$

A partir de l'équation (III.16), on peut voir que pour une amplitude constante du flux au stator et un flux constant de l'aimant permanent au rotor, le couple électromagnétique peut être changé par le contrôle de l'angle du couple  $\delta$ . Si le flux du rotor est maintenu constant et le flux du stator est changé par la tension du stator  $V_s$ , alors l'expression de la variation du couple, peut être écrite sous la forme suivante:

$$\Delta C_e = \frac{3}{2} p \cdot \left[ \frac{\phi_{sref}}{L_s} \phi_f \cdot \sin(\delta + \Delta\delta) - \frac{\phi_s}{L_s} \phi_f \cdot \sin(\delta) \right] \quad (III.17)$$

Il est apparent que pour une erreur de couple  $\Delta C_e$ , un certain ajustement de  $\Delta\delta$  est nécessaire pour compenser l'erreur du couple. Donc il est clair qu'en contrôlant l'angle  $\delta$ , le couple pourra être contrôlé à son tour [132-134].

L'erreur prélevée du couple  $\Delta C_e$  et l'amplitude  $\phi_{sref}$  du flux statorique de référence sont fournies au contrôleur prédictif. La relation entre l'erreur du couple  $\Delta C_e$  et l'incrément de l'angle de charge  $\Delta\delta$  est non linéaire. Par conséquent, un PI prédictif, qui génère l'angle de charge qui change afin de minimiser l'erreur instantanée entre la référence  $C_e^*$  et le couple réel  $C_e$ .

Les composantes du vecteur de tension statorique de référence, sont calculées on se base sur la résistance du stator  $R_s$ , l'augmentation de l'angle  $\Delta\delta$ , le courant mesuré du stator  $I_s$ , l'amplitude du flux statorique estimé et la position du flux statorique  $\gamma_s$  comme la suit :

$$\begin{cases} V_{s\alpha\_ref} = \frac{\phi_s^* \cdot \cos(\gamma_s + \Delta\delta) - \phi_s \cos(\gamma_s)}{T_s} + R_s I_{s\alpha} \\ V_{s\beta\_ref} = \frac{\phi_s^* \cdot \sin(\gamma_s + \Delta\delta) - \phi_s \sin(\gamma_s)}{T_s} + R_s I_{s\beta} \end{cases} \quad (III.18)$$

$$\begin{cases} V_{s\_ref} = \sqrt{V_{s\alpha\_ref}^2 + V_{s\beta\_ref}^2} \\ \varphi_{s\_ref} = \arctan\left(\frac{V_{s\beta\_ref}}{V_{s\alpha\_ref}}\right) \end{cases} \quad (III.19)$$

### III.3.3.2.1 Génération des séries d'impulsions Sa, Sb et Sc

La détermination des signaux de commande ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) en fonction des trois rapports cycliques nécessaires sont :

$$\begin{cases} T_{aon} = \frac{T_0 - T_i - T_{i+1}}{2} \\ T_{bon} = T_{aon} + T_{i+1} \\ T_{con} = T_{bon} + T_{i+1} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Les durées d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur à partir des valeurs des variables X, Y et Z suivantes :

$$\begin{cases} X = \frac{T}{U_c} \sqrt{3} \cdot V_{s\beta\_ref} \\ Y = \frac{T}{U_c} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{s\beta\_ref} + \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot V_{s\alpha\_ref} \right) \\ Z = \frac{T}{U_c} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{s\beta\_ref} - \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot V_{s\alpha\_ref} \right) \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Sont tabulés ci après:

Secteur( $S_i$ )	1	2	3	4	5	6
$T_i$	-Z	Y	X	Z	-Y	-X
$T_{i+1}$	X	Z	-Y	-X	-Z	Y

Donc les signaux de commande sont donnés par le tableau suivant :

Sec \ Sig	1	2	3	4	5	6
$S_a$	$T_{aon}$	$T_{bon}$	$T_{con}$	$T_{con}$	$T_{bon}$	$T_{aon}$
$S_b$	$T_{bon}$	$T_{aon}$	$T_{aon}$	$T_{bon}$	$T_{con}$	$T_{con}$
$S_c$	$T_{con}$	$T_{con}$	$T_{bon}$	$T_{aon}$	$T_{aon}$	$T_{bon}$

Tableau (III-8) : Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur.

### III.3.3.3. Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC-SVM :

Les simulations et les résultats pratiques sont effectués dans les mêmes conditions précédentes pour la DTC classique, la DTC modifiée et la commande DTC avec 12 Secteurs. Les figures (III.67 à III.84) (A : simulation et B : expérimentation) présentent respectivement, les résultats de simulation et expérimentaux obtenus de la commande DTC-SVM.

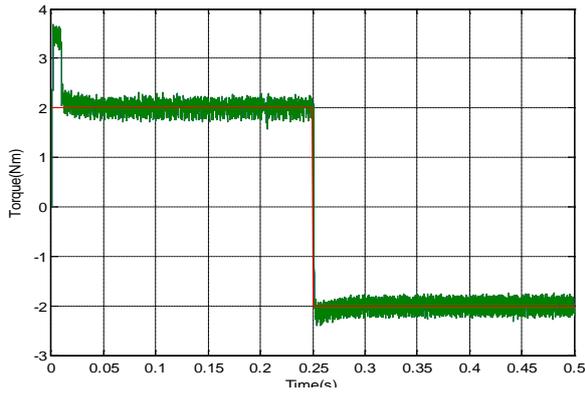


Figure III-67: Couple électromagnétique (Nm)

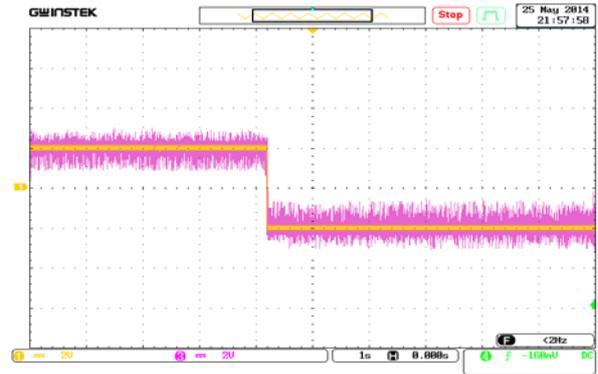


Figure III-68: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.

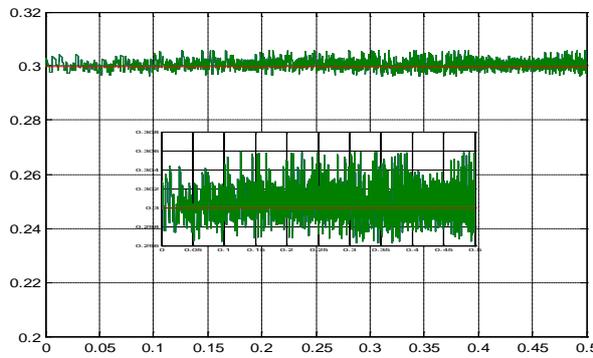


Figure III-69: Module du vecteur flux (Wb).

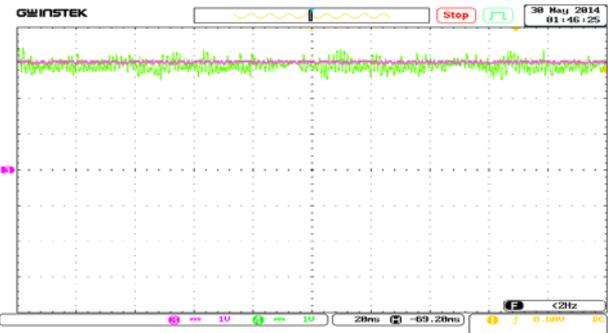


Figure III-70: Module du vecteur flux (Wb) scale: Ch2,Ch4(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div

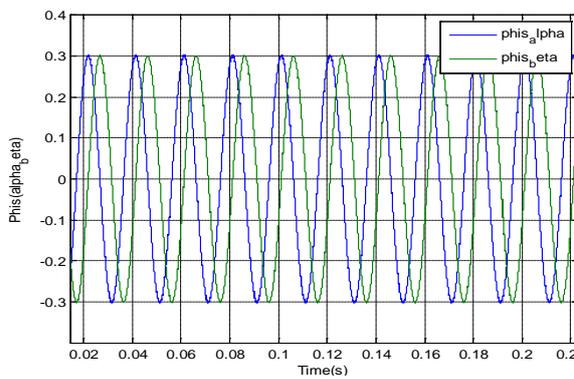


Figure III-71: les deux composantes de flux  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{s\beta}$  (Wb).

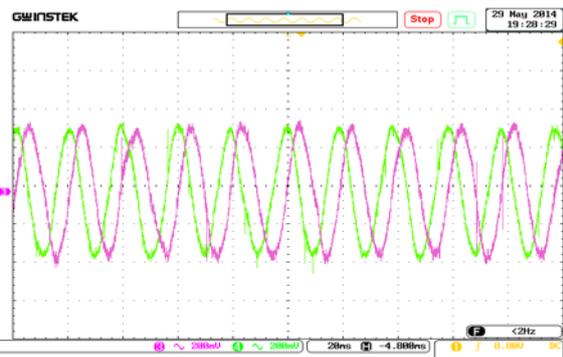


Figure III-72: les deux composantes de flux  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{s\beta}$  ) scale: Ch1,Ch2 (0.2Wb/div). Time scale: 20ms/div

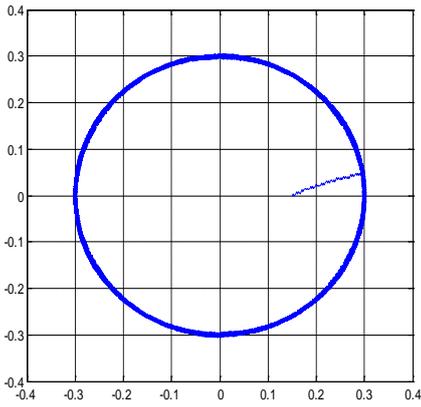


Figure III-73: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha$ ,  $\phi_\beta$ ) (Wb).

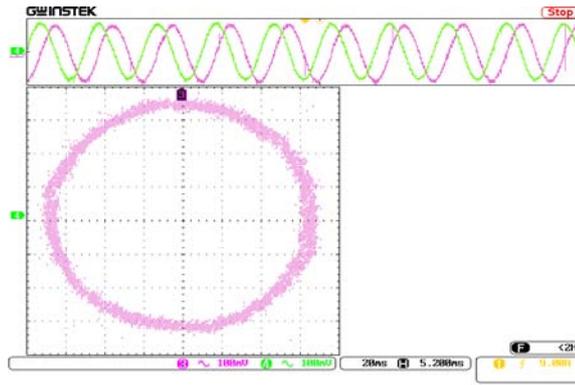


Figure III-74: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha$ ,  $\phi_\beta$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div

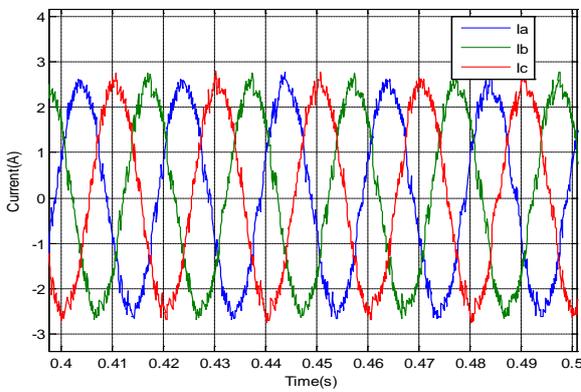


Figure III-75: les Courants statoriques (A)

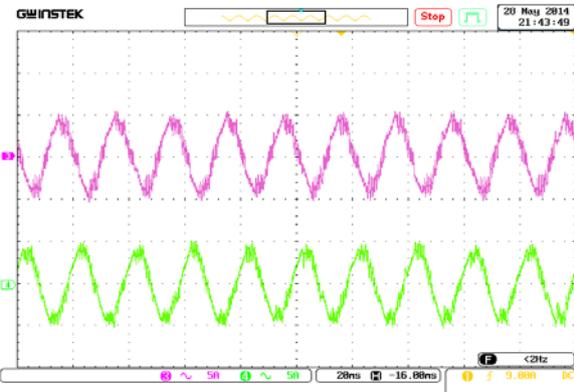


Figure III-76: Courants statorique de la phase a et b scale: Ch1, Ch2 (2A/div). Time scale: 20ms/div

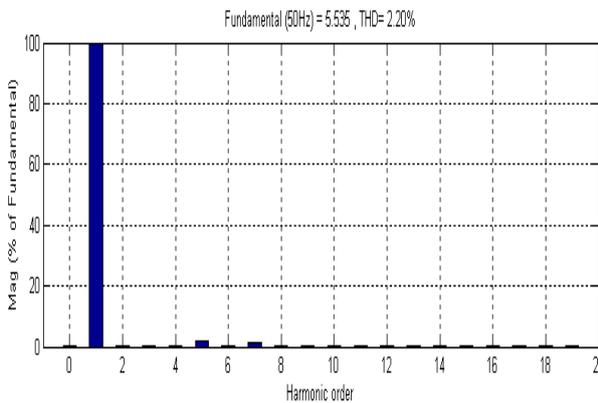


Figure III-77: spectre d'harmonique dans la phase a.

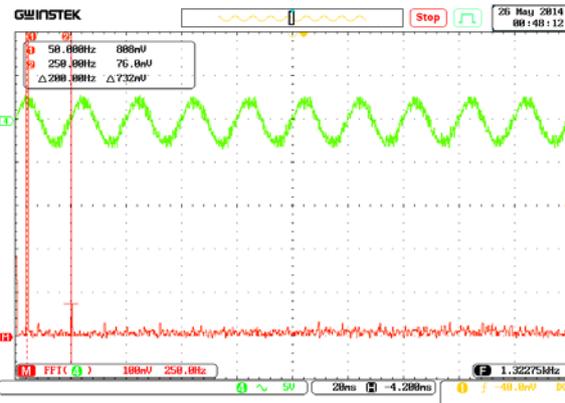


Figure III-78: spectrum of the current for phase a. scale: Ch4(5A/div). Time scale: 20ms/div

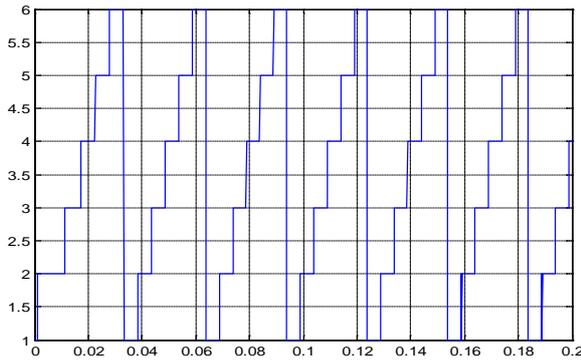


Figure III-79: Secteur

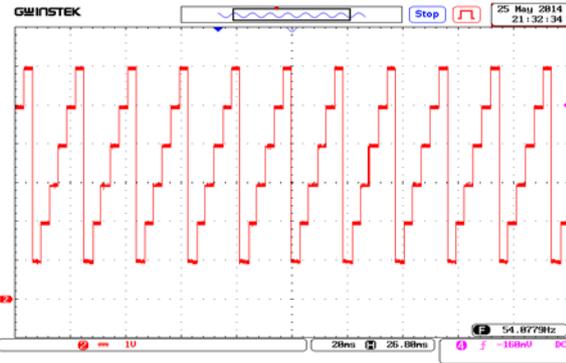


Figure III-80: Secteur scale: Ch1 (1sector/div). Time scale: 20ms/div.

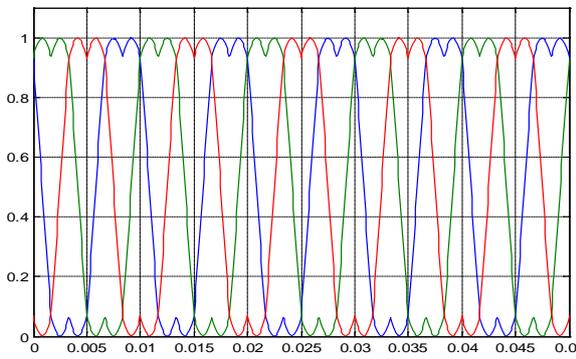


Figure III-81: Les Signaux Modulants

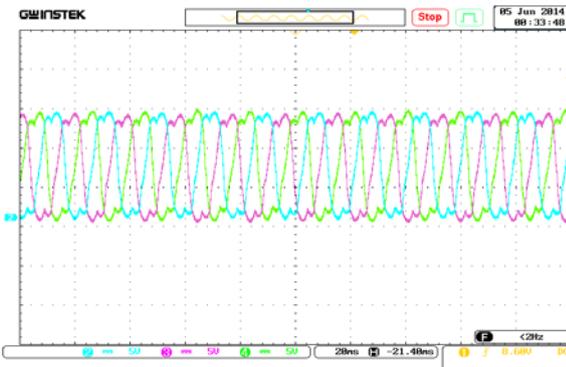


Figure III-82: Les Signaux Modulants scale: Ch1,2,3 (0.5v/div). Time scale: 20ms/div.

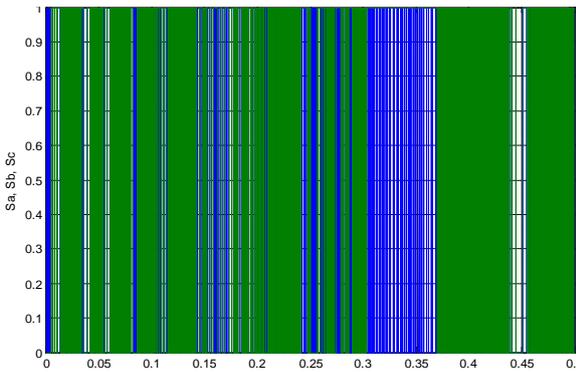


Figure III-83: Commutation de l' interrupteur

(A)

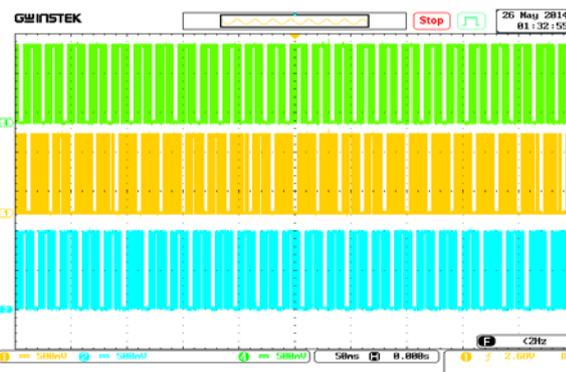


Figure III-84: Commutation de l' interrupteur Sa,Sb,Sc scale: Ch1,Ch2,Ch4 (0.5 /div). Time scale: 50ms/div

(B)

Figures (III.67-III.84): Résultats de simulation (A) et expérimentaux (B) de la commande DTC-SVM de la MSAP.

Les figures (III.67- III.68) montrent une bonne dynamique du couple avec moins d'oscillations et le couple suit parfaitement sa référence en régime établi.

☐ D'après les figures (III.69 - III.70), on remarque que le flux présente une bonne réponse dynamique et statique, avec un régime transitoire un peu plus rapide que celui de la DTC classique. Il suit convenablement ça référence au régime permanent.

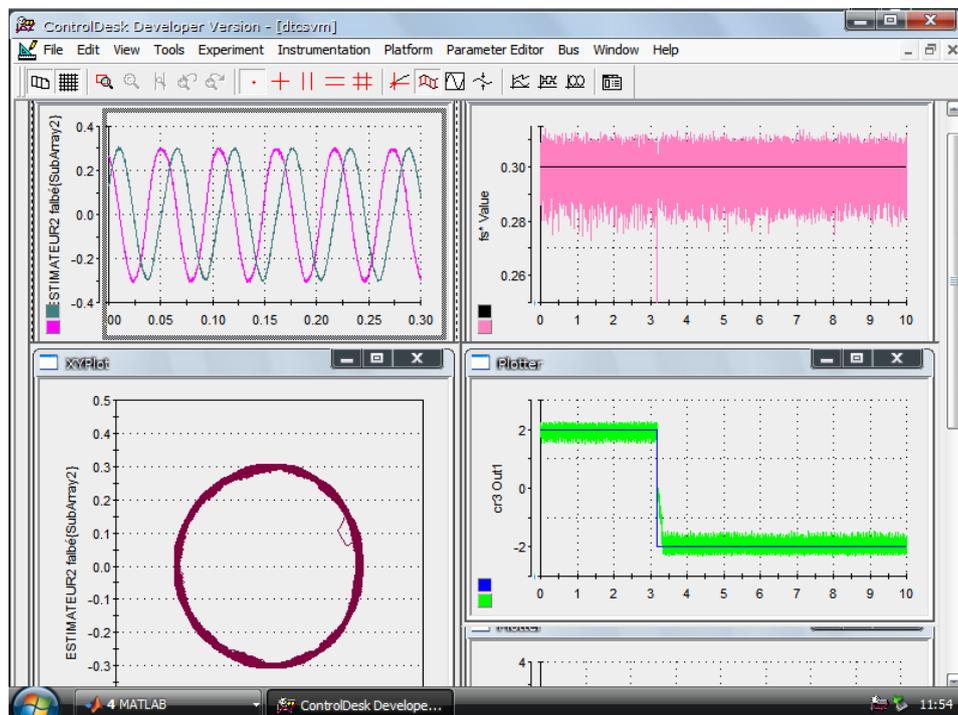
☐ L'évolution du vecteur flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$  est quasi-circulaire (figure. III.73) avec moins d'ondulations. D'après les figures (III.71 et III.72) montrent que les deux composantes de flux sont en quadrature.

☐ La réduction des ondulations du couple et du flux en utilisant la SVM, peut être observée au niveau du courant statorique, figures (III.75- III.76). En régime établi le courant devient purement sinusoïdal. Avec une THD de l'ordre de 2,20% figures (III.77- III.78).

☐ Les figures III.81 et III.82 présentent les signaux modulateurs obtenus par simulation et pratiquement. Les états de commutation des interrupteurs «  $S_a, S_b, S_c$  » de l'onduleur sont donnés par la figure III.83. Les états de commutation, montrent que la fréquence de commutation est presque constante et égale à 3 kHz.

☐ Donc à partir des résultats de simulation et les résultats expérimentaux montrent que l'utilisation de la SVM permette d'améliorer les performances de la DTC classique, en particulier la minimisation des ondulations du couple et du flux, ainsi que la fréquence de commutation. On a pu corriger les ondulations observées sur le flux statorique et le couple, par cette méthode, en suite on a présenté la méthode de linéarisation entrée sortie.

Quelques résultats obtenus par CONTROLDESK de la commande DTC-SVM sont donnés par la figure III.85.



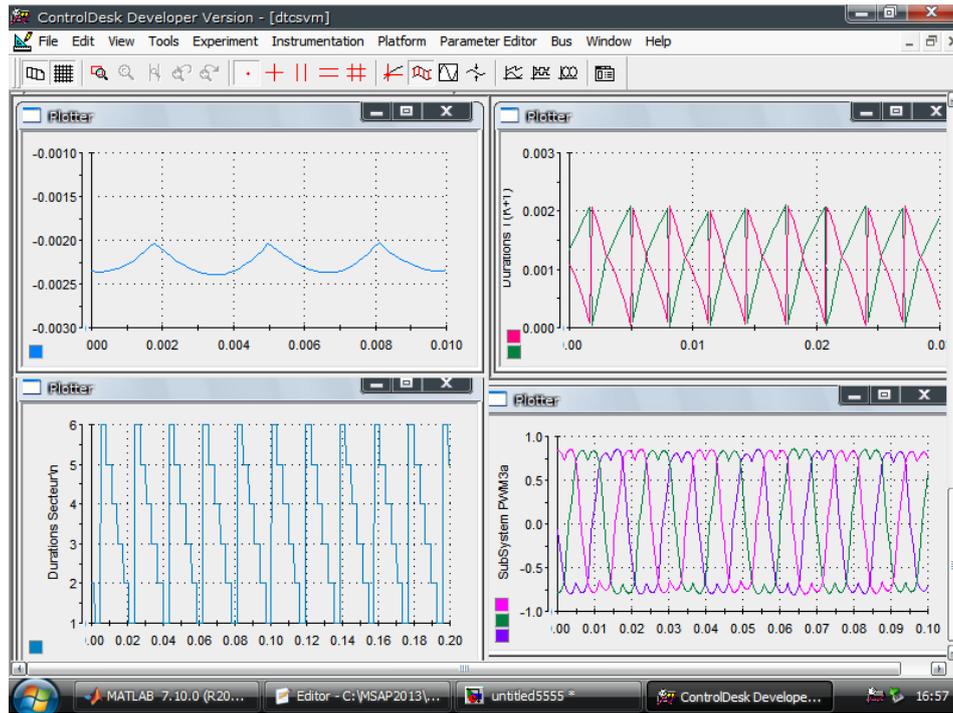


Figure III-85: Les résultats expérimentaux a partir de l'interface CONTROLDESK (DTC-SVM) .

### III.3.4. Contrôle direct du couple basé sur la linéarisation entrée-sortie

La linéarisation exacte entrée-sortie a fait son apparition dans les années 80 avec les travaux d'Isidori [135], et les apports bénéfique de la géométrie différentielle. Un grand nombre de systèmes non linéaires peuvent être partiellement ou complètement transformés en systèmes possédant un comportement entrée-sortie ou entrée état linéaire à travers le choix approprié d'une loi de commande par retour d'état non linéaire. Les propriétés de robustesse sont peu garanties face aux incertitudes paramétriques [136]. Cette commande a été introduite principalement pour remédier aux problèmes rencontrés avec la commande linéaire. Les développements détaillés de telles théories ainsi que des exemples d'application peuvent être retrouvés dans plusieurs publications [136-138], [139-144].

La linéarisation entrée-sortie et une méthode qui permet non seulement de réduire les ondulations de couple et de flux, mais aussi d'améliorer la dynamique de l'entraînement en le rendant moins sensible aux perturbations de couple de charge.

Dans cette partie, nous allons développer la commande DTC associée à la linéarisation entrée-sortie avec SVM. Les tables de vérité et les hystérésis ont été éliminées. Cette méthode minimise d'une façon significative les oscillations du couple et du flux. Cependant, afin de faciliter la compréhension, il est préférable de rappeler certaines définitions et théorèmes et montrer les procédures à suivre pour réaliser une commande linéarisante d'un système.

#### III.3.4.1 linéarisation entrée-sortie :

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

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) \cdot u_i \\ y_i = h_i(x) \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

$p$  est le nombre de sortie.

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

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

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \quad (\text{III.23})$$

Le comportement entrée-sortie du système (III-22) après bouclage soit linéaire et découplé sur tout le domaine de fonctionnement.  $\alpha(x)$  et  $\beta(x)$  sont les matrices de découplage dans l'équation (III-23) ; voir figure III-86.

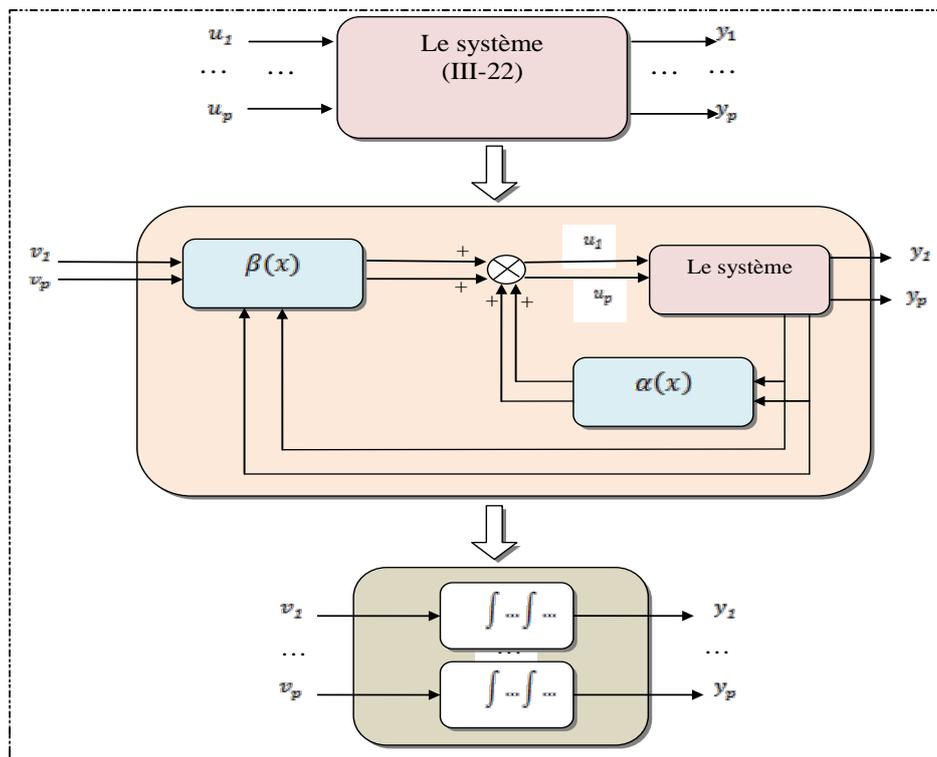


Figure III-86: Représentation schématique de la linéarisation entrée-sortie.

Afin d'introduire les conditions de linéarisation nous devons d'abord définir les opérateurs de base de la géométrie différentielle, le gradient, la dérivée de Lie et le crochet de Lie [135],[136],[145].

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

$$\Delta h = \frac{\partial h}{\partial x}; \quad \Delta h : \text{Représente un vecteur colonne d'éléments} :$$

$$\Delta h_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}. \quad (\text{III-24})$$

### Le Jacobien

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

$$\nabla f = \frac{\partial f}{\partial x} \quad (\text{III-25})$$

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

### La Dérivée de Lie :

On considère une fonction scalaire  $h: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$  et deux champs de vecteurs :

$f, g: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$ . La dérivée de Lie de  $h$  suivant le champ de vecteur  $f$  est une fonction scalaire définie par [79]:

$$L_f h = \nabla h f = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x) \quad (\text{III-26})$$

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

$$L_g L_f h = \nabla(L_f h) g = \sum \frac{\partial(L_f h(x))}{\partial x_i} g_i(x) \quad (\text{III-27})$$

### Le Crochet de Lie :

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

$$ad_f g = [f, g] = \frac{\partial g}{\partial x} f - \frac{\partial f}{\partial x} g \quad (\text{III-28})$$

Où  $\frac{\partial g}{\partial x}, \frac{\partial f}{\partial x}$  sont des matrices jacobéennes. L'application des crochets de Lie successive

donne :

$$\begin{aligned} ad_f^0 g &= g \\ ad_f^i g &= [f, ad_f^{i-1} g] \quad i=1, 2, \dots \end{aligned} \quad (\text{III-29})$$

Le principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties consiste à trouver

une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_f + \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j u_i \quad (\text{III-30})$$

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

$$\begin{bmatrix} y_m^{(r_1)} \\ \dots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(X) \\ \dots \\ L_f^{r_m} h_m(X) \end{bmatrix} + E(X) \begin{bmatrix} u_1 \\ \dots \\ u_i \end{bmatrix} \quad (\text{III-31})$$

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

$$E(X) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(X) & \dots & \dots & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1(X) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m(X) & \dots & \dots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m(X) \end{bmatrix} \quad (\text{III-32})$$

En considérant la relation (III-31) nous obtenons la linéarisation entrée-sortie exacte du système (III-22) par l'application du théorème suivant :

**Théorème [Mal 00] :** le système (III-22) ayant un vecteur degré relatif  $(r_1 \dots r_p)^t$ , alors le retour d'état de la forme  $u = \alpha(x) + \beta(x)v$  et défini par :

$$u = -E^{-1} \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(X) \\ \dots \\ L_f^{r_m} h_m(X) \end{bmatrix} + E^{-1} \begin{bmatrix} v_1 \\ \dots \\ v_m \end{bmatrix} \quad (\text{III-33})$$

Découple et linéarise le système (III-22) si et seulement si la matrice  $E(X)$  n'est pas singulière ( $\text{rang } E(X) = p$ ), où la matrice de découplage  $E(X)$  est inversible.

### III.3.4.2 Application de la technique de la linéarisation entrée-sortie à la MSAP

Nous rappelons que le système d'équations de la MSAP dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  est donné par :

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -(1/L_s) [R_s I_{s\alpha} - \omega \phi_f \sin(\theta_s) - V_{s\alpha}] \\ \dot{i}_{s\beta} = -(1/L_s) [R_s I_{s\beta} + \omega \phi_f \cos(\theta_s) - V_{s\beta}] \\ \dot{\phi}_{s\alpha} = -R_s I_{s\alpha} + V_{s\alpha} \\ \dot{\phi}_{s\beta} = -R_s I_{s\beta} + V_{s\beta} \end{cases}$$

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

$$Cem = \frac{3}{2} p \cdot [\varphi_{s\alpha} \cdot \dot{i}_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \cdot \dot{i}_{s\alpha}] \quad (\text{III-34})$$

Pour une commande en tension de la MSAP, le modèle complet correspondant dans le repère lié au stator, en considérant le  $Cr$  comme une perturbation, est donné sous la forme suggérée pour l'application de la linéarisation au sens des entrées sorties comme suit:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g_1(x)V_{s\alpha} + g_2(x)V_{s\beta} \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III-35})$$

Avec :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \\ f_4(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} = -(1/L_s) [R_s I_{s\alpha} - \omega \phi_f \sin(\theta_s)] \\ \dot{i}_{s\beta} = -(1/L_s) [R_s I_{s\beta} + \omega \phi_f \cos(\theta_s)] \\ -R_s I_{s\alpha} \\ -R_s I_{s\beta} \end{bmatrix}$$

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

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

$$g_1(x) = \left[ \frac{1}{L_s} \quad 0 \quad 1 \quad 0 \right]^t ; \quad g_2(x) = \left[ 0 \quad \frac{1}{L_s} \quad 0 \quad 1 \right]^t ; \quad g = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} y_1(t+\tau) & y_2(t+\tau) \end{bmatrix}^T = gY(\tau) \\ \begin{bmatrix} y_{1r}(t+\tau) & y_{2r}(t+\tau) \end{bmatrix}^T = gY_r(\tau) \end{cases}; Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ \dot{y}_1 \\ y_2 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix}; Y_r = \begin{bmatrix} y_{1r} \\ \dot{y}_{1r} \\ y_{2r} \\ \dot{y}_{2r} \end{bmatrix}$$

### ↳ la commande flux-couple :

Notre souci est de minimiser les pulsations au niveau du couple et du flux de la machine synchrone à aimant. Pour cela, on a choisi le couple et le carré du module du flux statorique comme variables à contrôler ; donc le vecteur de sortie est donné par l'équation suivante [5] :

$$\begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{eest} \\ |\phi_{sest}|^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} p (\phi_{s\alpha_{est}} I_{s\beta} - \phi_{s\beta_{est}} I_{s\alpha}) \\ \phi_{s\alpha_{est}}^2 + \phi_{s\beta_{est}}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{III-36})$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha_{est}} = \int_0^\tau (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) d\tau \\ \phi_{s\beta_{est}} = \int_0^\tau (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) d\tau \end{cases}$$

### ↳ Linéarisation entrée-sortie

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

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

$$\dot{y}_2 = L_f h_2(x) = \frac{\partial h_2}{\partial x} f(x) \quad (\text{III.37})$$

$$\dot{\dot{y}}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) V_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_2(x) V_{s\beta}$$

### ↳ linéarisation du système

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

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

Avec

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix} ; \quad D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g1} L_f h_2 & L_{g2} L_f h_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.38})$$

$D(x)$ : Est la matrice de découplage

La linéarisation entrée-sortie suivante est introduite pour le système illustrée par (III-35) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \left[ -A(x) + \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \right] \quad (\text{III.39})$$

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

L'application de la loi linéarisante (IV-35) sur le système (IV-32) conduit à deux sous système mono-variable linéaires et découplés :

$$\begin{cases} V_1 = \dot{h}_1(x) \\ V_2 = \dot{h}_2(x) \end{cases} \quad (\text{III-40})$$

#### III.3.4.3 Exploitation de la technique de la linéarisation entrée-sortie dans la DTC

Nous allons exploiter le modèle linéarisé et découplé de la MSAP (modèle IV-35), pour qu'il soit implanté, dont le but est de minimiser les ondulations du couple et du flux. Cette approche est nommée « La commande DTC basée sur la linéarisation entrée-sortie », cette approche est testée premièrement par simulation (figure III-87).

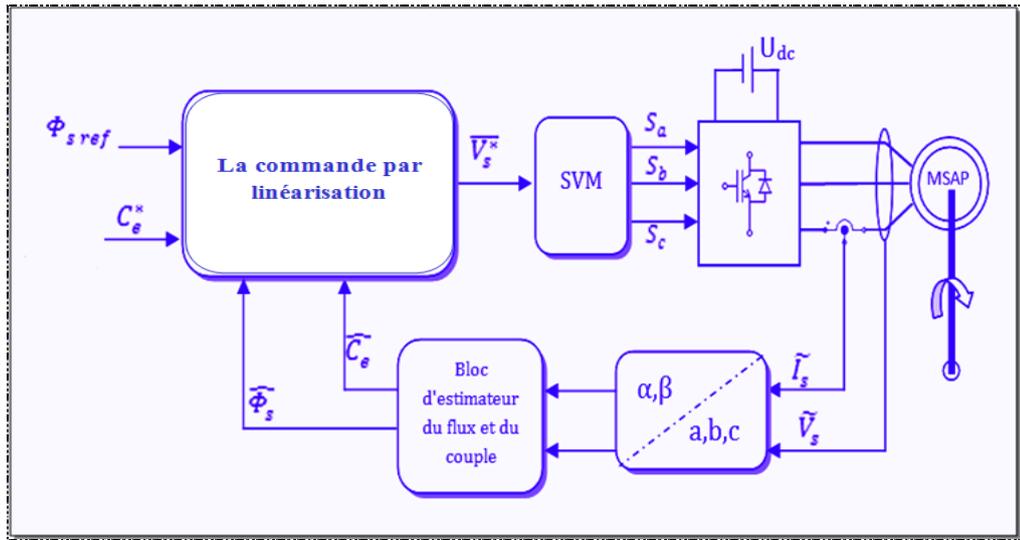


Figure III-87: Schéma structurel de la commande DTC basée sur la linéarisation entrée-sortie.

### III.3.4.4 Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC- linéarisation entrée-sortie

Pour tester les performances de cette approche, des simulations sont effectués et des résultats pratiques sont relevés.

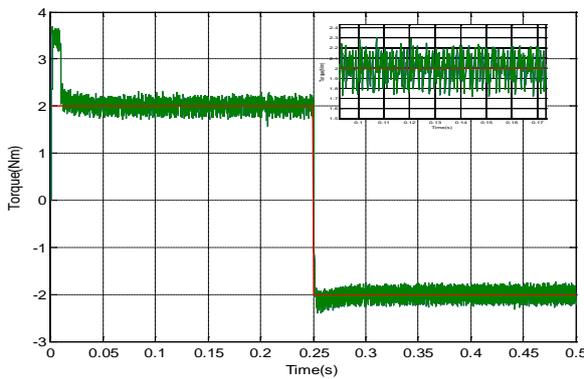


Figure III-88: Couple électromagnétique (Nm)

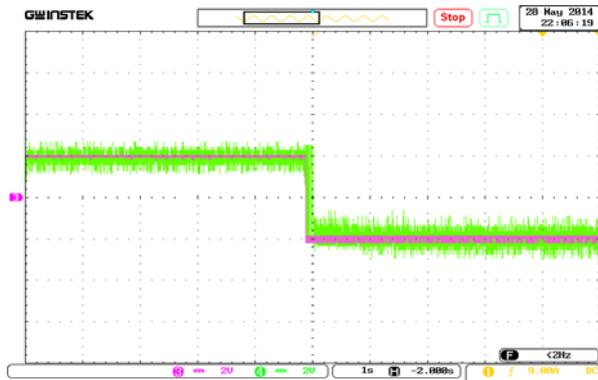


Figure III-89: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.

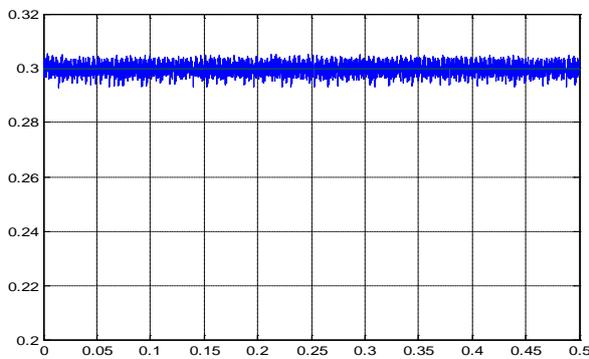


Figure III-90: Module du vecteur flux (Wb).

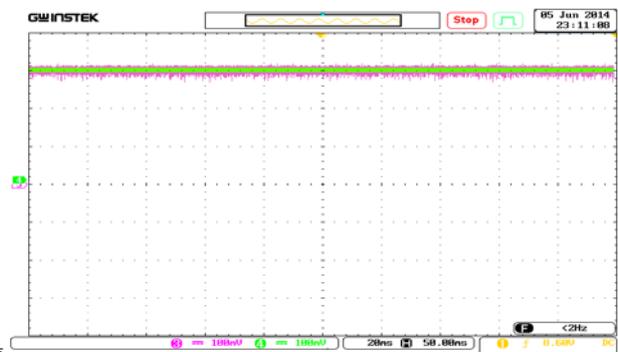


Figure III-91: Module du vecteur flux (Wb) scale: Ch2,Ch4(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div.

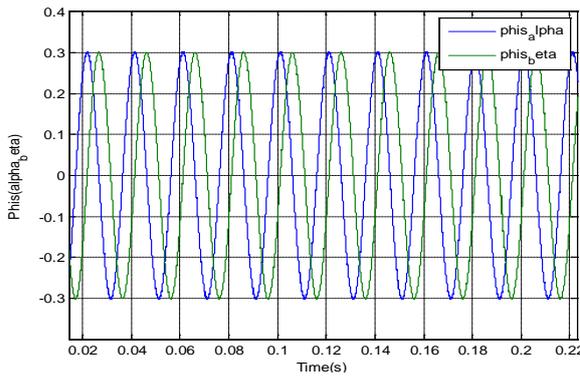


Figure III-92: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  (Wb).

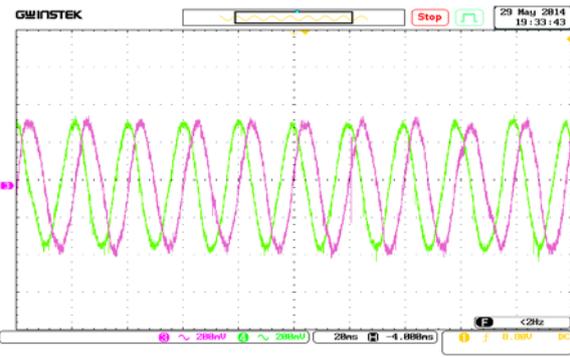


Figure III-93: les deux composantes de flux ( $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$ ) scale: Ch1,Ch2 (0.2Wb/div). Time scale: 20ms/div.

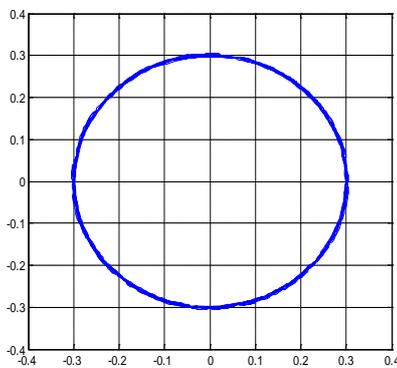


Figure III-94: Evolution du flux statorique ( $\phi_{s\alpha}$ ,  $\phi_{s\beta}$ ) (Wb).

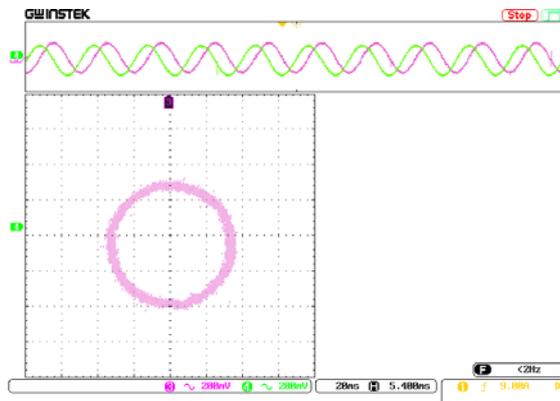


Figure III-95: Evolution du flux statorique ( $\phi_{s\alpha}$ ,  $\phi_{s\beta}$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div.

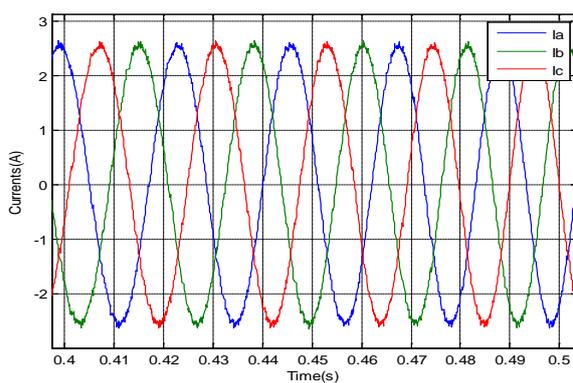


Figure III-96: les Courants statoriques (A)

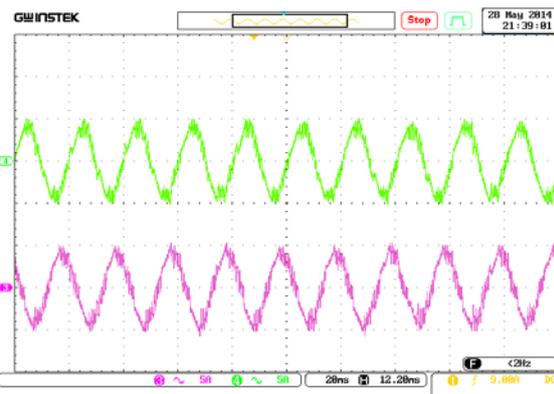


Figure III-97: Courants statorique de la phase a et b scale: Ch1, Ch2 (2A/div). Time scale: 20ms/div.

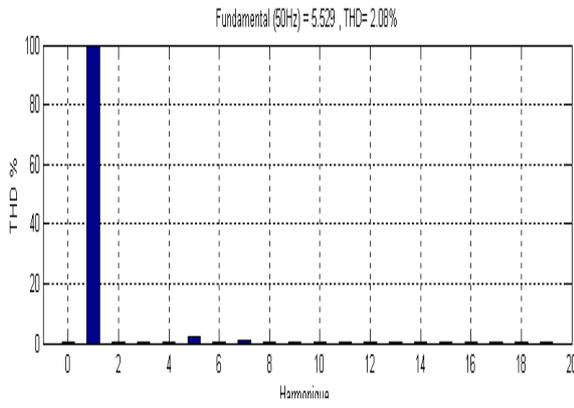


Figure III-98: Spectre d'harmonique dans la phase a.

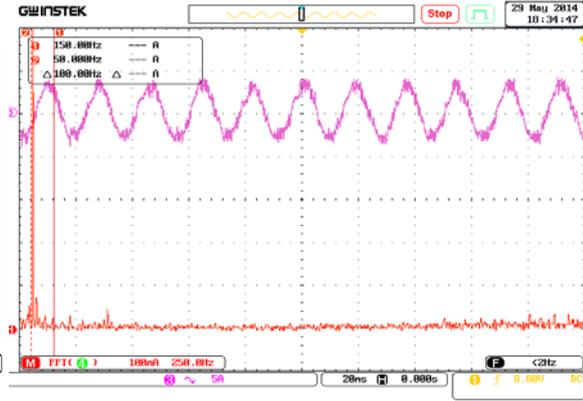


Figure III-99: spectrum of the current for phase a. scale: Ch4(5A/div). Time scale: 20ms/div

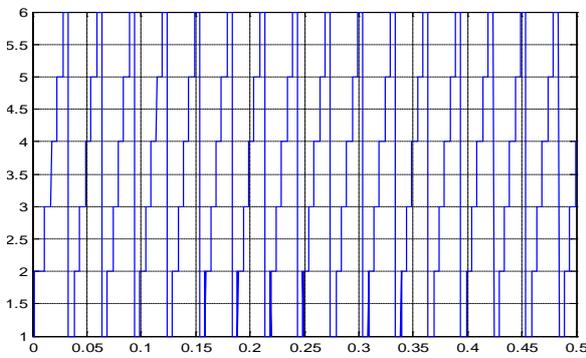


Figure III-100: Secteur

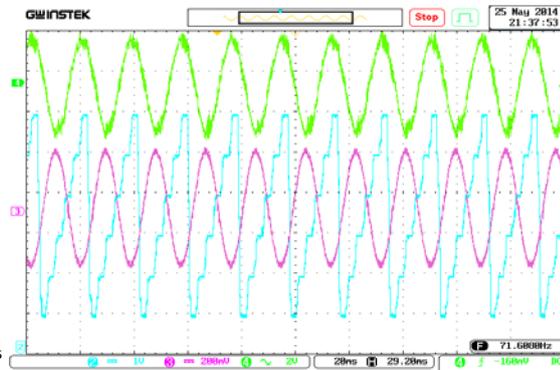


Figure III-101: Secteur scale: Ch2 (1sector/div). Time scale: 20ms/div.

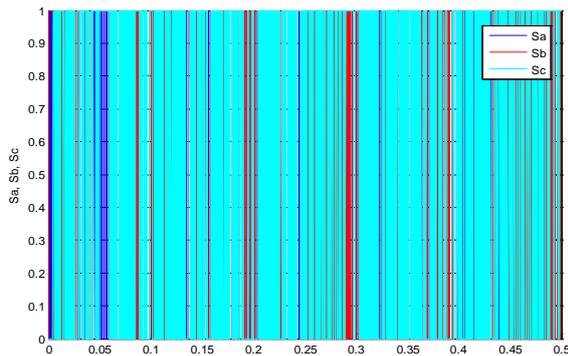


Figure III-102: Commutation de l' interrupteur

(A)

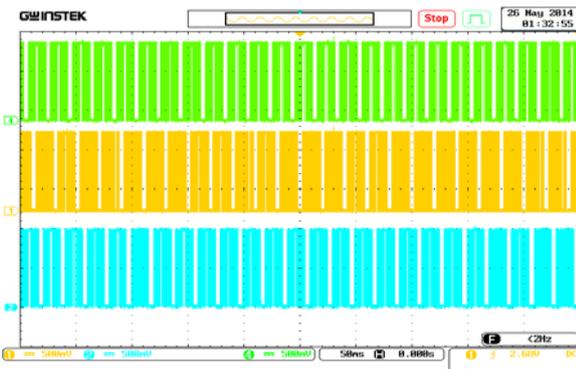


Figure III-103: Commutation de l' interrupteur Sa,Sb,Sc scale: Ch1,Ch2,Ch4 (0.5/div). Time scale: 50ms/div .

(B)

Figures (III.88-III.103): Résultats de simulation (A) et expérimentaux (B) de la commande DTC avec Linéarisation Entrée-Sortie de la MSAP.

Les figures (III.88- III .89), montrent une dynamique très rapide du couple, où celui-ci suit parfaitement sa référence, La réduction des ondulations est remarquable soit en simulation soit en expérimentation ; ce qui entraîne la diminution des vibrations mécanique et par conséquent la réduction du bruit acoustique.

Les figures (III.90- III .91), montrent que le flux suit parfaitement sa référence avec une réduction optimale des oscillations sur leur module. La réduction des oscillations sur le module est très remarquable en simulation qu'en pratique.

L'évolution du flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , est parfaitement circulaire avec minimum d'ondulations en régime permanent (figures III.94- III .95). Les figures (III.96- III .97) montrent que le courant statorique à une forme quasi-sinusoidale avec une réduction des oscillations avec une THD=2,08% figures (III.98- III .99).

Les états de commutation des interrupteurs «  $S_a, S_b, S_c$  » de l'onduleur sont donnés par les figures (III.102 et III.103), et les figures (III.100 et III.101) présentent les six secteur du flux presque lisse.

### III.4 CONCLUSION

Nous avons vu dans ce chapitre comment s'effectue le contrôle découplé du couple et du flux statorique (DTC classique) en utilisant un choix convenable des vecteurs de tension de l'onduleur. L'un des avantages de ce type de commande est qu'il ne nécessite pas un capteur mécanique. D'un autre côté, l'inconvénient principal est la présence des oscillations au niveau du couple et du flux avec une fréquence de commutation variable.

Dans la suite, on a étudié quelques techniques d'amélioration des performances de la DTC classique. Ces techniques sont la DTC modifiée, la DTC douze secteurs, DTC par modulation vectorielle (DTC-SVM), et on a terminé par la DTC basée sur la linéarisation entrée-sortie. Les simulations numériques et les résultats pratiques de chaque approche ont montré une certaine amélioration des performances par rapport à la DTC classique. Une comparaison entre ces techniques, montre que la DTC basée sur la linéarisation entrée-sortie donne des meilleures performances par rapport aux autres (réduction considérable des ondulations du couple et du flux).

Le chapitre suivant sera consacré au développement des techniques intelligentes pour donner plus de performances à la DTC de la MSAP, soit en terme de minimisation d'ondulations soit en terme de diminution de fréquence de commutation.

# Chapitre Quatre ...✍

DTC DE LA MACHINE  
SYNCHRONNE A AIMANTS  
PERMANENTS ASSOCIE AUX  
LES TECHNIQUES INTELLIGENTES

# CONTENU

IV.1. Introduction.....	118
IV.2. Réseaux De Neurones.....	118
IV.2.1. Réseaux De Neurones Artificiels.....	119
IV.2.1.1. Neurone formel.....	120
IV.2.1.2. Perceptrons multicouches.....	122
IV.2.7. Commande neuronale directe du couple (DTNC).....	125
IV.2.8 Résultats expérimentaux et de simulation.....	126
IV.3. Logique Floue.....	130
IV.3.1. Définition de la Logique Floue.....	131
IV.3.2. Commande Par Logique Floue.....	131
IV.3.3. Principes généraux d'une commande par logique floue.....	132
IV.3.3.1. Fuzzification.....	133
IV.3.3.2. Base de règles et définitions.....	134
IV.3.3.3. Défuzzification.....	134
IV.3.4. Commande Floue directe du couple (DTFC).....	139
IV.3.8 Résultats expérimentaux et de simulation.....	140
IV.4. Commande PSD-Neurone directe du couple.....	143
IV.5. Commande directe du couple prédictive.....	164

IV.6. Conclusion.....	168
-----------------------	-----

## IV.1 Introduction

De ce qui précède nous avons vu que la DTC classique présente plusieurs inconvénients, tel que l'obtention d'une fréquence de commutation variable, les ondulations du couple électromagnétique, du flux et du courant statorique dans le régime transitoire et permanent à cause de l'utilisation des comparateurs à hystérésis, ce qui signifie que le contrôle de l'action sera le même dans toute la gamme d'erreur [146]. Les techniques classiques (DTC modifiée, douze secteurs, DTC-SVM et la DTC basée sur la linéarisation entrée-sortie) permettent d'améliorer les performances de la DTC classique, mais si on veut aller plus loin dans l'amélioration, il faut voir d'autres techniques.

Pour cela, on va aborder dans ce chapitre la commande DTC basée sur les techniques intelligentes, pour avoir de meilleures performances dynamiques et statiques, ainsi que la diminution des ondulations du couple et du flux. Les comparateurs classiques et la table de sélection sont remplacés par un comparateur neuronal, flou et prédictif et avec des techniques d'optimisation (PSO), afin de bien conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence durant une période de temps fixe. Cette évaluation est obtenue en utilisant l'erreur du couple électromagnétique, l'erreur du module du flux et l'angle du vecteur flux statorique. Des simulations numériques et des résultats pratiques sont présentés pour tester les performances des méthodes proposées.

## IV.2. Réseaux de Neurones

### IV.2.1 Introduction

Les réseaux de neurones connaissent depuis quelques années un succès croissant dans divers domaines des sciences de l'ingénieur, celui du génie des procédés n'échappe pas à cette règle. Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'application des réseaux de neurones la commande DTC de la MSAP.

L'un des défis de l'homme aujourd'hui est de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propre. Les réseaux de neurones, sont nés de cette envie, ils constituent une famille de fonctions non linéaires paramétrées, utilisées dans de nombreux domaines (physique, chimie, biologie, finance, etc...), notamment pour la modélisation de processus et la synthèse de lois de commandes.

### IV-2-2 Généralités

L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation mathématique du cerveau humain les premiers travaux datent de 1943 et sont l'œuvre de MM. Mac Culloch et Pitts. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par

chaque neurone. Ils ont connu des débuts prometteurs vers la fin des années 50, mais le manque d'approfondissement de la théorie a gelé ces travaux jusqu'aux années 80. [147].

Un réseau de neurones peut être considéré comme un modèle mathématique de traitement réparti, composé de plusieurs éléments de calcul non linéaire (neurones), opérant en parallèle et connectés entre eux par des poids [148].

Les réseaux de neurones artificiels sont des réseaux fortement connectés de processeurs élémentaires fonctionnant en parallèle. Chaque processeur élémentaire calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit [149].

Les neurones artificiels sont souvent utilisés sous forme de réseaux qui diffèrent selon le type de connexions entre les neurones, une cinquantaine de types peut être dénombrée. En guise d'exemples nous citons : le perceptron de Rosenblatt, les réseaux de Hopfield etc.... [148]. Ces derniers sont les plus utilisés dans le domaine de la modélisation et de la commande des procédés. Ils sont constitués d'un nombre fini de neurones qui sont arrangés sous forme de couches. Les neurones de deux couches adjacentes sont interconnectés par des poids. L'information dans le réseau se propage d'une couche à l'autre, on dit qu'ils sont de type « feed-forward ». Nous distinguons trois types de couches [150].

- **Couche d'entrée** : les neurones de cette couche reçoivent les valeurs d'entrée du réseau et les transmettent aux neurones cachés. Chaque neurone reçoit une valeur, il ne fait pas donc de sommation.
- **Couches cachées** : chaque neurone de cette couche reçoit l'information de plusieurs couches précédentes, effectue la sommation pondérée par les poids, puis la transforme selon sa fonction d'activation qui est en général une fonction sigmoïde. Par la suite, il envoie cette réponse aux neurones de la couche suivante.
- **Couche de sortie** : elle joue le même rôle que les couches cachées, la seule différence entre ces deux types de couches est que la sortie des neurones de la couche de sortie n'est liée à aucun autre neurone.

## IV.2.3 Architecture des réseaux de neurones

### IV.2.3.1 Les réseaux non bouclés

Ce sont des réseaux unidirectionnels sans retour arrière (feedforward). Le signal de sortie est directement obtenu après l'application du signal d'entrée. Si tous les neurones ne sont pas des organes de sortie, on parle de neurones cachés (figure IV.1) [151].

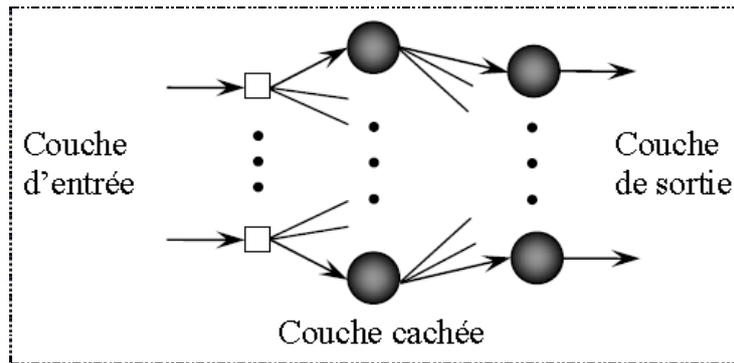


Figure IV-1: Réseau non bouclé.

#### IV.2.3.2 Les réseaux bouclés :

Les réseaux de neurones bouclés sont utilisés pour effectuer des tâches de modélisation de systèmes dynamique, de commande des processeurs. Parmi les réseaux bouclés, nous citons quelque configuration (figures IV.2) [150]:

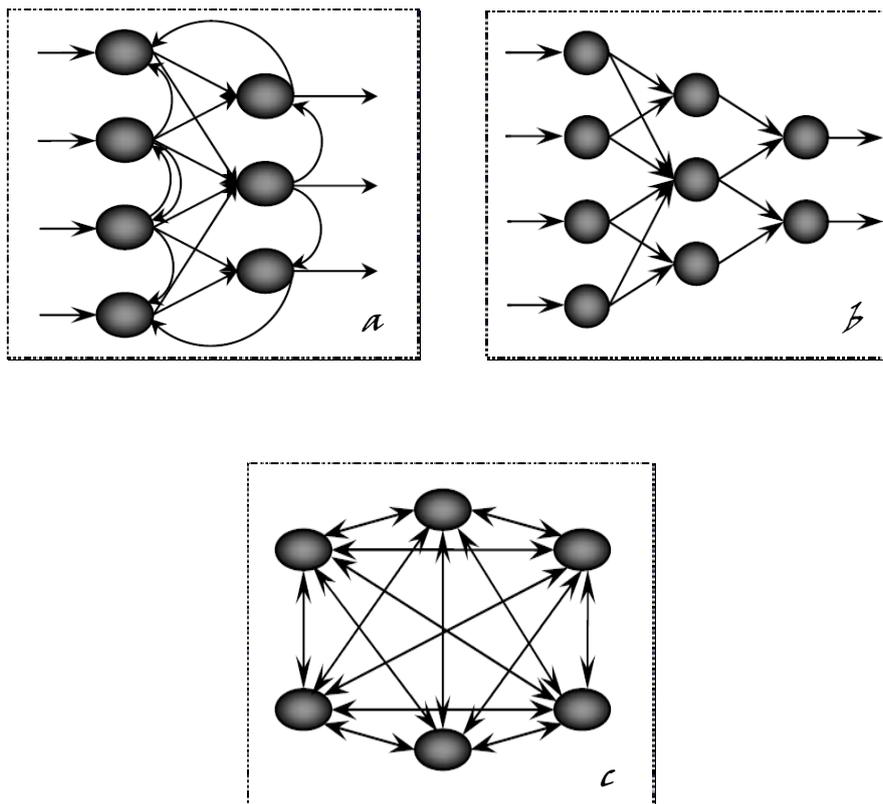


Figure IV-2: Réseaux bouclés : a/ Réseau multicouche a connexions locales.  
 b/ Réseau a connexions récurrentes.  
 c/ Réseau a connexion complexe.

## IV.2.4 Types de réseaux

### IV.2.4.1 Neurone formel

Le neurone formel est un modèle mathématique simplifié du neurone biologique, il présente un certain nombre d'entrées, les dendrites, un corps traitant les entrées suivant la méthode du tout ou rien, et un axone véhiculant la réponse du neurone. La première modélisation d'un neurone découle des travaux significatifs de Mac Culloch et Pitts (1943). La figure (IV.3) représente un modèle de base d'un neurone formel [152],[153].

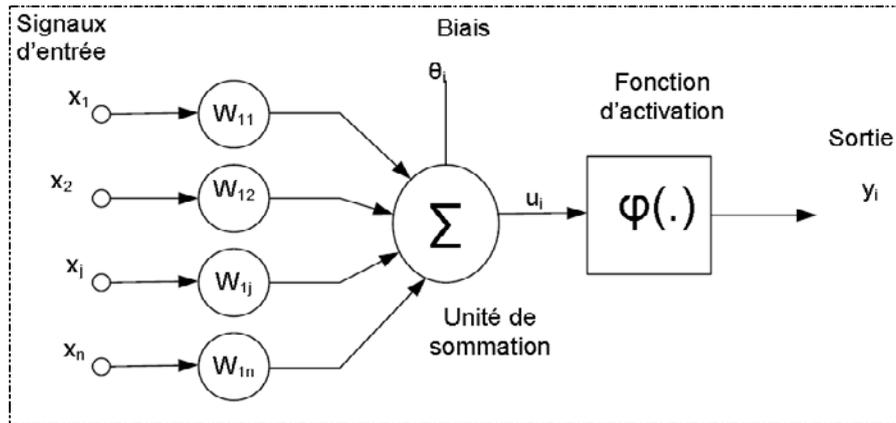


Figure IV-3: Le neurone formel de Mac Culloch et Pitts.

La sortie  $u_i$  du neurone formel est donnée par la relation :

$$u_i = \sum_{j=0}^n w_{ji} x_j \quad (\text{IV.1})$$

A partir de cette valeur, une fonction d'activation calcule la valeur de sortie  $y_j$  du neurone. C'est cette valeur qui sera transmise aux neurones avals :

$$y_i = \varphi(u_j) = \varphi\left(\sum_{j=0}^n w_{ji} x_j\right) \quad (\text{IV.2})$$

Où  $w_{ij}$  est la pondération (ou poids) associée à la  $i^{\text{eme}}$  entrée du neurone  $j$ .

Parfois, il y a un terme additionnel  $b_j$  représentant le seuil interne du neurone, ce terme est considéré comme un poids  $w_{0j}$  associé à une entrée constante, l'expression devient donc :

$$y_i = \varphi\left(\sum_{j=1}^n w_{ji} x_j - b_i\right) \quad (\text{IV.3})$$

Il existe de nombreuses formes possibles pour la fonction d'activation. Les plus courantes sont présentées sur la figure (IV.4).

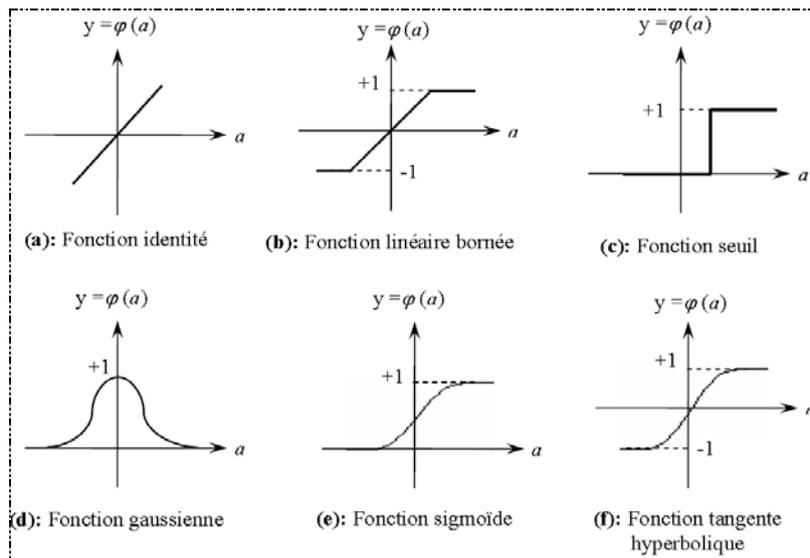


Figure IV-4: Les formes usuelles de la fonction d'activation.

#### IV.2.4.2 Le perceptron

Un perceptron est un réseau de neurones artificiel du type *feedforward*, c'est à dire à propagation directe est le plus souvent utilisé dans les applications de commande de systèmes non linéaires [154], [155]. Les neurones cachés sont commandés par les entrées et sont répartis sur une couche mais ne sont pas connectés entre eux ; les neurones de sortie sont uniquement commandés par les neurones cachés [152], [156], voir la figure IV.5, l'exemple d'un perceptron à 3 couches. La première est celle des entrées (elle est linéaire et ne fait que distribuer les variables d'entrées). La deuxième est dite couche cachée (couche intermédiaire) et constitue le cœur du réseau de neurones. Ses fonctions d'activation sont du type sigmoïde. La troisième, constituée ici par un seul neurone est la couche de sortie [155], [156]. Sa fonction d'activation est du type linéaire bornée.

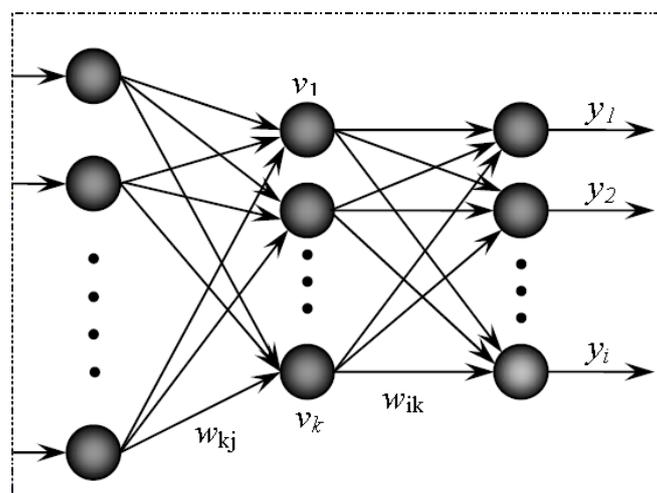


Figure IV-5: Structure d'un réseau de neurones multicouches

## IV.2.5 L'apprentissage

L'apprentissage et l'adaptation constituent deux caractéristiques essentielles des réseaux de neurones. Le rôle de l'apprentissage est de définir le poids de chaque connexion. De nombreuses règles existent pour modifier le poids des connexions et donc pour arriver à un apprentissage correct. Lorsque la phase d'apprentissage est achevée, le réseau doit être capable de faire les bonnes associations pour les vecteurs d'entrées qu'il n'aura pas appris. C'est l'une des propriétés importante dans les réseaux de neurones, car elle permet de donner la capacité de reconnaître des formes ressemblantes et même dégradées des prototypes, c'est la phase de reconnaissance [157].

### IV.2.5.1 Types d'apprentissage

- **Apprentissage supervisé**

Un superviseur, ou professeur, fournit au réseau des couples d'entrées-sorties. Il fait apprendre au réseau l'ensemble de ces couples, par une méthode d'apprentissage, comme la retro-propagation du gradient de l'erreur, en comparant pour chacun d'entre eux la sortie effective du réseau et la sortie désirée. L'apprentissage est terminé lorsque tous les couples entrées-sorties sont reconnus par le réseau. Ce type d'apprentissage se retrouve, entres autres dans le perceptron [157].

- **Apprentissage non supervisé**

Cet apprentissage consiste à détecter automatiquement des régularités qui figurent dans les exemples présentés et à modifier des connexions pour que les exemples ayant les mêmes caractéristiques de régularité provoquent la même sortie. Les réseaux auto-organiseurs de Kohonen sont des réseaux à apprentissage non supervisé les plus connus

- **Apprentissage auto-supervisé**

Le réseau de neurones évalue lui-même ses performances, sans l'aide d'un « professeur ». Un objet est présent à l'entrée du réseau de neurones, à qui on a indiqué la classe à laquelle appartient cet objet. Si le réseau ne le classe pas correctement, il mesure lui-même l'erreur qui le faite, le propage cette erreur vers l'entrée. Le réseau procède à autant d'itérations qu'il est nécessaire jusqu'à obtenir la réponse correcte.

### IV.2.5.2 Les méthodes d'apprentissage

Dans les systèmes experts, les connaissances de l'expert ont une forme énumérée ; elles sont exprimées sous forme de règles. Dans le cas des réseaux de neurones, les connaissances ont une forme distribuée ; elles sont codées dans les poids des connexions, la topologie du

réseau, les fonctions de transfert de chaque neurone, le seuil de ces fonctions, la méthode d'apprentissage utilisée. Il existe un certain nombre de méthodes d'apprentissage :

- **Règle de Hebb**

C'est la méthode d'apprentissage la plus ancienne (1943) elle est inspiré de la biologie,. Elle traduit le renforcement des connexions liant deux neurones activés. Si un des deux neurones au moins n'est pas activé, le poids de la connexion n'est pas modifié [158].

- **Retro-propagation du gradient de l'erreur**

Cet algorithme est utilisé dans les réseaux de type feedforward, ce sont des réseaux de neurones à couches, ayant une couche d'entrée, une couche de sortie, et au moins une couche cachée. Il n'y a pas de récursivité dans les connexions, et pas de connexions entre neurones de la même couche. Le principe de la retro-propagation consiste à présenter au réseau un vecteur d'entrées, de procéder au calcul de la sortie passant par les couches [154-156].

L'algorithme de rétro propagation permet justement de calculer le gradient de cette erreur de façon efficace : le nombre d'opérations (multiplications et additions) à faire est en effet proportionnel au nombre de connexions du réseau, comme dans le cas du calcul de la sortie de celui-ci. Cet algorithme rend ainsi possible l'apprentissage d'un MLP [156]. Soit le vecteur  $W$  contenus les poids synaptiques,  $m$  le nombre de sorties du réseau,  $y_k$  et  $d_k$  les composantes respectives de  $Y$  et  $D$  sur la sortie  $k$ . L'erreur quadrature commise sur l'exemple  $i$  est donc :

$$E_w(i) = \frac{1}{2} \sum_{k=1..m} |y_k - d_k|^2 \text{ pour } i = 1..m \quad (\text{IV.4})$$

Sur l'ensemble d'apprentissage, on a :

$$E_w = \frac{1}{2} \sum_{i=1..m} E_w(i) \quad (\text{IV.5})$$

La rétro-propagation est une descente de gradient, qui modifie donc les poids par une quantité proportionnelle à l'opposé du gradient :

$$\Delta W_{ij} = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{(i,j)}} \quad (\text{IV.6})$$

Où  $\eta$  : est le pas d'apprentissage.

L'algorithme consiste à calculer un terme d'erreur  $\varepsilon$ , propre à chaque neurone et de faire les modifications de poids des couches supérieures vers les couches inférieures. Cette méthode

d'apprentissage est la plus utilisée dans l'entraînement des réseaux de neurones, à cause de sa simplicité. Cependant, elle présente l'inconvénient d'avoir une convergence très lente [154].

#### IV.2.6 Avantages et inconvénients des réseaux de neurones

##### ↳ **Avantage des réseaux de neurones**

- Capacité de représenter n'importe quelle fonction, linéaire ou pas, simple ou complexe.
- Faculté d'apprentissage à partir d'exemples représentatifs, par « rétro propagation des erreurs ». L'apprentissage ou construction du modèle est automatique.
- Résistance au bruit ou au manque de fiabilité des données.
- Simple à manier, beaucoup moins de travail personnel à fournir que dans l'analyse statistique classique. Aucune compétence en math, informatique statistique requise.
- Comportement moins mauvais en cas de faible quantité de données.
- Pour l'utilisation novice, l'idée d'apprentissage est plus simple à comprendre que les complexités des statistiques multi variables.

##### ↳ **Inconvénients des réseaux de neurones :**

- L'absence de méthode systématique permettant de définir la meilleure topologie du réseau et le nombre de neurones à placer dans la (ou les) couche (s) cachée (s).
- Le choix des valeurs initiales des poids du réseau et le réglage du pas d'apprentissage, qui jouent un rôle important dans la vitesse de convergence.
- Le problème du sur-apprentissage (apprentissage au détriment de la généralisation).
- La connaissance acquise par un réseau de neurone est codée par les valeurs des poids synaptiques, les réseaux de neurones sont donc des boîtes noires où les connaissances sont inintelligibles pour l'utilisateur.

#### IV.2.7 Application des réseaux de neurones à la DTC

Dans cette partie nous présentons les performances de la commande DTC de la MSAP en utilisant cette technique. Cette méthode consiste à remplacer les comparateurs classiques et la table de sélection appliqués au DTC de la MSAP par un contrôleur basé sur les réseaux de neurones, afin de bien conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence durant une période de temps fixe avec minimum d'ondulations. Cette évaluation est obtenue en utilisant l'erreur du couple électromagnétique, l'erreur du module et l'angle du vecteur flux statorique. Voir la figure (IV.6) structure de la commande neuronale directe du couple (DTNC) :

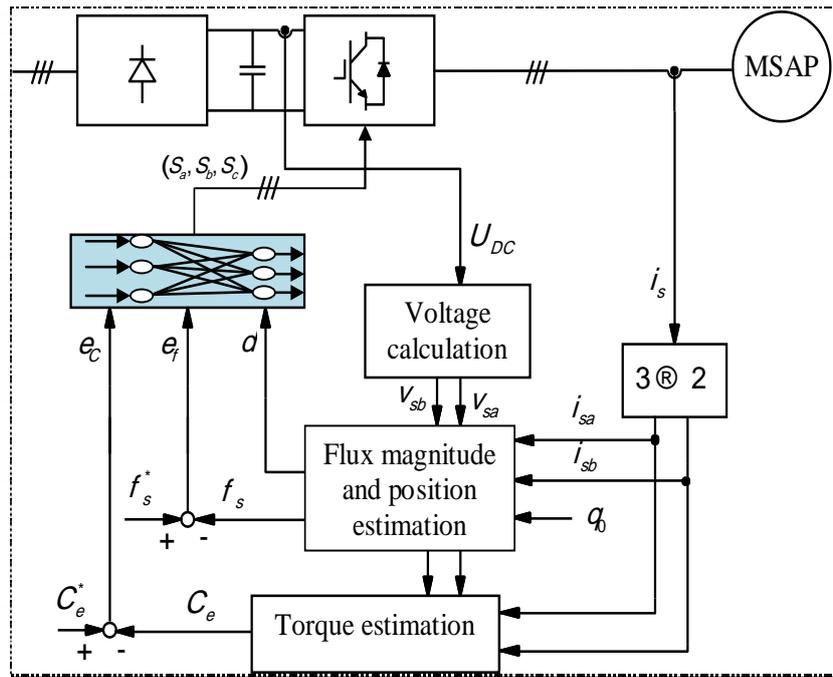


Figure IV-6: Commande DTC de la MSAP basée sur les réseaux de neurones.

Les comparateurs à hystérésis et la table de vérité sont remplacés par un contrôleur neuronal, dont les entrées sont l'erreur de flux, l'erreur de couple et l'angle de position de flux et la sortie est les états de commande des interrupteurs de l'onduleur. Pour générer ce contrôleur par Matlab/Simulink, on a choisi 30 couches cachées et 3 couches de sorties avec les fonctions d'activation respectivement de type tangente hyperbolique et Linéaire ou les Fonctions d'activation par code sous MATLAB est respectivement "tansig" et "purelin".

#### IV.2.8 Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC- Neurone

Nous présenterons, dans cette partie, les résultats de simulation et des essais effectués sur la plateforme expérimentale. Les figures (IV.7 a IV.22) (A : simulation et B : expérimental) présentent respectivement, les résultats de simulation et expérimentaux obtenus de la commande DTC –Neurone de la MSAP. La machine est entraînée à une vitesse de 1500 tr/min. le temps d'échantillonnage est fixé à  $T_e = 10^{-4}$  sec (en simulation et en pratique) en utilisant la méthode d'Euler. La tension du bus continu est  $V_{DC} = 80V$ ,  $\phi_s^* = 0.3 \text{ wb}$  et  $C_e^* = 2 \text{ Nm}$ .

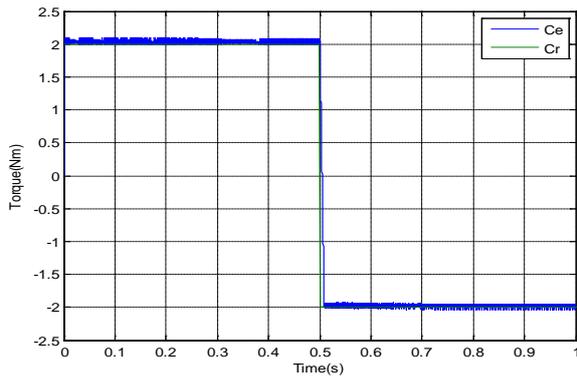


Figure IV-7: Couple électromagnétique (Nm)

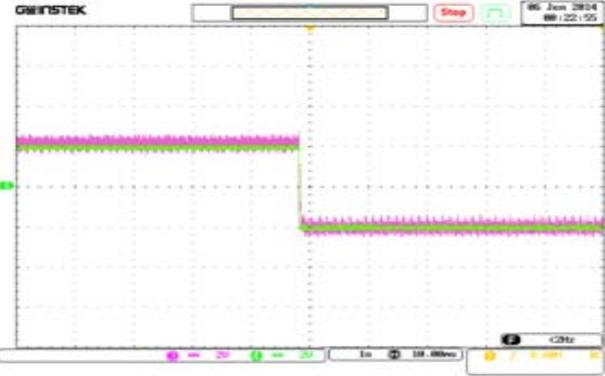


Figure IV-8: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.

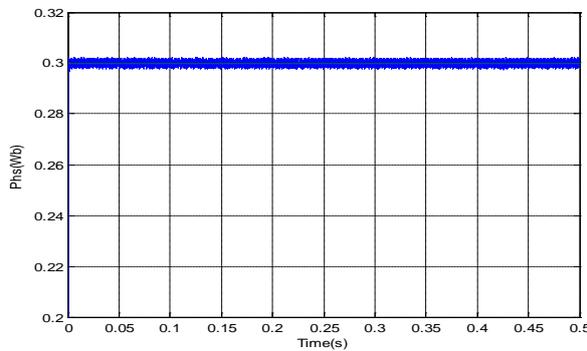


Figure IV-9: Module du vecteur flux (Wb).

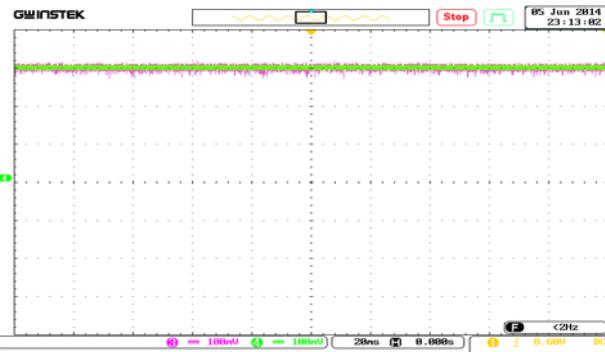


Figure IV-10: Module du vecteur flux (Wb) scale: Ch2,Ch4(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div.

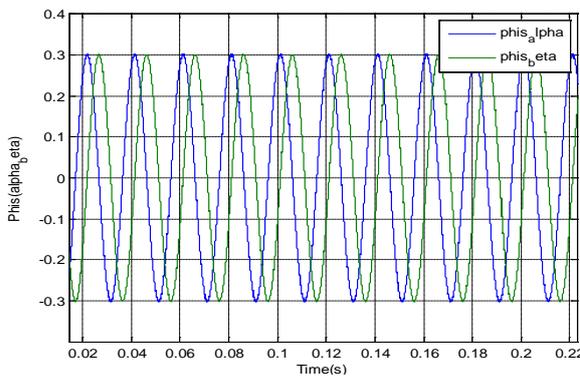


Figure IV-11: les deux composantes de flux  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{s\beta}$  (Wb).

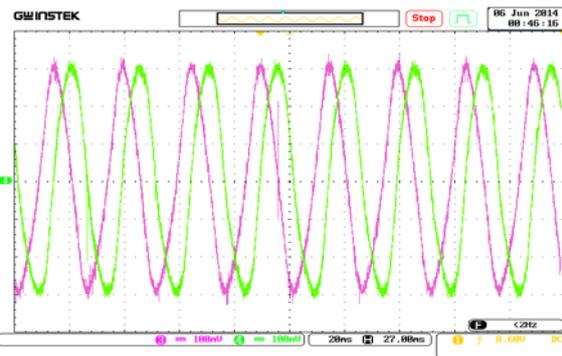


Figure IV-12: les deux composantes de flux  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{s\beta}$  scale: Ch1,Ch2 (0.2Wb/div). Time scale: 20ms/div.

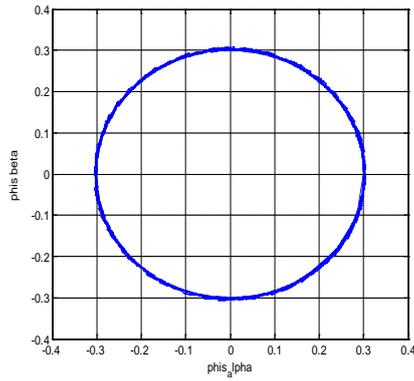


Figure IV-13: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha, \phi_\beta$ ) (Wb).

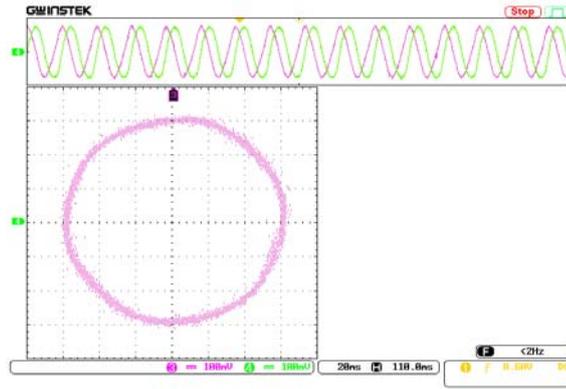


Figure IV-14: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha, \phi_\beta$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div.

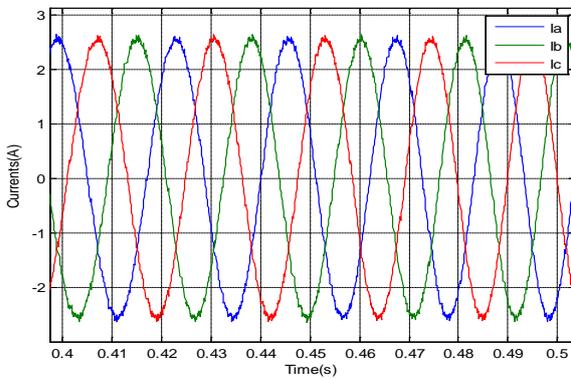


Figure IV-15: les Courants statoriques (A)

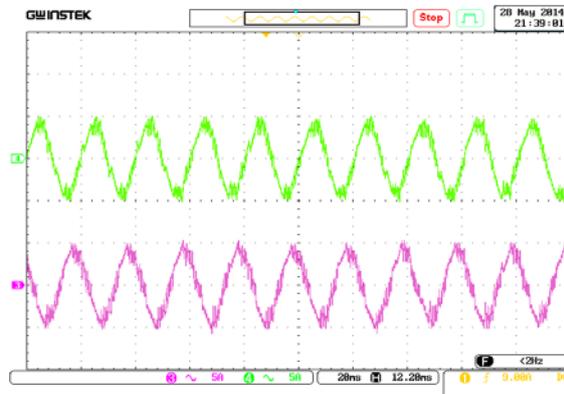


Figure IV-16: Courants statorique de la phase a et b scale: Ch1, Ch2 (2A/div). Time scale: 20ms/div.

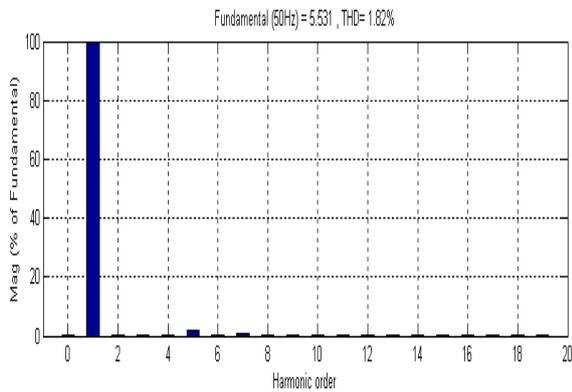


Figure IV-17: Spectre d'harmonique dans la phase a.

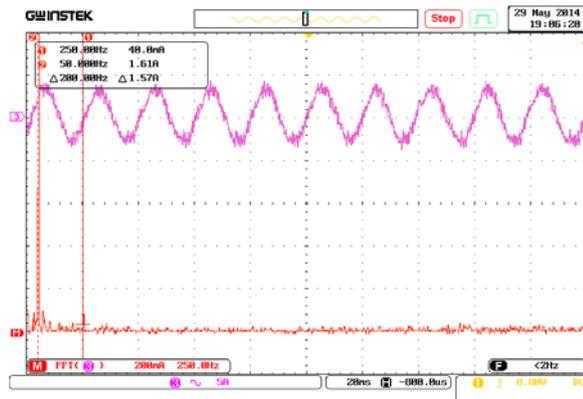


Figure IV-18: spectrum of the current for phase a. scale: Ch4(5A/div). Time scale: 20ms/div

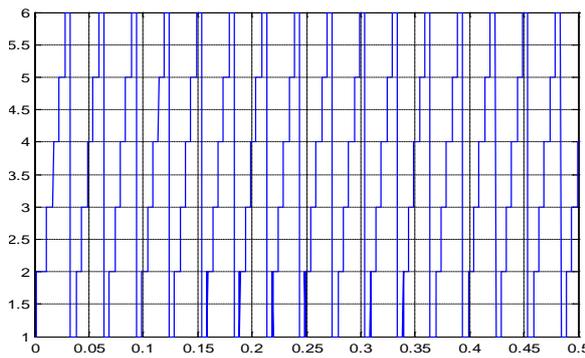


Figure IV-19: Secteur

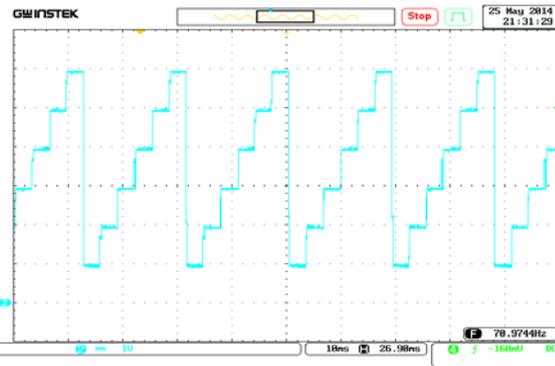


Figure IV-20: Secteur scale: Ch2 (1sector/div). Time scale: 20ms/div.

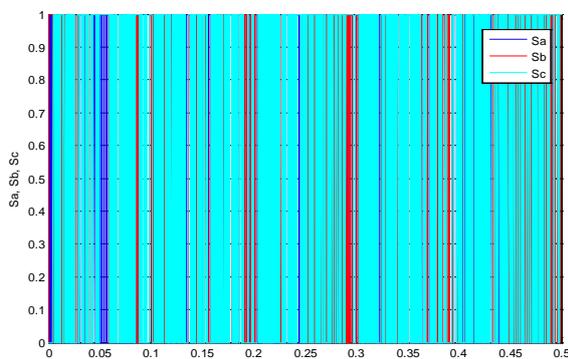


Figure IV-21: Commutation de l' interrupteur

(A)

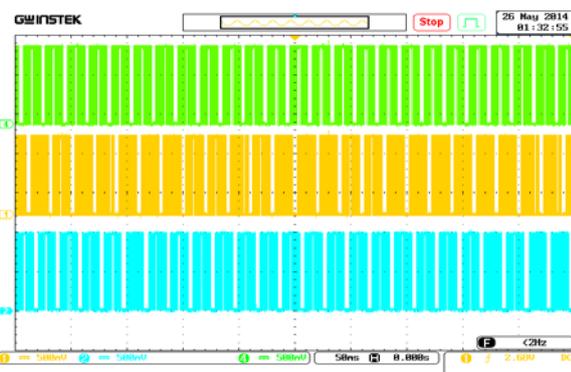


Figure IV-22: Commutation de l' interrupteur Sa,Sb,Sc scale: Ch1,Ch2,Ch4 (0.5 /div). Time scale: 50ms/div .

(B)

Figures (IV.7-IV.22): Résultats de simulation (A) et expérimentaux (B) de la commande DTC-Neurone de la MSAP.

Les figures (IV.7-IV.8) montrent qu'une réponse très rapide du couple avec une réduction importante des ondulations (chattering), en comparant avec les résultats obtenus précédemment (DTC classique, DTC modifiée, DTC 12-secteurs, DTC-SVM et la DTC basée sur la linéarisation).

Le flux statorique présente aussi une réponse excellente en régime transitoire qu'en permanent voir les figures (IV.9-IV.10). Les résultats de simulation et pratique, montrent une minimisation importante des ondulations du flux ; qui se stabilise autour de sa valeur de référence avec une erreur statique presque nulle. Cette réduction importante des ondulations est traduite par la trajectoire circulaire du flux (voir figures IV.13 et IV.14). Par conséquent la forme du courant statorique à une forme sinusoïdale avec moins d'ondulation ce qui est montré sur les figures (IV.15-IV.16), avec une valeur de THD=1,87% figures (IV.17-IV.18).

Cette technique nous donne une fréquence de commutation moyenne, autour de 3kHz, calculé à partir des figures (IV.21-IV.22).

À partir de ces résultats, on constate que la performance du système, contrôlé par un contrôleur neuronal, est insatisfaisante, malgré l'adaptation en ligne du réseau de neurones. Ce phénomène est dû au fait qu'il n'y a pas une règle générale pour choisir les paramètres du réseau de neurones (le taux d'apprentissage, le nombre de neurones en couche cachée), ainsi que les valeurs de pondération dans la fonction de coût. Il est généralement difficile de faire ce choix, seulement à partir de la méthode par essai et erreur.

## IV-3- Logique Floue

### IV.3.1 Introduction

Au début des années 30, le logicien polonais Jan Lukasiewicz a développé le système logique avec trois valeurs puis l'a étendu à tous les nombres rationnels entre 0 et 1. Il a défini la logique floue comme une logique qui utilise la fonction générale de vérité qui peut prendre toutes les valeurs entre 0 (faux) et 1 (vrai).

Dans les années 30, Max Black a appliqué la logique floue aux ensembles d'éléments ou de symboles. Il a appelé imprécision l'incertitude de ces ensembles. Il a dessiné la première fonction d'appartenance d'un ensemble floue [159].

En 1965 Lotfi Zadeh a publié l'article "fuzzy sets" dans lequel il a développé la théorie des ensembles flous et introduit le terme fuzzy dans la littérature technique. C'est le début des tentatives de modélisation des systèmes par des relations floues. Les premières investigations de Zadeh étaient l'utilisation de la logique pour représenter une approche "système expert" au réglage automatique, où la règle de commande est remplacée par des règles floues [156],[159],[160].

Les premiers résultats en commande floue ont été publiés par Mamdani et Assilian en 1975. Ce qui a encouragé différentes activités en Angleterre, au Danemark et en France.

Après 1980, les recherches s'arrêtent en Europe mais les japonais les reprennent. Leur industrie a lancé de nombreux produits basés sur la logique floue, notamment des appareils électroménagers et du matériel audio-visuel.

### IV.3.2 Principe et définitions

#### IV.3.2.1 Principe

L'idée de base a pris naissance lorsqu'on a constaté la difficulté de programmer un automate en vue de la réalisation d'une tâche, cependant jugée simple à réaliser par un être humain. Le mode de raisonnement humain et le moyen de formaliser la connaissance humaine dans un langage accessible à une machine constituent, donc, les deux principaux sujets de réflexion qui ont mené à l'apparition de la logique floue [161] [162].

Le concept de logique floue vient de la constatation que la variable booléenne, qui ne peut prendre que deux valeurs (vraie ou fausse) est mal adaptée à la représentation de la plupart

des phénomènes courants. En effet, cette logique classique considère qu'une proposition est soit vraie soit fausse. En revanche, la logique floue distingue une infinité de valeurs de vérité (entre 0 et 1).

### IV.3.2.2 Définitions

#### ☛ Ensemble ordinaire et ensemble flou

Soit un ensemble  $X$  continu ou non, fini ou infini, tel que «  $x \in X$  » désigne un ensemble de  $X$ .  $A$  est un sous ensemble binaire ou ordinaire de  $X$  lorsque  $A \subset X$ . L'ensemble ordinaire  $A$  est défini par sa fonction caractéristique (ou fonction d'appartenance) telle que :

$$\begin{aligned} \mu_A(x) : X &\rightarrow [0,1] \\ \mu_A(x) : &\begin{cases} 1 & ; \text{ si } x \in A \\ 0 & ; \text{ sinon} \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{IV.7})$$

La notion d'ensemble flou permet des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire autorise un élément à appartenir plus au moins fortement à cette classe.

Soit un référentiel  $X$  dénombrable ou non et  $x$  un élément de  $X$ , alors un ensemble flou  $A$  de  $X$  est un ensemble de couples tel que :

$$A = \{ (x, \mu_A(x)) / x \in X \} \quad (\text{IV.8})$$

$\mu_A(x)$  est le degré d'appartenance de  $x$  à  $A$ .  $\mu_A(x)$  est attribué à  $u$  par la fonction d'appartenance de  $A$  qui prend ses valeurs dans un ensemble totalement ordonné  $M$ . L'ensemble d'appartenance est pris généralement égal à l'intervalle  $[0,1]$ . La fonction d'appartenance d'un ensemble flou  $A$  est définie par

$$\begin{aligned} \mu_A : X &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned} \quad (\text{IV.9})$$

#### ☛ Différentes formes de fonction d'appartenance

Nous avons vu que chaque ensemble flou peut être représenté par sa fonction, d'appartenance. Si l'ensemble de référence est discret, les fonctions d'appartenance sont des valeurs discrètes de l'intervalle  $[0, 1]$ . Si l'univers du discours est un ensemble continu, nous pouvons représenter ces valeurs analytiquement comme fonction d'appartenance. Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes :

- Monotones (croissantes ou décroissantes), comme montré sur la figure (IV.23a) et (IV.23b).
- Triangulaires : figure (IV.23.c).
- Trapézoïdales : figure (IV.23.d).

- En forme de cloche (Gaussiennes). Comme montré sur la figure (IV.23.e).

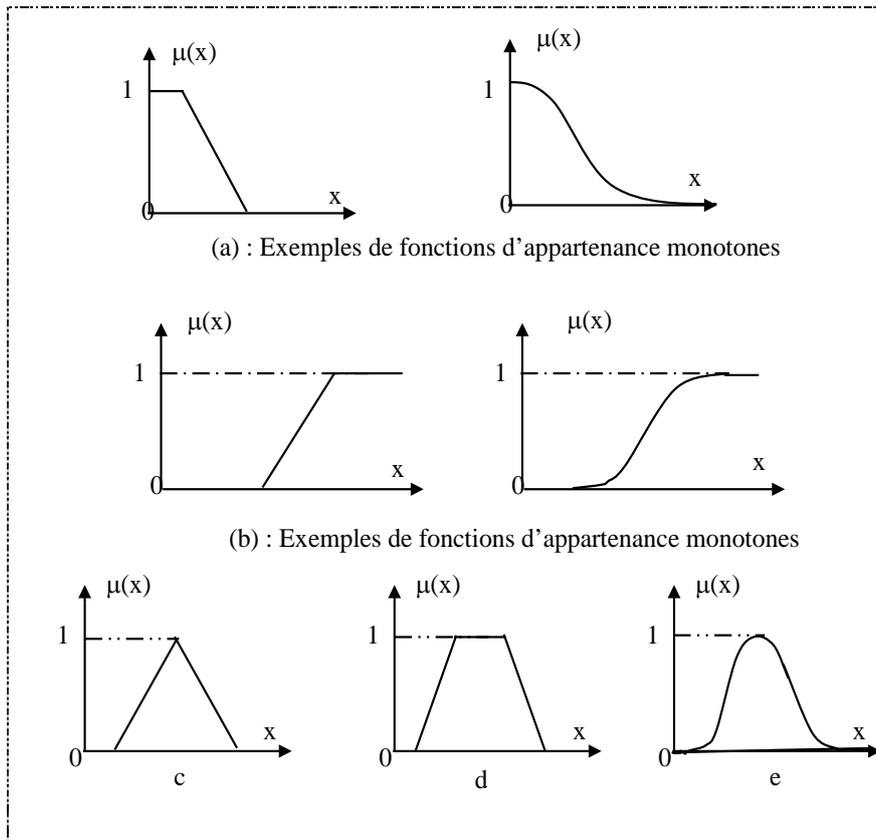


Figure IV-23: les fonctions d'appartenances usuelles.

### IV.3. 3 Régulateur Flou

#### IV.3. 3.1 Principe

La commande floue est certainement le domaine d'application de la logique floue le plus utilisé. Son but est, comme en automatique classique de gérer un processus selon une consigne désirée, par action sur des grandeurs physiques. Sa particularité est de reproduire le comportement d'un opérateur humain, plutôt que de réaliser un modèle mathématique du système [163].

#### IV.3. 3.2 Constitution du contrôleur flou

Le contrôleur flou est composé [160]:

- D'une base des règles, qui contient les règles décrivant la conduite de l'expert ;
- D'une logique de prise de décision
- D'une interface de FUZZIFICATION, laquelle permet de transformer les grandeurs mesurées d'entrée en des grandeurs floues ;

- D'une interface de DEFUZZIFICATION à la sortie, laquelle détermine une action précise à partir des descriptions floues des variables de sortie.

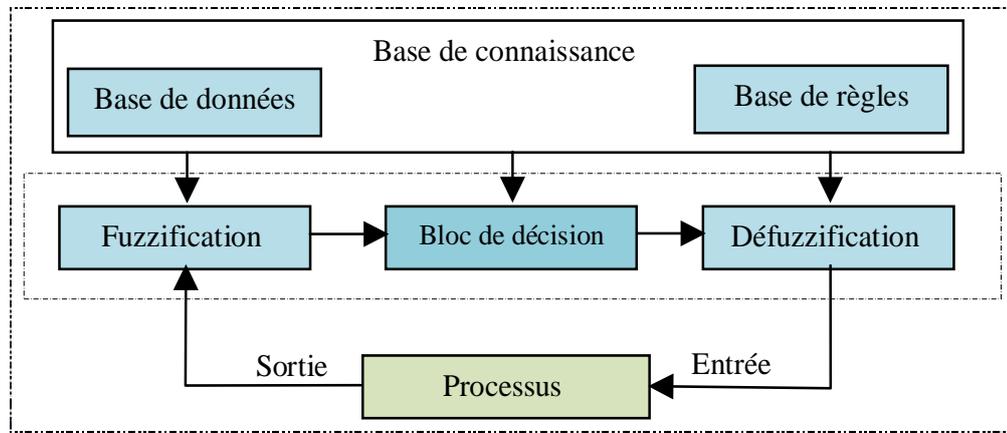


Figure IV-24: Structure d'un régulateur flou

#### ▪ Base des règles

Ces règles permettent de déterminer le signal de sortie du contrôleur en fonction des signaux d'entrée, elles sont exprimées sous la forme " SI-ALORS "[159].

Les règles floues représentent le cœur du régulateur, elles permettent d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux variables de commande du système.

Un type de règle peut-être par exemple :

Si  $x_1$  est "positif grand" et  $x_2$  est "zéro environ" alors  $u$  est "négatif grand".

Où  $x_1$  et  $x_2$  représentent deux variables d'entrée du régulateur telles que : l'écart de réglage, sa variation et  $u$  la commande. L'expérience dans l'élaboration de ces règles joue un rôle important.

Une représentation graphique de l'ensemble des règles, appelée matrice d'inférence ou table des règles, permet de synthétiser le cœur de régulateur flou.

#### ▪ Logique de prise de décision (INFERENCE FLOUE)

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence en logique floue. Pour le réglage par logique floue, il est utilisé en général une des méthodes suivantes :

- METHODE D'INFERENCE MAX-MIN (METHODE DE MAMDANI) : La méthode d'inférence min-max, utilise l'opérateur «ET» par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par «ALORS», qui est réalisé par la

formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » lie les différentes règles, réalisé par la formation du maximum.

- METHODE D'INFERENCE MAX-PRODUIT (METHODE DE LARSEN) : La méthode d'inférence max-produit, réalise l'opérateur « ET » par la formulation du produit. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.
- METHODE DE SUGENO : L'opérateur « ET » est réalisé par la formulation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale.

#### ▪ Interface de fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. L'étape de fuzzification permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée.

Le choix du nombre des ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, du recouvrement des ces fonctions et de leur répartition sur l'univers de discours n'est pas évident. Il y a cependant des facteurs qui sont plus importants que d'autres [147].

Les grandeurs physiques d'entrée  $X$  sont réduites à des grandeurs normalisées  $x$  dans une plage de variation, souvent  $[-1 \ 1]$ , appelé univers de discours, qui peut être soit discret, soit continu. Bien souvent, cet univers de discours est borné, en appliquant une limitation sur la valeur numérique de  $|x| \leq 1$ , pour pallier le problème des grandes variations de  $X$ . Les gains de normalisation caractérisent des facteurs d'échelles d'entrée  $x$  et  $X$ .

Dans le cas d'un univers de discours continu, le nombre de valeur linguistique (négative petite, négative moyenne, positive grande,.....), représenté par des fonctions d'appartenance, pour une variable  $x_1$  peut varier (par exemple trois, cinq ou sept). Un exemple de fuzzification continue est illustré (figure (IV.25)) pour une seule variable de  $x$ , avec les fonctions d'appartenance triangulaire ; les valeurs linguistique correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que :

- NG: Négative Grande.
- NM: Négative Moyenne.
- NP: Négative Petite.
- ZE: Zéro Environ.
- PP: Positive Petite.
- PM: Positive Moyenne.
- PG: Positive Grande.

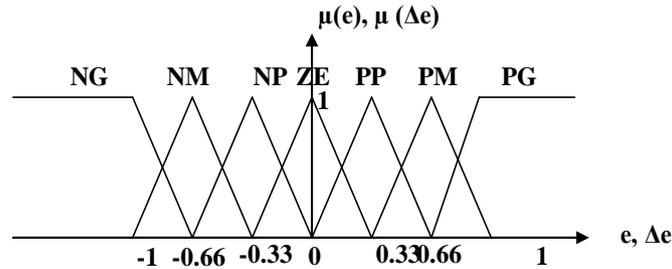


Figure IV-25: Fonctions d'appartenances des variables.

#### ▪ Interface de defuzzification

Par cette étape se fait le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Différentes méthodes sont utilisées [159] :

- Méthode du maximum.
- Méthode de moyenne des maxima.
- Méthode de centre de gravité.
- Méthode des hauteurs pondérées.

#### ▪ Méthode par valeur maximum

Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance.

#### ▪ Méthode du centre de gravité

C'est la méthode de defuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur.

$$x = \frac{\int x \cdot \mu_R(x) dx}{\int \mu_R(x) dx} \quad (\text{IV.10})$$

Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de defuzzification devient long et coûteux en temps de calcul.

#### ▪ Méthode des hauteurs pondérées

Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas.

$$x = \frac{\sum_{i=1}^n x_i \cdot \mu_{R_i}(x)}{\sum \mu_{R_i}(x)} \quad (\text{IV.11})$$

Cette méthode est surtout utilisée quand les fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont des barres (rectangles de largeurs étroites). Où  $\mu_{R_i}$  est le degré de confiance ou d'activation de la règle  $R_i$  et  $x$  est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle  $R_i$ .

### IV. 3.4 La commande DTC associée à des régulateurs flous

#### IV.3.4.1 Régulateur de type MAMDANI

MAMDANI a présenté pour la première fois, la technique de réglage par la logique floue et il a conçu le premier contrôleur flou. Ce contrôleur est construit autour d'un organe de décision manipulant des règles subjectives et imprécises. Pour les experts qui connaissent bien le système, l'obtention de ces règles est assai facile. MACVICAR ET WHELAN ont fait une analyse sur les bases des règles de MAMDANI et ont proposé une matrice des règles qui possède deux entrées, l'erreur et sa variation, en se basant sur les deux principes suivants [163] [164].

- Si la sortie à régler est égale à la valeur désirée et la variation de l'erreur est nulle, la commande sera maintenue constante.
- Si la sortie à régler diverge de la valeur désirée, l'action sera dépendante du signe et de la valeur de l'erreur et de sa variation.

La structure du régulateur flou proposé par MAMDANI pour un système simple a une seule entrée et une seule sortie (figure IV.26).

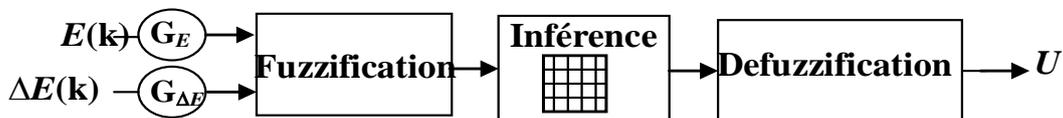


Figure IV-26: Synoptique d'un régulateur flou selon MAMDANI.

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle ou de normalisation" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. L'erreur  $E$  et la variation de l'erreur  $\Delta E$  sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} X_E = G_E \cdot E \\ X_{\Delta E} = G_{\Delta E} \cdot \Delta E \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

#### IV.3.4.2 Régulateur de flux à trois ensembles

- **Fuzzification**

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. Dans ce régulateur, l'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée, et de la variable de sortie est divisé en trois classes, comme c'est montré à la figure IV.27.

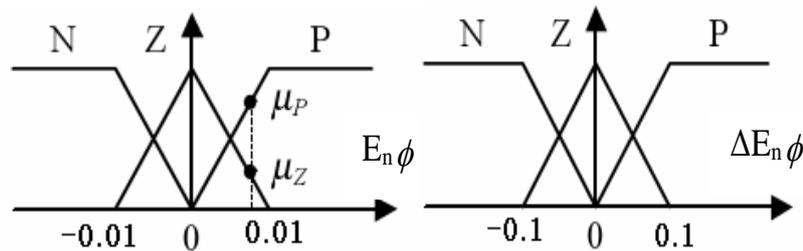


Figure IV-27: Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée.

Les classes sont nommées : N pour Négative, Z pour Zéro ou nulle, et P pour Positif. Les intervalles de variation n'ont pas les mêmes dimensions pour les deux variables d'entrées.

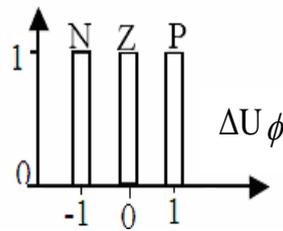


Figure IV-28: La fonction d'appartenance pour la variable de sortie.

Les règles floues permettent de déterminer le signal de sortie du régulateur en fonction des signaux d'entrée. Elles relient le signal de sortie aux signaux d'entrée par des conditions linguistiques prenant en compte l'expérience ou le savoir-faire prisé par un opérateur humain [146],[165],[166].

- **La table des règles**

Dans cette table nous citons les règles floues provenant de la connaissance du processus par les experts. Dans notre cas pour le contrôle du flux par exemple :

{Si { { Si  $E_{n\phi}$  est P, et  $\Delta E_{n\phi}$  est P alors  $\Delta U_\phi$  est P } }, à partir de la formulation (III.15)

{ Si  $\Delta\phi_s > \varepsilon_\phi$  alors  $Cflx = 1$  }. De même pour les autres règles on peut donc remplir la table des règles suivantes (Tableau (IV.1)) :

$E_{n\phi} \backslash \Delta E_{n\phi}$	N	Z	P
N	N	N	Z
Z	N	Z	P
P	Z	P	P

Tableau (IV.1) : Table des règles pour le contrôleur du flux

### IV.3.4.3 Régulateur de couple à cinq ensembles

- **Fuzzification**

Les ensembles flous des variables d'entrée, de sortie et leurs fonctions d'appartenance sont présentés comme suit :

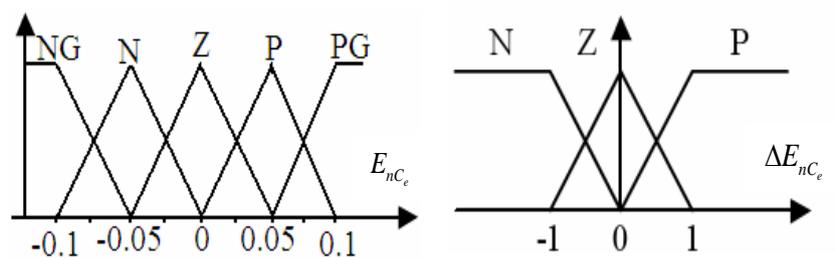


Figure IV-29: Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée.

Les classes sont nommées : N pour Négative, Z pour Zéro ou nulle, P pour Positif, PG pour positif grand, et NG pour négatif grand.

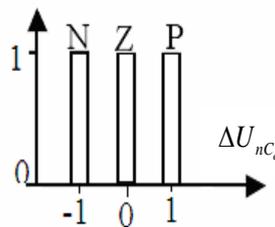


Figure IV-30: La fonction d'appartenance pour la variable de sortie.

- **La table des règles**

On fait la même chose pour les autres règles, on obtient la table suivante:

$\Delta E_{nC_e}$ / $E_{nC_e}$	NG	N	Z	P	PG
N	N	N	Z	Z	Z
Z	N	Z	Z	Z	P
P	Z	Z	Z	P	P

Tableau (IV.2) : Table des règles pour le contrôleur du couple.

• Defuzzification

Nous utilisons pour la defuzzification la méthode des hauteurs pondérées, cette méthode n'est rien d'autre qu'un cas particulier de la méthode du centre de gravité. Dans ce cas, nous choisissons des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des barres, et nous aboutissons à une simplification de la détermination de l'abscisse du centre de gravité. On utilise cette méthode pour les deux régulateurs du flux et du couple.

IV.3.5 Schéma global de la commande DTC associée aux régulateurs flous

Les régulateurs sont du même type (régulateur de type MAMDANI à trois et à cinq classes), et possèdent les mêmes types de fonction d'appartenance triangle et trapèze pour les variables d'entrées, et trapèze ou rectangles de largeurs étroites pour les variables de sorties.

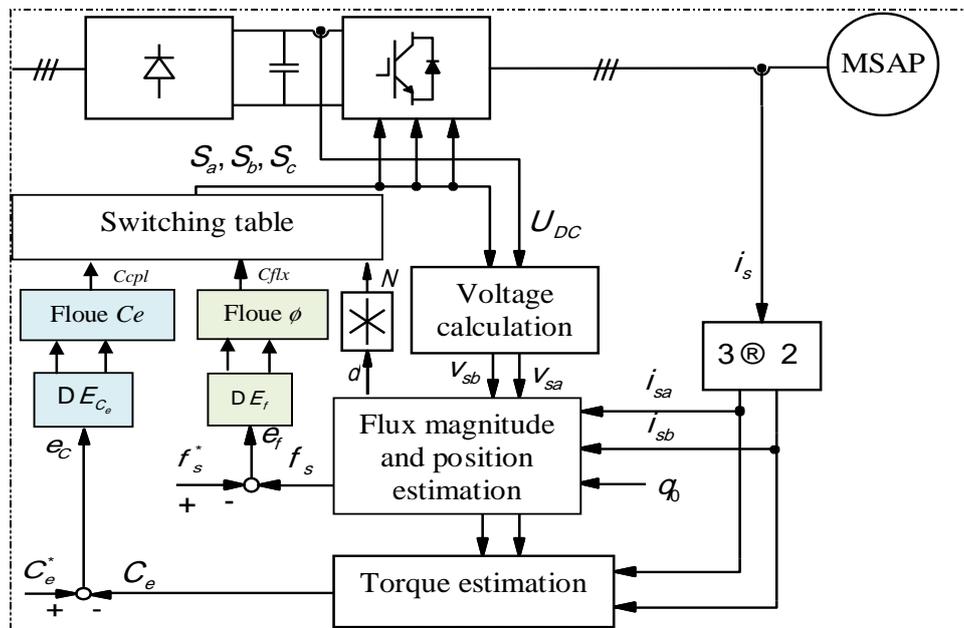


Figure IV-31: Structure de la DTC avec régulateurs flous.

### IV.3.6 Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC- Flou

Nous présenterons, dans cette partie, les résultats de simulation et expérimentaux des essais effectués sur la plateforme expérimentale. Les figures (IV.32 a IV.47) (A : simulation et B : expérimental) présentent respectivement, les résultats de simulation et expérimentaux obtenus de la commande DTC-Flou. La machine est entraînée à une vitesse de 1500 tr/min. le temps d'échantillonnage est fixé à  $T_e = 10^{-4}$  sec, en utilisant la méthode d'Euler. La tension du bus continu est  $V_{DC} = 80V$ ,  $\phi_s^* = 0.3 \text{ wb}$  et  $C_e^* = 2 \text{ Nm}$ .

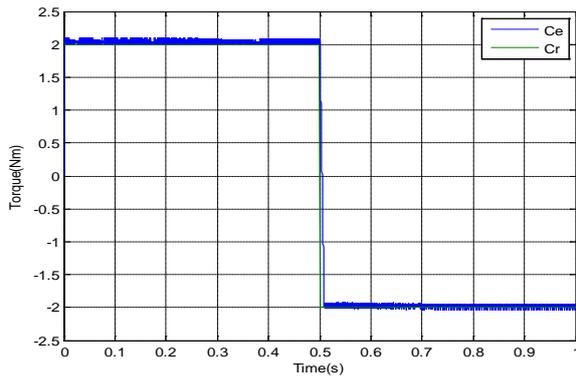


Figure IV-32: Couple électromagnétique (Nm)

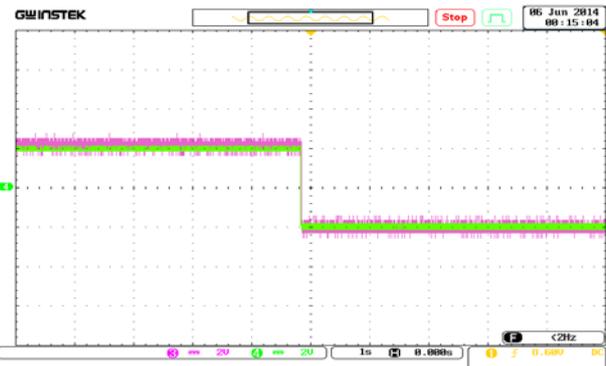


Figure IV-33: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.

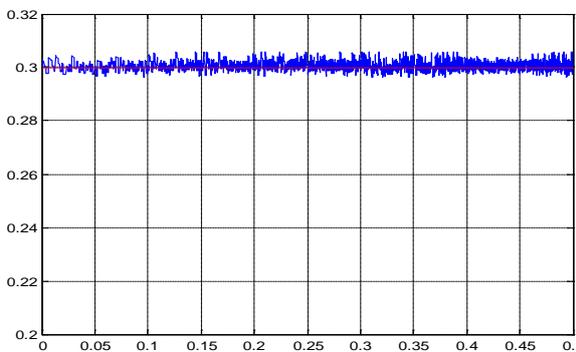


Figure IV-34: Module du vecteur flux (Wb).

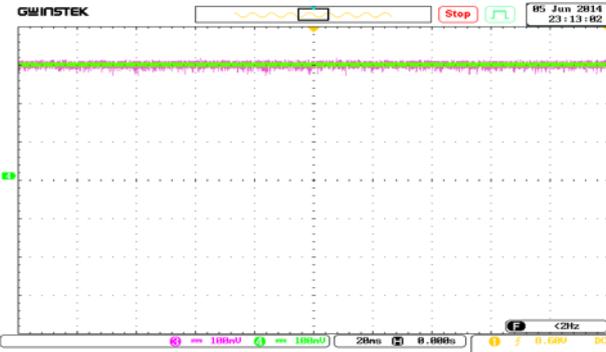


Figure IV-35: Module du vecteur flux (Wb) scale Ch2,Ch4(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div.

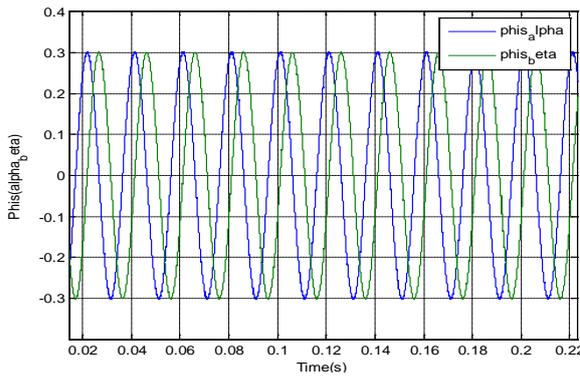


Figure IV-36: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  (Wb).

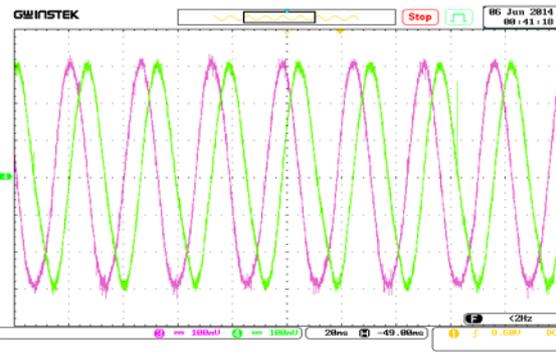


Figure IV-37: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  scale: Ch1,Ch2 (0.2Wb/div). Time scale: 20ms/div.

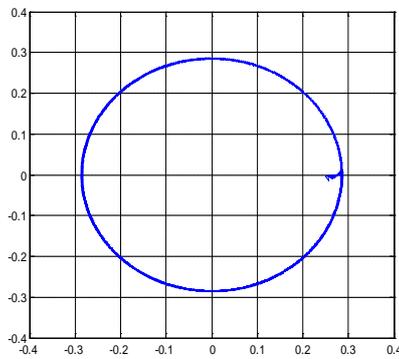


Figure IV-38: Evolution du flux statorique ( $\phi_{s\alpha}$ ,  $\phi_{s\beta}$ ) (Wb).

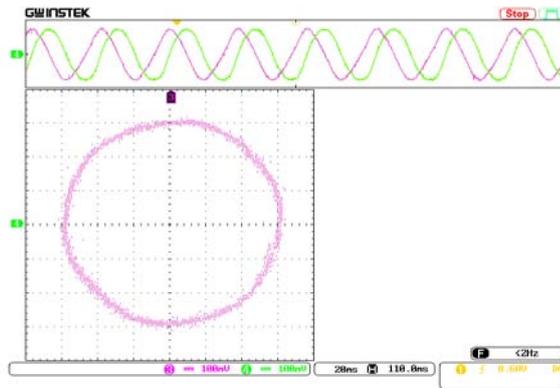


Figure IV-39: Evolution du flux statorique ( $\phi_{s\alpha}$ ,  $\phi_{s\beta}$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div.

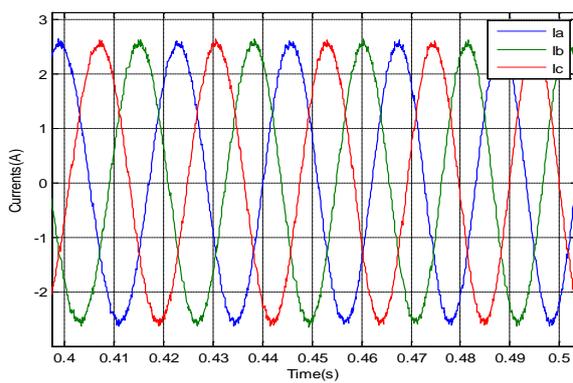


Figure IV-40: les Courants statoriques (A)

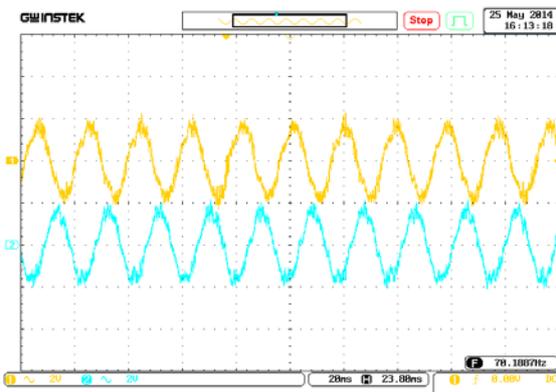


Figure IV-41: Courants statorique de la phase a et b scale: Ch1, Ch2 (2A/div). Time scale: 20ms/div.

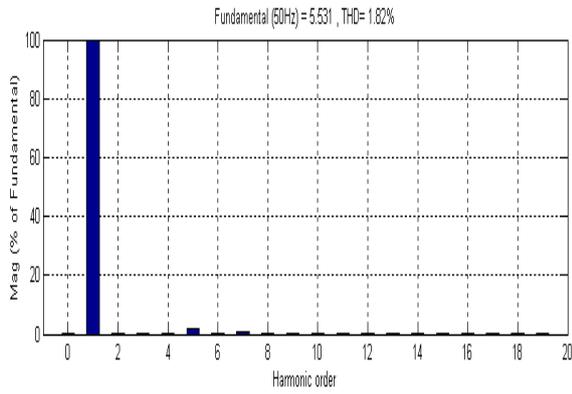


Figure IV-42: Spectre d'harmonique dans la phase a.

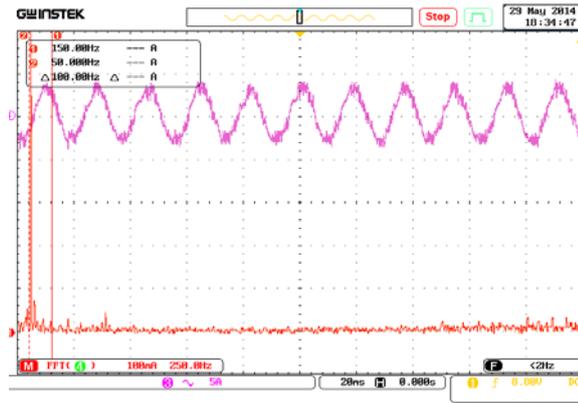


Figure IV-43: spectrum of the current for phase a. scale: Ch4(5A/div). Time scale: 20ms/div

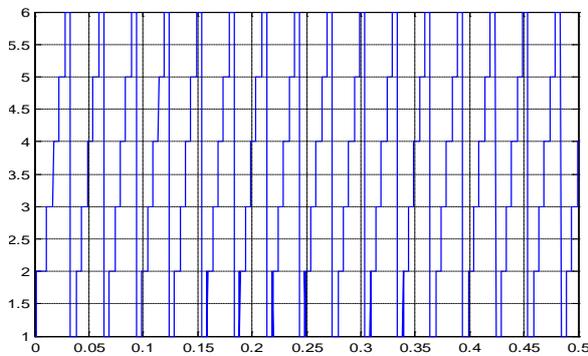


Figure IV-44: Secteur

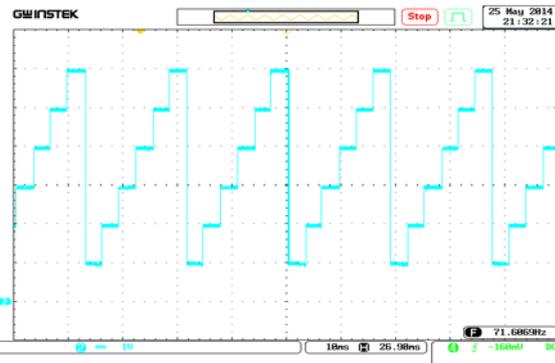


Figure IV-45: Secteur scale: Ch2 (1sector/div). Time scale: 20ms/div.

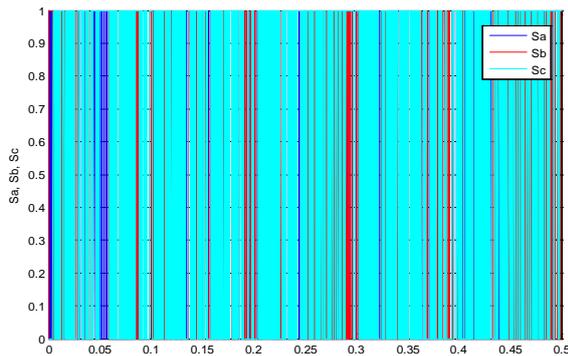


Figure IV-46: Commutation de l' interrupteur

(A)

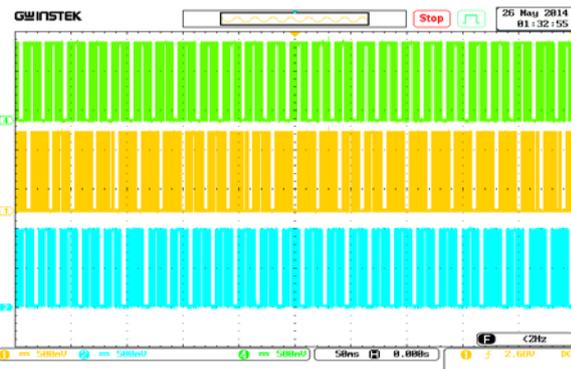


Figure IV-47: Commutation de l' interrupteur Sa,Sb,Sc scale: Ch1,Ch2,Ch4 (0.5/div). Time scale: 50ms/div .

(B)

Figures (IV.32-IV.47): Résultats de simulation (A) et expérimentaux (B) de la commande DTC-flou de la MSAP .

Les résultats de simulation et expérimental montrent des meilleures performances, soit du point de vue dynamique, soit du point de vue réduction des ondulations du couple et du flux. Les figures IV.32 et IV.33 montrent une dynamique rapide du couple avec un régime transitoire très court sans aucune ondulation.

Le flux statorique présente une très bonne réponse soit en simulation (figure IV.34), soit en pratique (figure IV.35).

Les figures (IV.38-IV.39), montrent un régime transitoire rapide du module flux statotique. La réponse du flux dans le plan de phase est pratiquement circulaire. Cette amélioration des performances est traduite par une importante atténuation des ondulations du courant statorique (figures IV.40 et IV.41). Le THD dans ce cas est de l'ordre de 1,82 % pour la simulation (figures IV.42-IV.43).

D'après les figures IV.46 et IV.47, on peut déduire que la fréquence de commutation est constante et autour de 4kHz. Par conte, pour la DTC-neurone est obtenue autour de 3 kHz. A part la fréquence de commutation, les performances de la DTC-flou sont comparables aux performances de la DTC-neurone.

## IV.4. Commande PSO-Neurone directe du couple

### IV.4.1 Introduction

L'optimisation par essais particuliers est une méta-heuristique d'optimisation, proposée par Russel Eberhart et James Kennedy en 1995 [Eberhart et Kennedy, 1995], [Kennedy et Eberhart, 1995]. Cette méta-heuristique s'appuie notamment sur un modèle développé par le biologiste Craig Reynolds à la fin des années 1980, permettant de simuler le déplacement d'un groupe d'oiseaux.



Figure IV-48: Groupe d'oiseaux

Le PSO partage beaucoup de similitudes avec des techniques évolutionnaires de calcul telles que les Algorithmes Génétiques (AGs) [167]. Le PSO est initialisée avec une population des solutions aléatoires et recherche des optimums en mettant à jour des générations. Cependant, à la différence des AGs, le PSO n'a aucun opérateur d'évolution tel que le

croisement et la mutation. Au PSO, les solutions potentielles, appelées les particules, volent par l'espace de problème en suivant les particules optimums courantes [168].

Depuis son apparition, le PSO a gagné la popularité croissante parmi des chercheurs et des praticiens comme une technique robuste et efficace pour résoudre des problèmes d'optimisation difficiles. Dans le PSO, les particules individuelles d'un essaim représentent des solutions potentielles, qui se déplacent par le problème, fouillent dans l'espace cherchant un optimal, ou assez bon, la solution. La vitesse de chaque particule est ajustée en additionnant avec pondération sa vitesse à l'instant précédente; la différence entre la position précédente et sa meilleure position puis la différence entre la position précédente et la meilleure position globale. Quant à la position elle est mise à jours simplement par l'addition de la vitesse actuelle et la position à l'instant précédente [169].

Le PSO obtient de meilleurs résultats d'une manière plus rapide, comparé à d'autres méthodes. Une autre raison pour laquelle le PSO est attrayant c'est qu'il y a peu de paramètres à ajuster [170].

#### IV.4.2 Principe de l'Algorithme PSO

On dispose une fonction objective à optimiser dans un sens ou dans l'autre. Un essaim est un ensemble de particules positionnées dans l'espace de recherche de la fonction objective. Le principe de l'algorithme consiste à déplacer ces particules dans l'espace de recherche afin de trouver la solution optimale [171].

Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire. Ensuite, à chaque pas de temps :

- Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, c'est-à-dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser).
- Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères de son voisinage et d'obtenir de chacune entre elles sa propre meilleure performance.
- A chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures performances dont elle à connaissance modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence.

A partir des quelques informations dont elle dispose, une particule doit décider de son prochain mouvement, c'est-à-dire décider de sa nouvelle vitesse. Pour ce faire, elle combine trois informations :

- Sa vitesse actuelle.
- Sa meilleure position actuelle.
- La meilleure performance (vitesse et position) de ses voisines.

Le hasard joue un rôle, grâce à une modification aléatoire limitée des coefficients de confiance, ce qui favorise l'exploration de l'espace de recherche. Naturellement, pour pouvoir être programmé, tout ceci est formalisé dans des équations de mouvement. Un point intéressant est que, contrairement à bien d'autres heuristiques qui restent purement expérimentales, il existe une analyse mathématique précisant les conditions de convergence et le choix des paramètres [172].

#### IV.4.2.1 Formulation Mathématique de l'Algorithme PSO

Dans un espace de recherche de dimension  $D$ , la particule  $i$  de l'essaim est modélisée par son vecteur position  $\vec{X}_i = (x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}, \dots, x_{iD})$  et par son vecteur vitesse  $\vec{V}_i = (v_{i1}, v_{i2}, v_{i3}, \dots, v_{iD})$ . Cette particule garde en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, que l'on note  $\vec{P}_{ibest} = (p_{i1best}, p_{i2best}, p_{i3best}, \dots, p_{iDbest})$ . La meilleure position atteinte par toutes les particules de l'essaim est notée  $\vec{G}_{best} = (g_{1best}, g_{2best}, g_{3best}, \dots, g_{Dbest})$ .

Au temps  $t$ , le vecteur vitesse est calculé à partir de l'équation IV.13, [173].

$$v_{ij}(t) = w \cdot v_{ij}(t-1) + c_1 \cdot r_1 \cdot (p_{ijbest}(t-1) - x_{ij}(t-1)) + c_2 \cdot r_2 \cdot (g_{jbest} - x_{ij}(t-1)), j \in \{1, \dots, D\} \quad (IV.13)$$

La position au temps  $t$  de la particule  $i$  est alors définie par l'équation IV.14 :

$$x_{ij}(t) = x_{ij}(t-1) + v_{ij}(t), j \in \{1, \dots, D\} \quad (IV.14)$$

Où [173]:

- $w$  est en général une constante appelée, coefficient d'inertie,  $c_1$  et  $c_2$  sont deux constantes appelées coefficients d'accélération,  $r_1$  et  $r_2$  sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans  $[0,1]$  à chaque itération et pour chaque dimension.
- $w \cdot v_{ij}(t-1)$  correspond à la composante physique du déplacement. Le paramètre  $w$  contrôle l'influence de la direction de déplacement sur le déplacement futur. Il est à noter que, dans certaines applications, le paramètre  $w$  peut être variable.
- $c_1 \cdot r_1 \cdot (p_{ijbest} - x_{ij}(t-1))$  correspond à la composante cognitif du déplacement où  $c_1$  contrôle le comportement cognitif de la particule.
- $c_2 \cdot r_2 \cdot (g_{jbest} - x_{ij}(t-1))$  correspond à la composante sociale du déplacement, où  $c_2$  contrôle l'aptitude sociale de la particule.

Le coefficient d'inertie est donné par [174]:

$$w = w_{\max} - \left( \frac{w_{\max} - w_{\min}}{k_{\max}} \right) * k \quad (IV.15)$$

Où  $k_{\max}$ ,  $k$  sont respectivement le nombre maximum des itérations et le nombre d'itération courante.  $w_{\min}$  et  $w_{\max}$  sont respectivement les coefficients minimum et maximum d'inertie.

Le coefficient d'inertie  $w$  joue un rôle important dans la procédure de recherche. Elle garantit un équilibre entre la recherche locale et la recherche globale, un bon choix de cette fonction augmente l'efficacité de la méthode pour avoir une solution globale. L'expérience a montré que la diminution linéaire de la valeur de  $w$  de 0.9 à 0.4 [175] au cours de la procédure de recherche donne des meilleurs résultats.

Dans un algorithme de PSO, les particules volent autour un espace multidimensionnel de recherche. Pendant le vol, chaque particule ajuste sa position selon sa propre expérience [176] ( $p_{ijbest}$ ), et selon l'expérience d'une particule voisine ( $g_{jbest}$ ), servie la meilleure position produite par elle-même et son voisin [174], (Figure IV.49).

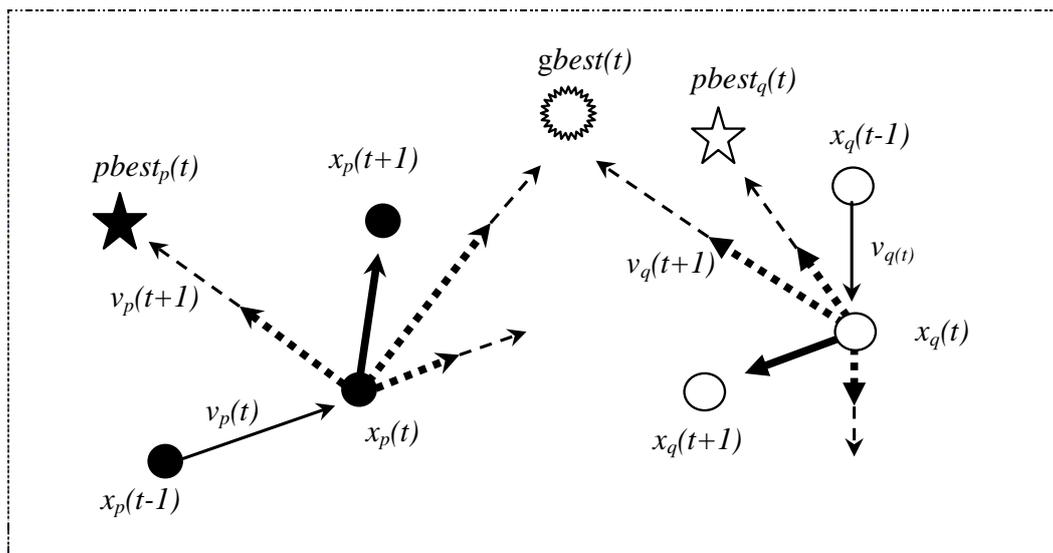


Figure IV-49: Schéma vectoriel du déplacement d'une particule.

A chaque itération de l'algorithme, chaque particule est déplacée suivant les équations (IV.13) et (IV.14). Une fois le déplacement des particules effectué, les nouvelles positions sont évaluées. Les  $P_{best}$  ainsi que  $G_{best}$  sont alors mises à jour.

Le critère d'arrêt peut être différent suivant le problème posé. Si l'optimum global est connu a priori, on peut définir une erreur acceptable " $\varepsilon$ " comme critère d'arrêt. Sinon, il est commun de fixer un nombre maximum d'évaluations de la fonction objectif ou un nombre maximum d'itérations comme critère d'arrêt. Cependant, au regard du problème posé et des

exigences de l'utilisateur, d'autres critères d'arrêt peuvent être utilisés [173]. Cette procédure est résumée par l'organigramme général de la méthode PSO, [177]:

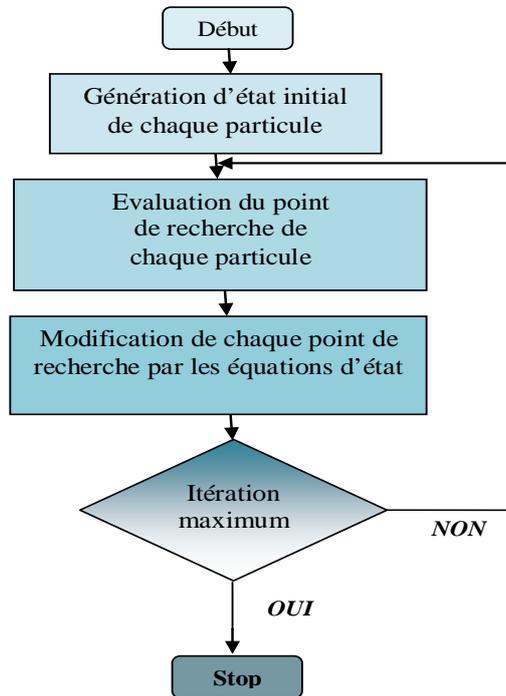


Figure IV-50: Organigramme général de la méthode PSO

#### IV.4.3 Optimisation des Gains du Régulateur PI par la Technique PSO

Le régulateur PI (Proportionnel, Intégral) est encore largement utilisé dans le milieu industriel malgré l'émergence d'autres méthodes de régulation. Ce régulateur linéaire est basé sur une structure très simple dont le fonctionnement ne dépend que de deux coefficients, qui sont les gains appliqués sur les signaux proportionnel ( $K_p$ ), intégral ( $K_i$ ). De nombreuses méthodes de réglage statique d'un PI ont été décrites dans la littérature, la plus connue étant certainement la méthode de Ziegler-Nichols [178]. Dans chacune de ces méthodes, les deux gains sont fixés en suivant une procédure de réglage qui garantit un fonctionnement optimal selon un ou plusieurs critères. Dans tous les cas, la fonction de transfert du régulateur PI reste linéaire. Plus récemment, des auteurs ont proposé des méthodes de réglage dynamique des coefficients d'un PI et ils montrent que les performances sont d'autant meilleures qu'on utilisant les méthodes classiques [178], telle que le correcteur flou.

Le régulateur PI est un système linéaire du premier ordre à une entrée et une sortie, dont sa fonction de transfert dans le domaine de Laplace est donnée par l'équation IV.16.

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (\text{IV.16})$$

Où :

$K_p$  : Constante de proportionnalité ou gain proportionnel,

$K_i$  : Constante d'intégration ou gain intégral.

Les indices couramment utilisés sont définis de la façon suivante [179], [180] :

- Avant de se stabiliser, la sortie du système passe par un régime transitoire oscillant de part et d'autre de la valeur finale. On définit le pourcentage de dépassement par :

$$d\% = \frac{y_{\max} - y(\infty)}{y_{\max}} \times 100\%$$

- L'erreur  $\varepsilon(t) = y(t) - u(t)$ ; où  $y(t)$ : signal de sortie,  $u(t)$ : signal d'entrée. L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur  $\varepsilon(t)$  (*IAE, Integration Absolute Error*) est défini par :

$$IAE = \int_0^T |\varepsilon(t)| \cdot dt \qquad IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| \cdot dt$$

- Cet indice exprime la surface générée par la différence entre la valeur de consigne et la valeur réelle. On utilise également l'intégrale de l'erreur quadratique (*ISE, Integrated of Squared Error*), définie par :

$$ISE = \int_0^T |\varepsilon^2(t)| \cdot dt \qquad ISE = \int_0^{\infty} e^2(t) \cdot dt$$

- Pour pénaliser les systèmes dont le régime transitoire dure trop longtemps, on utilise également l'intégrale du produit de l'erreur par le temps (*ITAE, Integral Time Absolute Error*), donnée par :

$$ITAE = \int_0^T t \cdot |\varepsilon(t)| \cdot dt \qquad ITAE = \int_0^{\infty} t \cdot |e(t)| \cdot dt$$

Pour notre étude nous avons choisi de minimiser l'erreur  $\varepsilon(t)$  entre la vitesse de référence et la vitesse réelle de la machine. Telle que :

$$\varepsilon(t) = \Omega_{ref} - \Omega$$

Le but de l'algorithme PSO est de réduire au minimum la fonction objective, pour cela l'équation (IV.17) est choisie comme une fonction objective qui est définie par :

$$sum(ITAE) \qquad (IV.17)$$

Où :

*sum* : est l'opération de l'addition (instruction utilisée par le logiciel Matlab).

L'algorithme PSO est utilisé pour déterminer les paramètres du régulateur PI ( $K_p$  et  $K_i$ ) (basé sur l'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse réelle de la machine) où toutes les particules dans cet algorithme sont décodées en deux dimensions pour  $K_p$  et  $K_i$ . La figure IV.51 présente le schéma bloc global d'implantation de l'algorithme PSO pour l'ajustement des gains  $K_p$  et  $K_i$  du régulateur PI associé à la commande DTC-Neurone de la MSAP.

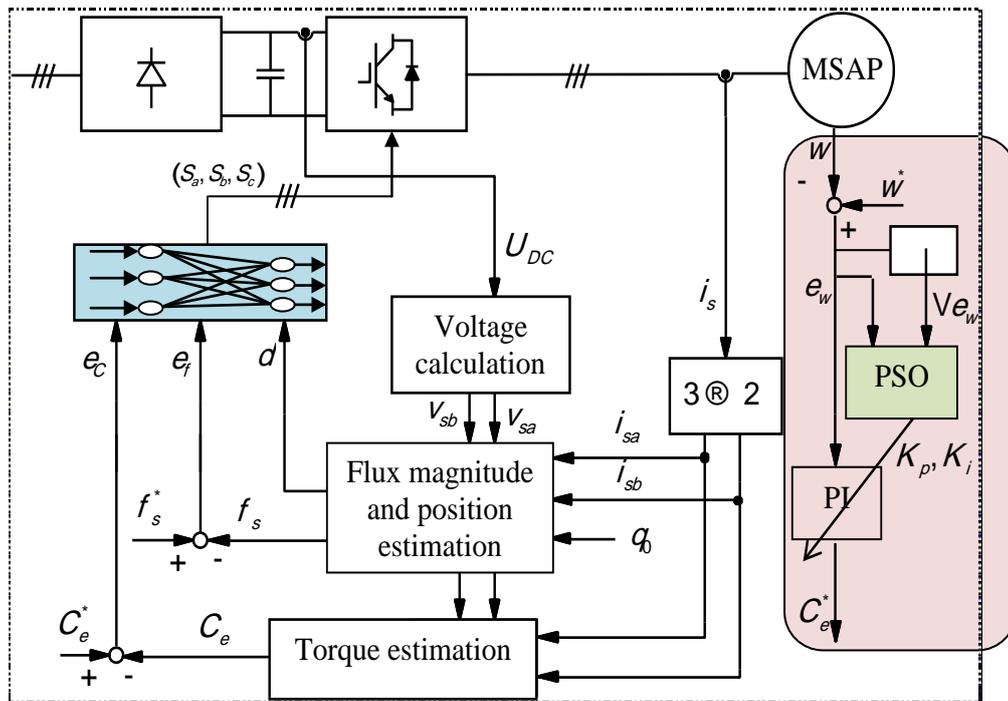


Figure IV-51: Schéma bloc global d'implantation de l'algorithme PSO pour l'ajustement des gains  $K_p$  et  $K_i$  du régulateur PI dans la commande DTC-Neurone.

Pour la mise en œuvre informatique de l'algorithme PSO, nous avons exploité les équations (IV.13) et (IV.14) pour le développement d'un programme sous le logiciel Matlab qu'on peut le schématiser sous l'organigramme présenté par la figure IV.52.

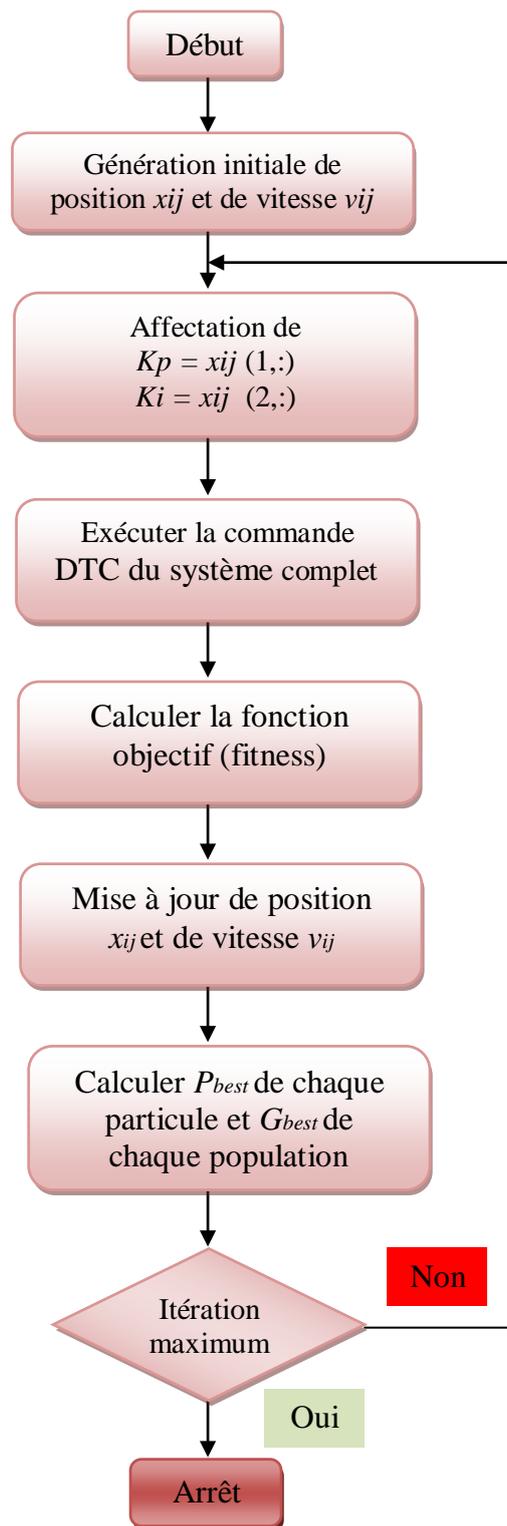


Figure IV-52: Organigramme de l'algorithme PSO pour l'ajustement des gains  $K_p$  et  $K_i$  du régulateur PI dans le système complet.

Le choix des paramètres de PSO était comme suit :

- ✓ L'augmentation de la taille d'essaim mène à compliquer le calcul avec prolongation dans le temps de calcul.
- ✓ Dans notre cas la taille d'essaim égale à 10 est un bon choix.
- ✓ Dans notre cas, le nombre d'itération maximum égale à 20 est satisfaisant pour obtenir de bons résultats comme montré dans la figure IV.53.
- ✓ les coefficients  $c_1 = c_2 = 2$ ,  $max\ w = 0.9$  et  $min\ w = 0.4$ .

La vitesse, la position actuelle et la valeur de la fonction objective de chaque particule optimale pendant la simulation sont présentées dans le tableau IV.3 [181].

<u>Iteration</u>	<u>Paramètres optimaux</u>	<u>La fonction objectif (fitness)</u>
<u>N°</u>		
<b>1</b>	Velocity(1,1)=====>Kp=Current_position(1,1)=0.698 Velocity(2,1)=====>Ki =Current_position(2,1)=0.701	0.1400
<b>7</b>	Velocity(1,1)=====>Kp=Current_position(1,1)=0.6000 Velocity(2,1)=====>Ki =Current_position(2,1)=0.6500	0.040
<b>16</b>	Velocity(1,1)=====>Kp=Current_position(1,1)=0.0300 Velocity(2,1)=====>Ki =Current_position(2,1)=0.5000	0.018
<b>20</b>	Velocity(1,1)=====>Kp=Current_position(1,1)=0.0100 Velocity(2,1)=====>Ki =Current_position(2,1)=0.6000	0.018

Tableau (IV.3) : La vitesse, la position actuelle et la valeur de la fonction objective de chaque particule optimale pendant la simulation.

Les variations de la fonction objective et les variations des gains optimaux  $K_i$  et  $K_p$  pendant la simulation sont présentées respectivement par les figures IV.53 et IV.54.

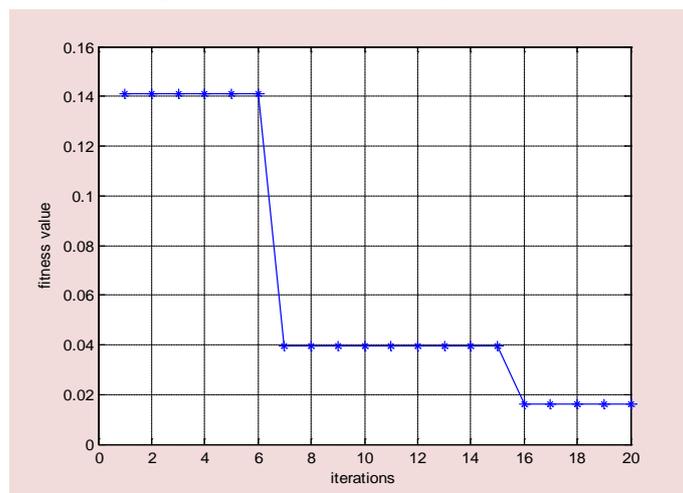
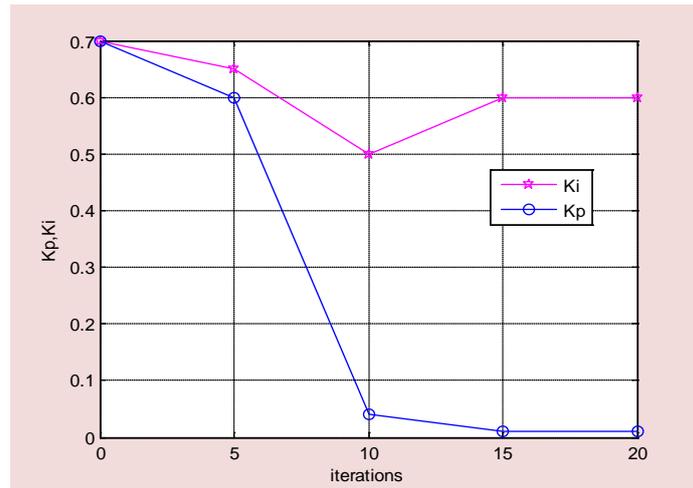


Figure IV-53: Les variations de la fonction objective.

Figure IV-54: Les variations des gains optimaux  $K_i$  et  $K_p$ 

#### IV.4.4 Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC-Neurone associée à un régulateur PI-PSO

Nous présenterons, dans cette partie les résultats de simulation performés sous Matlab/simulink et expérimentale effectués sur le banc d'essais. Les figures (IV.55 à IV.72) (A : simulation et B : expérimentale) présentent respectivement, les résultats de simulation et expérimentaux obtenus de la commande DTC-Neurone, dont la régulation de la vitesse est assurée par un régulateur PI, ajusté par l'algorithme PSO. La machine est entraînée à une vitesse de rotation de 1500 tr/min, avec un inversement du sens de rotation (-1500 tr/min à  $t = 0.5s$ ). Le temps d'échantillonnage est fixé à  $T_e = 10^{-4}$  sec, en utilisant la méthode d'Euler. La tension du bus continu est  $V_{DC} = 80V$ ,  $\phi_s^* = 0.3$  wb .

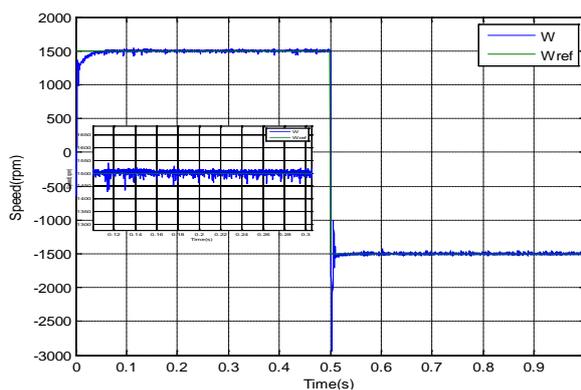


Figure IV-55: Vitesse mécanique de rotation (tr/min)

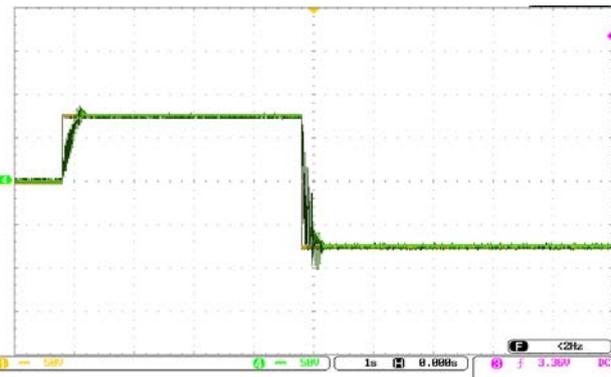


Figure IV-56: Vitesse mécanique Ch1, Ch4 (1000 (tr/min) / div). Time scale: 1s/div.

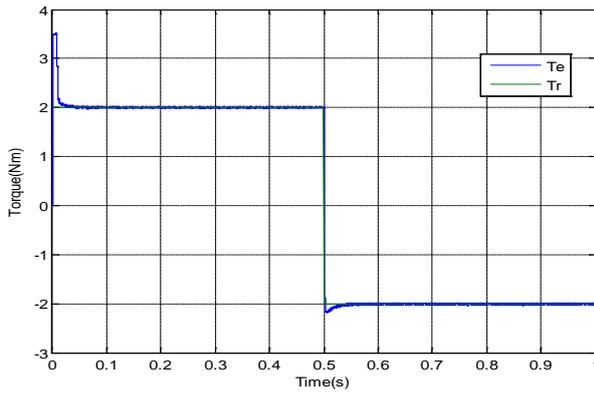


Figure IV-57: Couple électromagnétique (Nm)

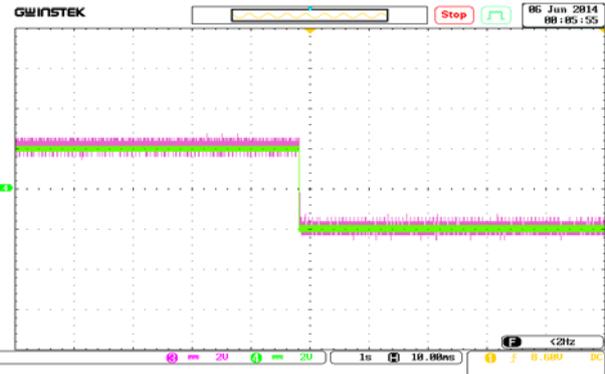


Figure IV-58: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.

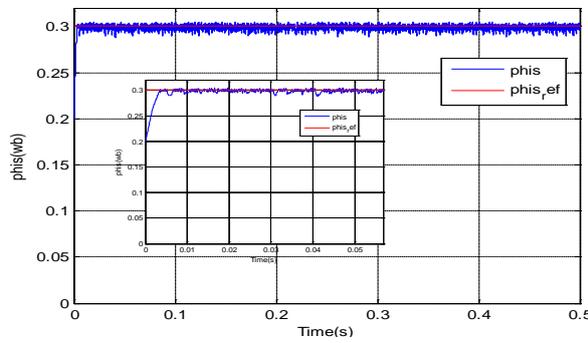


Figure IV-59: Module du vecteur flux (Wb).

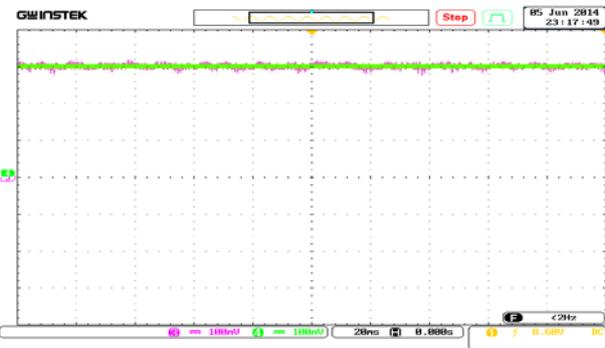


Figure IV-60: Module du vecteur flux (Wb) scale: Ch2,Ch4(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div.

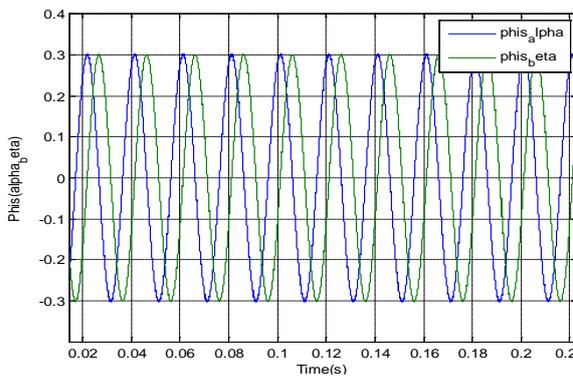


Figure IV-61: les deux composantes de flux  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{s\beta}$  (Wb).

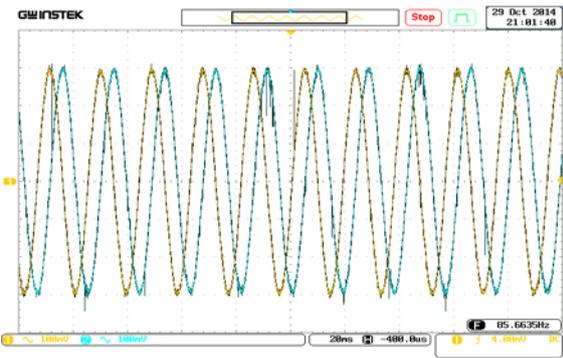


Figure IV-62: les deux composantes de flux  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{s\beta}$  ) scale: Ch1,Ch2 (0.2Wb/div). Time scale: 20ms/div.

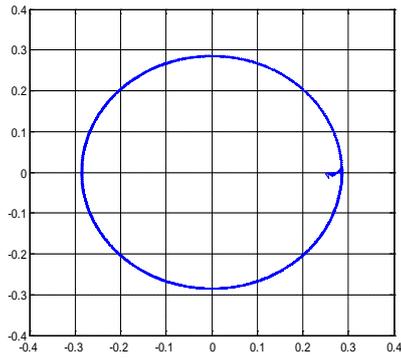


Figure IV-63: Evolution du flux statorique ( $\Phi_\alpha, \Phi_\beta$ ) (Wb).

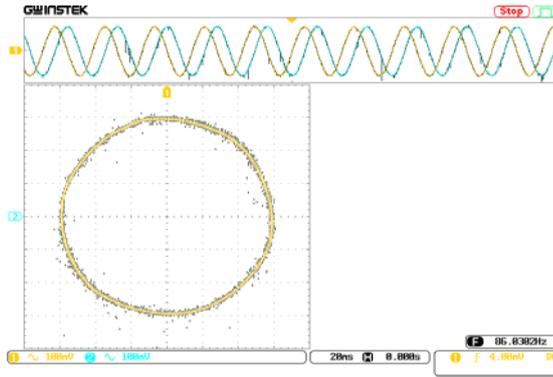


Figure IV-64: Evolution du flux statorique ( $\Phi_\alpha, \Phi_\beta$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div.

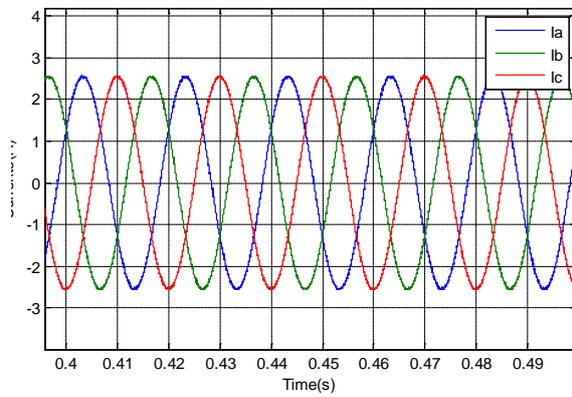


Figure IV-65: les Courants statoriques (A)

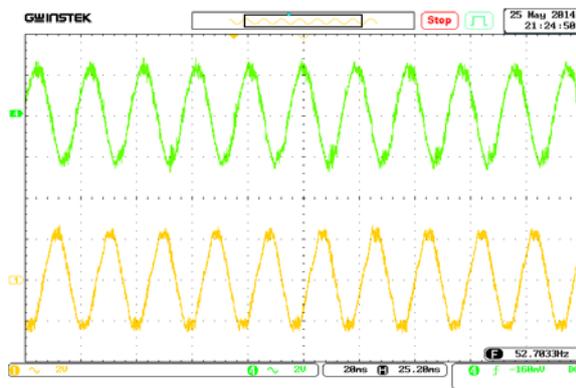


Figure IV-66: Courants statorique de la phase a et b scale: Ch1, Ch2 (2A/div). Time scale: 20ms/div.

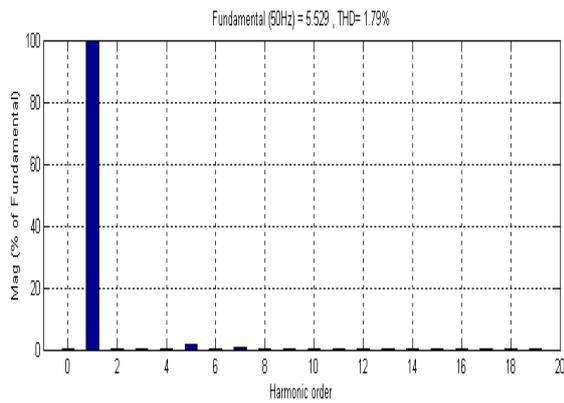


Figure IV-67: Spectre d'harmonique dans la phase a.

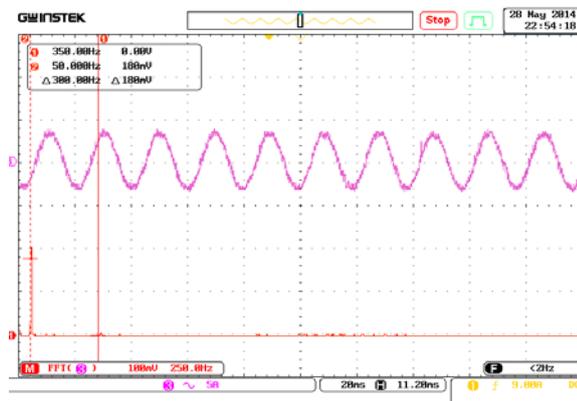


Figure IV-68: spectrum of the current for phase a. scale: Ch4(5A/div). Time scale: 20ms/div

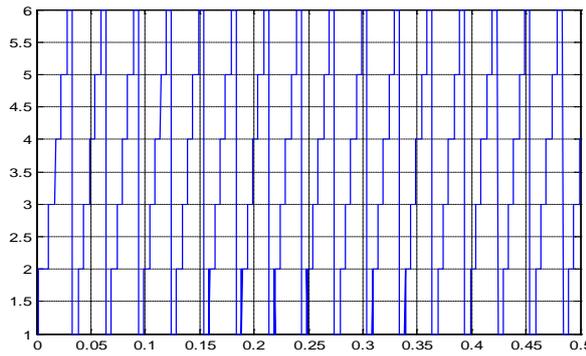


Figure IV-69: Secteur

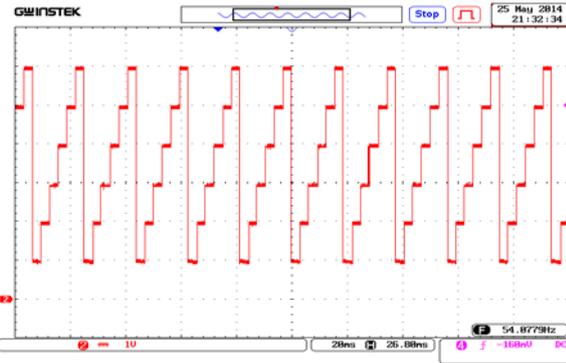


Figure IV-70: Secteur scale: Ch2 (1sector/div). Time scale: 20ms/div.

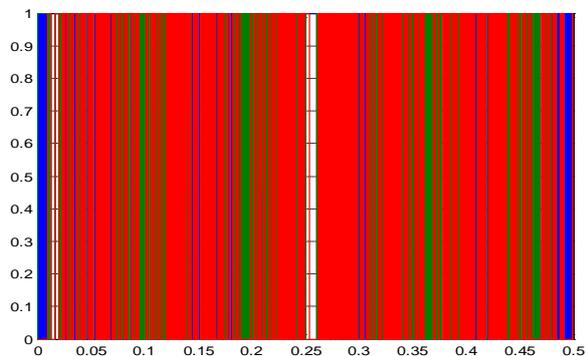


Figure IV-71: Commutation de l' interrupteur

(A)

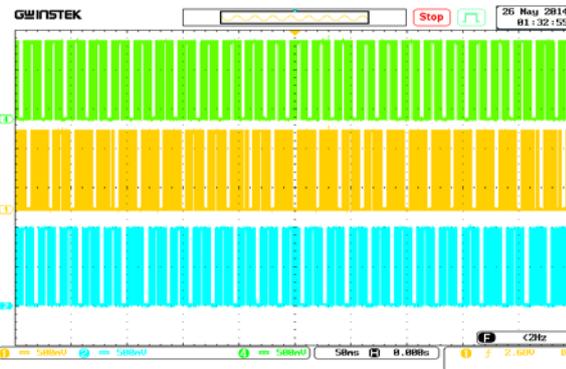


Figure IV-72: Commutation de l' interrupteur  $S_a, S_b, S_c$  scale: Ch1,Ch2,Ch4 (0.5 /div). Time scale: 50ms/div .

(B)

Figures (IV.55-IV.72): Résultats de simulation (A) et expérimentaux (B) de la commande DTC-Neurone associée à un régulateur PI ajusté par l'algorithme PSO.

En présence du boucle de régulation de la vitesse, associée à un régulateur PI-PSO, les résultats de simulation et expérimentaux montrent de meilleures performances. La vitesse de rotation suit bien sa référence (en démarrage direct et en inversion du sens de rotation) avec un bon rejet des perturbations ; mais on constate certain dépassement durant la phase d'inversion en simulation qu'en expérimentale (figures IV.55 et IV.56).

le couple suit bien sa référence (généré par le régulateur PI-PSO) en sens direct et en sens inverse avec le minimum d'ondulations en régime permanent (en simulation et en expérimentale). Il présente certain dépassement au démarrage et en inversion. Les figures IV.53 et IV.54, montrent l'optimisation des gains du régulateur PI en utilisant l'algorithme PSO, résultats de simulation et expérimentale respectivement.

A partir les figures (IV.59-IV.60), on observe que le flux suit bien sa valeur de référence avec le minimum d'ondulations, soit en simulation soit en expérimentale. montrent

un établissement très rapide du flux, avec une trajectoire très circulaire (figures IV.63 et IV.64) en comparant avec la DTC-neurone sans boucle de vitesse présentée précédemment.

☐ La forme du courant statorique est sinusoïdale (figures IV.65 et IV.66), avec un THD de 1,79% (figure IV.67). Le THD dans le cas de la commande DTC-neurone sans boucle de vitesse est de l'ordre de 1,87.

☐ A partir des figures IV.71 et IV.72 on peut déterminer la fréquence de commutation, qui est constante et autour de  $2kHz$ . Dans le cas de la DTC-neurone sans boucle de vitesse est de l'ordre de  $3kHz$ .

Dans cette partie, une étude paramétrique a été élaborée pour déterminer les paramètres de l'algorithme PSO qui donnent des meilleurs résultats d'optimisation. Ainsi, chaque problème d'optimisation peut avoir ses propres paramètres et ses propres choix. L'application de l'optimisation par essaim de particules a rendu le système plus performant, et cela pour un nombre de population et d'itérations réduit.

L'algorithme PSO est alors employé pour trouver les gains optimaux du contrôleur PI pour la commande DTC afin d'améliorer les performances du système. On s'avère que l'index d'exécution pour différents critères d'erreur pour le contrôleur proposé employant l'algorithme de PSO est moins que le contrôleur ajusté manuellement. D'après les résultats, il est clair qu'il y a une réduction d'ondulations au niveau du couple et du flux et par conséquent au niveau du courant statorique, quand la méthode proposée de PSO est employée.

D'autre part, les résultats de simulation et expérimentaux montrent que, la commande proposée présente une bonne robustesse vis-à-vis la perturbation qui est la variation de la vitesse du MSAP.

Finalement, nous pouvons dire que la technique PSO est un outil d'optimisation très puissant où les résultats que nous avons obtenu après son utilisation nous sont satisfaisants.

Toujours dans le cadre de chercher des méthodes permettant d'améliorer les performances de la DTC, nous présenterons par la suite, la DTC associée à la commande prédictive. Cette dernière est une commande occupant une importante place parmi les commandes robustes.

## *IV.5. Commande prédictive directe du couple*

### **IV.5.1 Introduction**

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Le principe de cette technique est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé [182].

La commande prédictive se différencie des autres techniques de commande par le fait que doit être résolu en ligne, elle consiste à optimiser, à partir des entrées/sorties d'un système, le comportement futur prédit du système considéré [183]. La prédiction est faite à partir d'un modèle interne du système sur un intervalle de temps fini appelé horizon de prédiction. La

solution du problème d'optimisation est un vecteur de commande dont la première entrée de la séquence optimale est injectée au système. Le problème est à nouveau résolu sur l'intervalle de temps suivant en utilisant les données du système mises à jour [184].

Cette stratégie de commande a montré son efficacité, sa flexibilité et son succès dans des applications industrielles, même pour des systèmes à faible période d'échantillonnage. L'application de la commande prédictive dans le domaine des commandes numériques a donné des bons résultats en termes de rapidité et de précision [184].

Dans la première partie on présente la philosophie et le principe de la commande prédictive, par la suite nous faisons une application de la commande DTC-Prédictive à la machine synchrone à aimants permanents pour de minimiser les pulsations de couple et du flux ainsi que la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur qui alimente la machine.

### IV.5.2 La philosophie de la commande prédictive

La philosophie de la commande prédictive est donc, connaissant la sortie du processus à commandé, de déterminer la commande permettant de lui faire rallier la consigne selon une trajectoire prédéfinie (trajectoire de référence) sur la sortie du processus en accord avec la figure (IV.73). Il s'agit donc de déterminer la séquence future de commande à appliquer à l'entrée du processus afin de réaliser le ralliement. Seule la première commande est appliquée, les autres commandes seront oubliées car à la période d'échantillonnage suivante, les séquences sont décalées, une nouvelle sortie est mesurée et la séquence d'opération est alors recommencée à chaque période d'échantillonnage selon le principe de l'horizon fuyant [182].

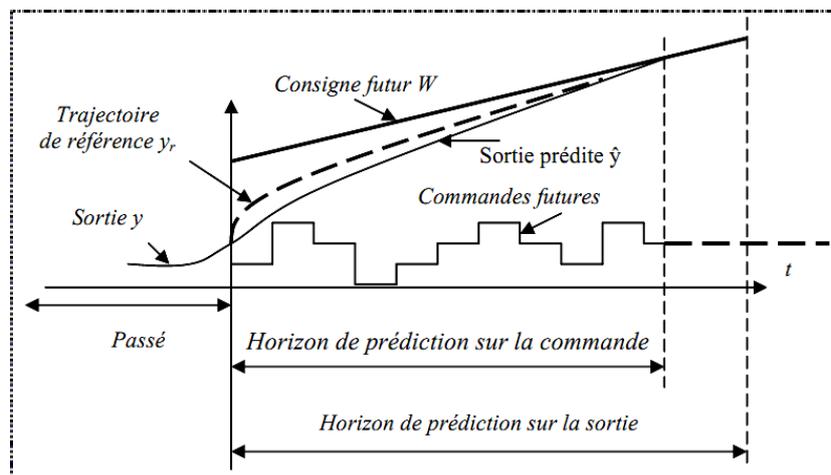


Figure IV-73: Evolution temporelle de la prédiction à horizon fini.

En réalité, le modèle du processus dit modèle interne (implanté dans le calculateur numérique) ne permet de prédire que l'évolution de sa propre sortie, puisque le modèle adopté

est imparfait à cause des erreurs d'identification des perturbations non prises en compte et des simplifications effectuées permettant une utilisation en temps réel. Il en résulte que la sortie du processus est différente de celle du modèle [185-188].

### IV.5.3 Le principe et la stratégie générale de la commande prédictive

Le principe de base de la commande prédictive consiste de prendre en compte, à l'instant actuel, le comportement futur, par le biais d'utilisation explicite d'un modèle numérique du système dans le but de prédire la sortie dans le futur, sur un horizon fini [189], [190]. Un des intérêts des méthodes prédictives réside dans le fait que, pour une consigne pré-calculée sur un certain horizon, il est ainsi possible d'exploiter les informations de trajectoires prédéfinies situées dans le future, étant donné que le but est de faire correspondre la sortie du système avec cette consigne sur un horizon fini [191-193].

De manière générale, la loi de commande prédictive est obtenue à partir de la méthodologie suivante :

1. Prédire les sorties futures du processus sur l'horizon de prédiction défini, en utilisant le modèle de prédiction. On dénote  $y(t+k/t)$  les sorties prédites,  $k = 0 \dots N$  ( $N$  l'horizon de prédiction). Ces sorties sont dépendantes des valeurs de sorties et d'entrées du processus à commander connues jusqu'au temps  $t$ .
2. Calculer la séquence de signaux de commande, dénoté par  $u(t+k/t)$ ,  $k = 0 \dots N-1$  en minimisant un critère de performance afin de mener la sortie du processus vers une sortie de référence. On dénote par  $w(t+k/t)$ ,  $k = 0 \dots N$ , d'habitude le critère de performance à minimiser est un compromis entre une fonction quadratique des erreurs entre  $y(t+k/t)$  et  $w(t+k/t)$  et un coût de l'effort de commande. Par ailleurs, la minimisation d'une telle fonction peut être soumise à des contraintes sur l'état et plus généralement à des contraintes sur la commande.
3. Le signal de commande  $u(t)$  est envoyé au processus tandis que les autres signaux de commande sont oubliés. Au temps  $t+1$  on acquiert la sortie réelle  $y(t+1)$  et on recommence au premier [182], [193].

#### IV.5.3.1 Intérêts de la commande prédictive

La plupart des régulations industrielles sont réalisées souvent avec des régulateurs PID analogiques avec une efficacité remarquable et un rapport prix/performance avec lequel il est difficile de les rivaliser. Toutefois, ce type de régulateur ne couvre pas tous les besoins et ses performances souffrent dans un certain champ d'applications dont on cite [194]:

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

qui amène à fonctionner sous contraintes qui affectent soit les variables de commande, soit les variables internes du processus.

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

La richesse de la commande prédictive provient du fait qu'elle n'est pas seulement capable de contrôler des processus simples du premier et du second ordre, mais aussi des processus complexes, notamment les processus avec temps de retard assez long, processus instable en boucle ouverte sans que le concepteur prenne trop des précautions spéciales [bar 08]. Pendant les dernières années, différentes structures du contrôleur prédictif ont été développées, on peut citer la commande prédictive généralisée (*Generalized Predictive Control : GPC*), qui a connu un grand essor en tant que technique de commande avancée depuis le milieu des années 80, cet essor s'est réalisé principalement selon deux axes privilégiés [193]:

- De D.W. Clarke 1985: Commande Prédictive Généralisée (GPC).
- De J. Richalet 1987: Commande Prédictive Fonctionnelle (Predictive Functional Control : PFC)

#### **IV.5.4 commande prédictive généralisée**

La commande GPC de Clarke, est considérée comme étant la plus populaire des méthodes de prédiction, particulièrement pour les processus industriels. Elle combine la prédiction du comportement futur du procédé avec la commande de rétroaction.

##### **IV.5.4.1 Principe de fonctionnement de la commande prédictive généralisée**

La commande prédictive c'est la résolution répétée à chaque pas de temps d'un problème de commande optimale : "comment aller de l'état actuel à un objectif de manière optimale en satisfaisant des contraintes". Pour cela, il faut connaître à chaque itération l'état du système en utilisant un outil de résolution numérique [192,195]. Le schéma fonctionnel de la commande prédictive généralisée est présenté par la figure (IV.74).

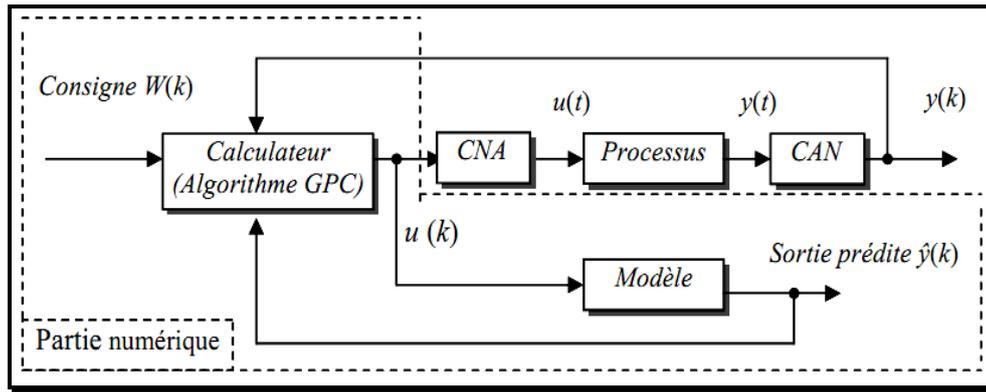


Figure IV-74: Schéma de principe du GPC.

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

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

La représentation temporelle de la commande prédictive généralisée est donnée par la figure(IV.74), où l'on observe les commandes  $u(k)$  à appliquer au système pour obtenir le ralliement autour de la consigne  $w(k)$ . Le modèle numérique est obtenu par une discrétisation (transformée en  $z$ ) de la fonction de transfert continue du modèle ce qui permet de calculer la sortie prédite sur un horizon fini.

#### IV.5.6 Critère d'optimisation

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

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} [w(t+j) - \hat{y}(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} \Delta u(t+j-1)^2 \quad (\text{IV.18})$$

Avec :

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

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

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

$N_1$  : Horizon de prédiction minimale sur la sortie.

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

$N_u$  : Horizon de prédiction sur la commande

$\lambda$  : Coefficient de pondération sur la commande.

L'hypothèse suivante est faite sur la commande :

$$\Delta u(k+j) = 0 \text{ pour : } j \geq N_u$$

La minimisation analytique de cette fonction fournit la séquence de commandes futures dont seule la première sera effectivement appliquée sur le système. La procédure étant itérée de nouveau à la période d'échantillonnage suivante selon le principe de l'horizon glissant.

L'expression du critère appelle plusieurs remarques :

- Si l'on dispose effectivement des valeurs de la consigne dans le futur, on utilise toutes ces informations entre les horizons  $N_1$  et  $N_2$  de façon à faire converger la sortie prédite vers cette consigne.
- On trouve l'aspect incrémental du système en considérant  $\Delta u$  dans le critère.
- Le coefficient  $\lambda$  permet de donner plus ou moins de poids à la commande par rapport à la sortie, de façon à assurer la convergence lorsque le système de départ présente un risque d'instabilité.

#### IV.5.7 Application de la commande prédictive à la DTC

En fait, le modèle prédictive est une extension de la DTC, car il remplace la table de la DTC par un processus d'optimisation en ligne dans le contrôle du couple et de flux de la machine [82],[84]. Le principe de la sélection du vecteur dans la commande prédictive est basé sur l'évaluation d'une fonction de coût définie [81],[82]. Le vecteur de tension sélectionnée à partir du tableau de commutation classique dans la DTC n'est pas nécessairement le meilleur en termes de réduction de couple et des ondulations de flux [83]. Par conséquent, il est possible d'évaluer les effets de chaque vecteur de tension et sélectionner l'une minimisation de la fonction coût. Comme le montre la figure (IV.76), le modèle prédictive comprend trois parties: la minimisation de la fonction de coût, le modèle prédictif et de flux et de couple estimateurs.

### ▪ Minimisation de la fonction de coût

Pour les onduleurs à deux niveaux alimentant la machine, le moyen de prédiction de l'effet de chaque vecteur de tension lorsqu'elle est appliquée à la machine. Pour le MPC, la fonction de coût est choisie telle que le couple et le flux à la fin du cycle est aussi proche que possible de la valeur de référence. En général, la valeur minimale de la fonction de coût est définie comme [181].

$$F = \left| C_e^* - C_e^{k+1} \right| + k_1 \left| \phi_s^* - \phi_s^{k+1} \right| \quad (IV.19)$$

$$s.t. \quad u_s^k \in \{V_1, V_2, \dots, V_5, V_6\} \quad j = 1 \dots 6$$

Où  $C_e^*$  et  $\phi_s^*$  sont les valeurs de référence de couple et de flux respectivement,  $T_e^{k+1}$  et  $\phi_s^{k+1}$  sont des valeurs de couple et de flux prévus respectivement,  $k_1$  est le facteur de pondération.  $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5$  et  $V_6$  et six vecteurs non nuls de l'espace de tension et peuvent être générés par l'onduleur trois saine de phase par rapport aux différents états des interrupteurs. Un ensemble de vecteurs de tension spatiaux est défini comme:

$$u_s^k = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left[ S_a^k + S_b^k \cdot e^{i\frac{2\pi}{3}} + S_c^k \cdot e^{i\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (IV.20)$$

### ▪ Modèle prédictif pour les courants statoriques

Selon l'équation (II.1), la prédiction du courant du stator au moment d'échantillonnage est exprimée sous la forme suivante :

$$\begin{cases} I_{s\alpha}^{k+1} = I_{s\alpha}^k + \frac{1}{L_s} \left[ -R_s I_{s\alpha}^k + \hat{\omega}^k \phi_f \sin(\theta_s^k) + V_{s\alpha}^k \right] \cdot T_s \\ I_{s\beta}^{k+1} = I_{s\beta}^k + \frac{1}{L_s} \left[ -R_s I_{s\beta}^k - \hat{\omega}^k \phi_f \cos(\theta_s^k) + V_{s\beta}^k \right] \cdot T_s \end{cases} \quad (IV.21)$$

$T_s$  : la période d'échantillonnage.

### ▪ Estimation du flux et du couple prédites

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes  $(\alpha, \beta)$  :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha_{est}}^{k+1} = \phi_{s\alpha}^k + (V_{s\alpha}^k - R_s I_{s\alpha}^{k+1}) \cdot T_s \\ \phi_{s\beta_{est}}^{k+1} = \phi_{s\beta}^k + (V_{s\beta}^k - R_s I_{s\beta}^{k+1}) \cdot T_s \\ \phi_s^{k+1} = \sqrt{(\phi_{s\alpha_{est}}^{k+1})^2 + (\phi_{s\beta_{est}}^{k+1})^2} \end{cases} \quad (IV.22)$$

Le couple électromagnétique peut être estimé d'après sa formule rappelée ci-dessous :

$$C_e^{k+1} = \frac{3}{2} P [\phi_{s\alpha}^{k+1} I_{s\beta}^{k+1} - \phi_{s\beta}^{k+1} I_{s\alpha}^{k+1}] \quad (\text{IV.23})$$

Le fonctionnement de base de la commande prédictive est résumé par les étapes suivantes :

- les courants de stator et la tension de stator sont mesurés.
- Ces mesures sont utilisées pour la prédiction du couple et de flux statorique de chacun des six vecteurs de tension différents.
- Les six prédictions sont évaluées en utilisant la fonction de coût.
- Le vecteur de tension sélectionné, est celui qui minimise la fonction de coût (appliqué aux bornes de la machine).

On répète ces étapes à chaque pas de temps d'échantillonnage, en tenant compte des nouvelles mesures. Le contrôle en boucle fermée est obtenu grâce à la rétroaction des mesures utilisées pour la prédiction et la décision de mesures prises pour réduire la valeur de la fonction de coût F [181].

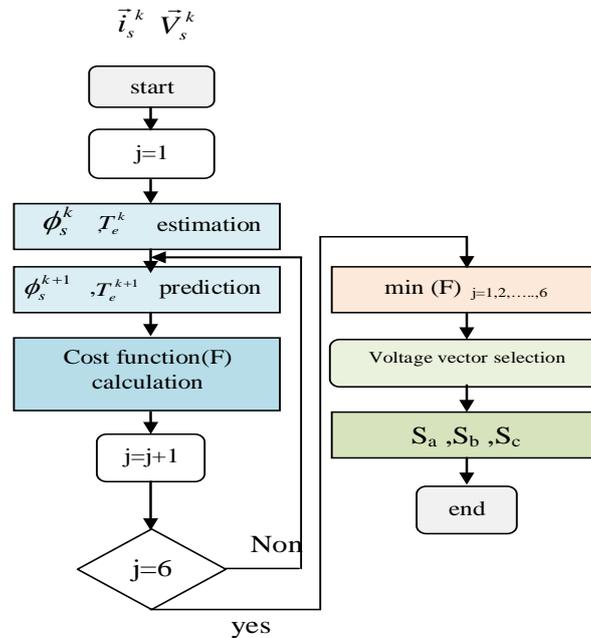


Figure IV-75: Organigramme de la commande DTC prédictive.

Le schéma bloc de la DTC\_Prédictive est représenté sur la figure (IV.76). Les entrées du système sont la référence et la valeur estimée du couple et du flux. En évaluant les effets de chaque vecteur de tension lorsqu'il est appliqué à la machine. Le vecteur de tension qui minimise la différence entre la valeur de référence et la valeur prédite est sélectionné, puis il est généré par l'onduleur.

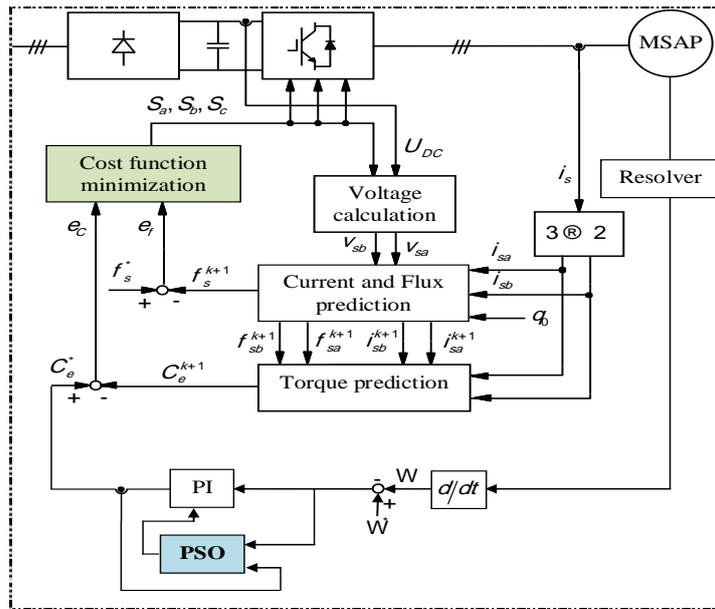


Figure IV-76: Schéma bloc global d'implantation de la commande DTC-Prédicative avec l'algorithme PSO pour l'ajustement des gains  $K_p$  et  $K_i$  du régulateur PI dans.

### IV. 5.8 Résultats de simulation et expérimentaux de la DTC- Predictive avec un PI ajusté par l'algorithme PSO

Afin de montrer les performances de cette approche, des simulations sont effectués et des essais pratiques sont réalisés. Les figures (IV.77 à IV.94) (A : simulation et B : expérimental) présentent, respectivement, les résultats de simulation et expérimentaux obtenus de la commande DTC-prédicative associée à un régulateur PI-PSO. La machine tourne avec une vitesse de 1500 tr/min. Une inversion du sens de rotation est réalisée à l'instant  $t= 0.5s$  (-1500 tr/min). Le temps d'échantillonnage est fixé à  $T_e = 10^{-4}$  sec en utilisant pour la résolution la méthode d'Euler. La valeur de la tension du bus continu est  $V_{DC}=80V$ ,  $\phi_s^* = 0.3 \text{ wb}$ .

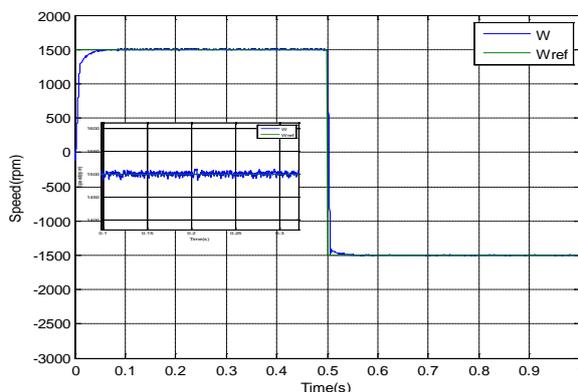


Figure IV-77: Vitesse mécanique de rotation (tr/min)

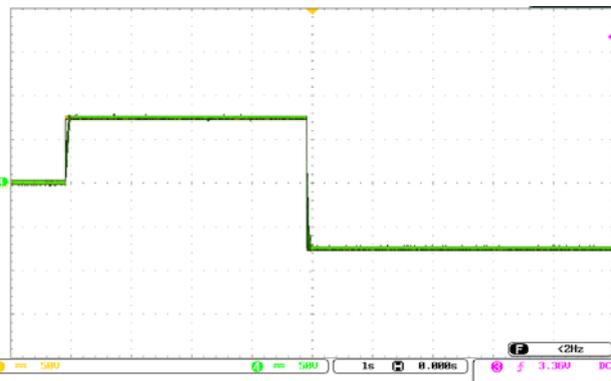


Figure IV-78: Vitesse mécanique Ch1, Ch4 (1000 (tr/min) / div). Time scale: 1s/div.

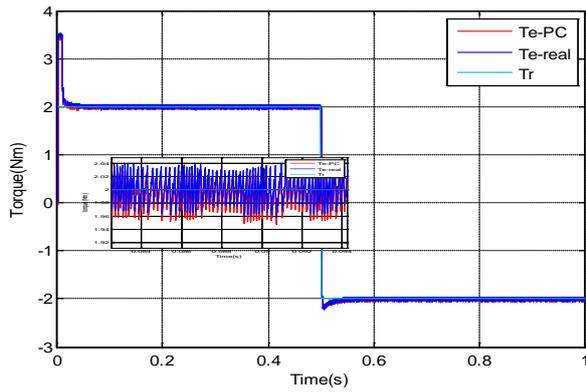


Figure IV-79: Couple électromagnétique (Nm)

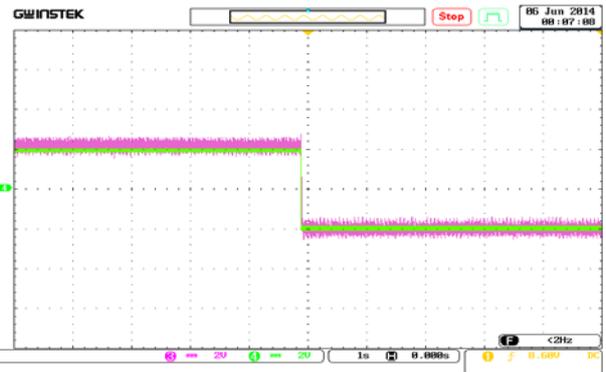


Figure IV-80: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.

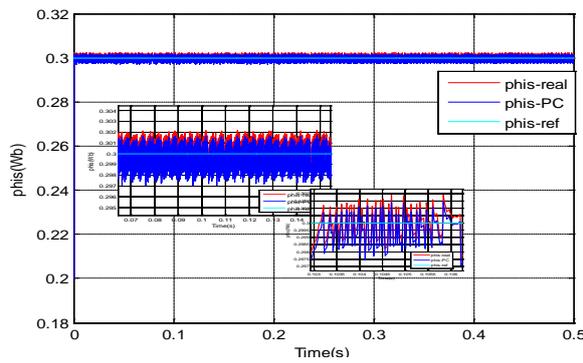


Figure IV-81: Module du vecteur flux (Wb).

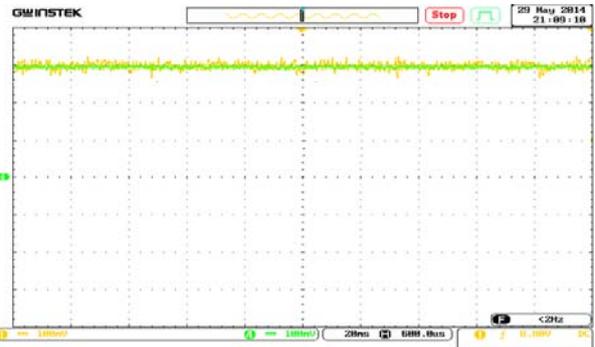


Figure IV-82: Module du vecteur flux (Wb) scale: Ch2,Ch4(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div.

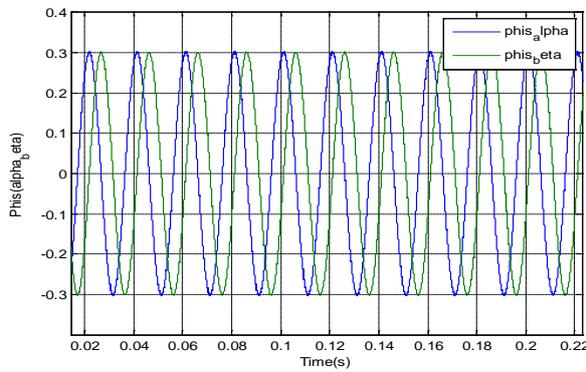


Figure IV-83: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  (Wb).

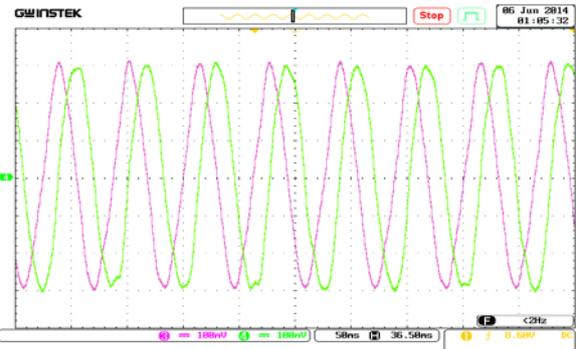


Figure IV-84: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  scale: Ch1,Ch2 (0.2Wb/div). Time scale: 20ms/div.

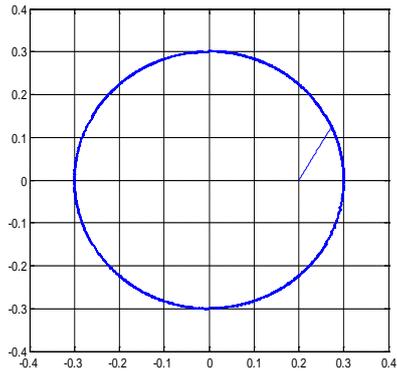


Figure IV-85: Evolution du flux statorique ( $\Phi_\alpha$ ,  $\Phi_\beta$ ) (Wb).

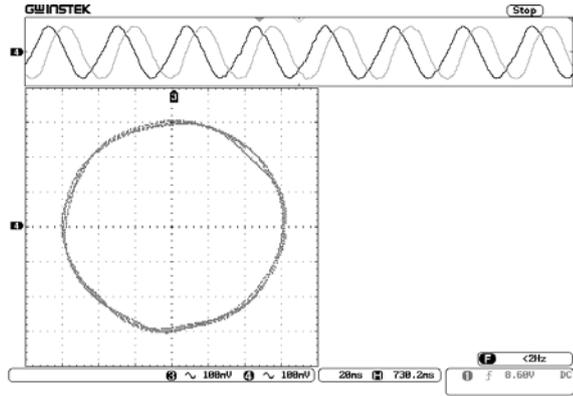


Figure IV-86: Evolution du flux statorique ( $\Phi_\alpha$ ,  $\Phi_\beta$ ) scale: Ch3, Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div.

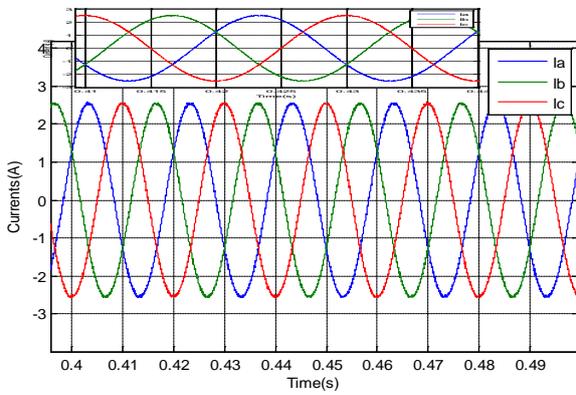


Figure IV-87: les Courants statoriques (A)

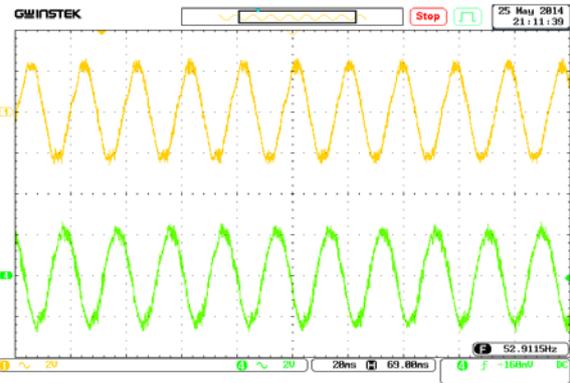


Figure IV-88: Courants statorique de la phase a et b scale: Ch1, Ch2 (2A/div). Time scale: 20ms/div.

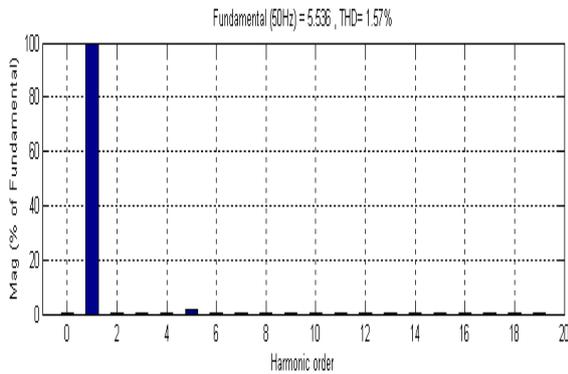


Figure IV-89: Spectre d'harmonique dans la phase a.

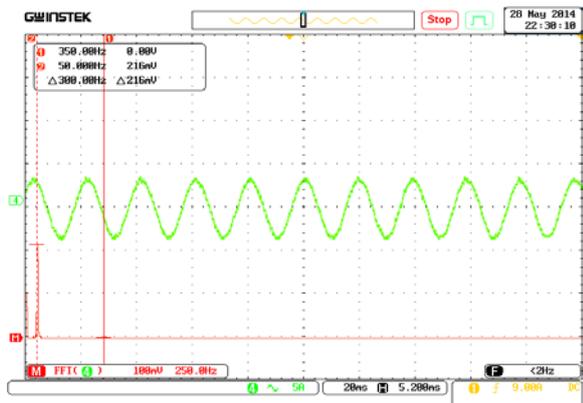


Figure IV-90: spectrum of the current for phase a. scale: Ch4(5A/div). Time scale: 20ms/div

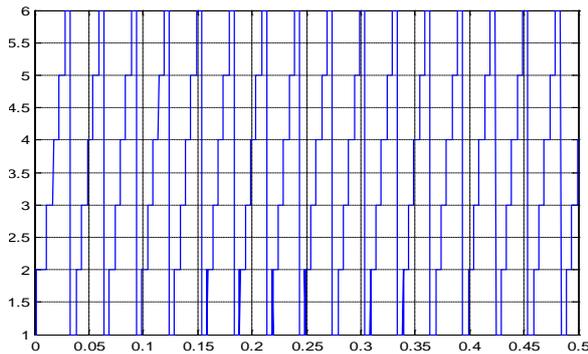


Figure IV-91: Secteur

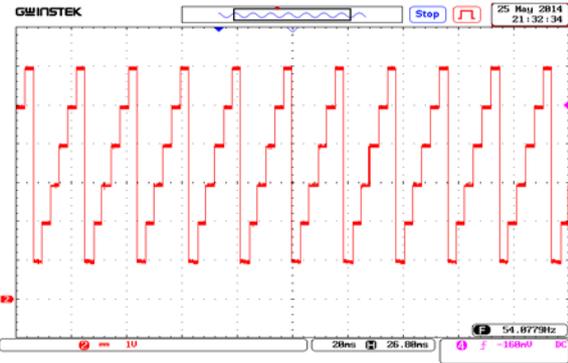
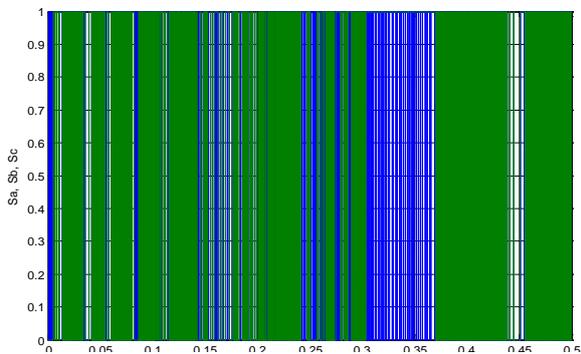
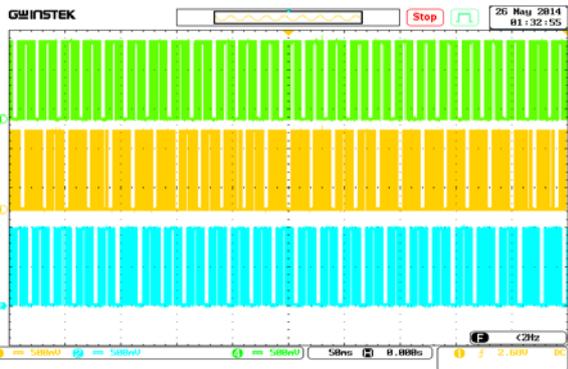
Figure IV-92: Secteur scale: Ch2 (1sector/div).  
Time scale: 20ms/div.

Figure IV-93: Commutation de l' interrupteur

(A)

Figure IV-94: Commutation de l' interrupteur  
 $S_a, S_b, S_c$  scale: Ch1,Ch2,Ch4 (0.5 /div). Time  
scale: 50ms/div .

(B)

Figures (IV.77-IV.94): Résultats de simulation (A) et expérimentaux (B) de la commande DTC-Prédicative avec une boucle de vitesse associée par un PI-PSO de la MSAP.

Les figures IV.77 (simulation) et IV.78 (expérimentale) montrent que le PI-PSO permet d'avoir une réponse de vitesse très rapide et sans dépassement, en démarrage et en inversion du sens de rotation. La vitesse de rotation obtenue suit sa référence, sans aucune erreur statique et sans vibration au niveaux de la machine.

Le couple électromagnétique est caractérisé par une dynamique très élevée, en simulation et en expérimental (figures IV.79 et IV.80). Il suit parfaitement sa référence, sans dépassement et avec une réduction remarquable des ondulations.

Dans les figures (IV.81-IV.82), montrent que le module du flux statorique est caractérisé par une bonne réponse dynamique et statique avec une réduction complètement des oscillations sur leur module, et il suit convenablement ça référence voir les figures en simulation et en pratique.

L'évolution du vecteur flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , est parfaitement circulaire, en simulation qu'en pratique. La largeur de la couronne est étroite ce qui montre d'autre part, la

réduction des ondulations du flux (figures IV.85 et IV.86). Les composantes du flux (figures IV.83 et IV.84) montrent aussi l'importante réduction des ondulations au niveau du flux.

Les figures (IV.87- IV .88) montrent que le courant statorique à une forme sinusoïdale dont les harmoniques sont rejetés vers les hautes fréquences. Le THD en simulation est de l'ordre de 1,57% (figure IV.89).

Les états de commutation des interrupteurs « Sa, Sb, Sc » de l' onduleur sont représentés par les figures (IV.93- IV.94), À partir des état de commutation , montre que la fréquence de commutation de cette méthode proposée est presque constante et de l'ordre de 2 kHz.

La figure (IV.95) montre la fenêtre de pilotage des tests ; elle est visualisée lors de l'exécution du programme développé sous CONTROLDESK. Elle comporte une fonction de visualisation des grandeurs (flux, couple).

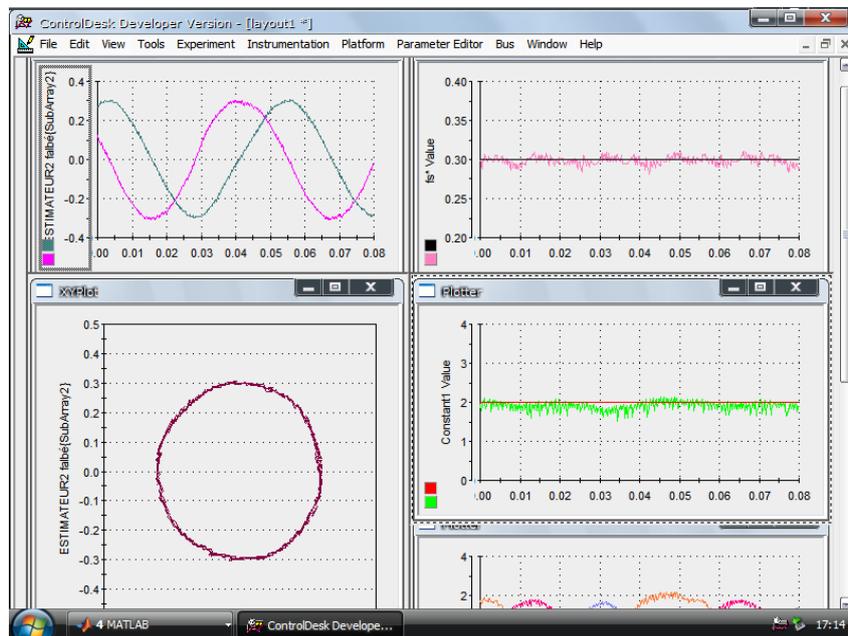


Figure IV-95: Résultats expérimentaux a partir de l'interface CONTROLDESK (DTC- Prédictive).

## IV.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé certaines techniques intelligentes permettant d'améliorer les performances de la DTC de la MSAP, tel que les réseaux de neurones, la logique floue et par la suite, la DTC-neurone et la DTC-prédictive sont associées à une boucle de vitesse, où la régulation est assurée par un PI, dont les paramètres sont ajustés par l'algorithme PSO. Les résultats de simulation et pratique montrent une intéressante amélioration des performances de la DTC, en comparant avec les méthodes classiques traitées dans le chapitre trois. L'application des réseaux de neurones donne une bonne réponse du couple et du flux statorique, mais cette réponse présente quelque ondulation soit au niveau du couple soit au niveau du flux. Ceci est dû au fait qu'il n'y a pas une règle générale pour choisir les paramètres du réseau de neurones (le taux d'apprentissage, le nombre de neurones en couche cachée). A part la fréquence de commutation, la logique floue donne des performances comparables aux performances de la DTC-neurone. L'introduction du régulateur PI dans la boucle de vitesse, où les paramètres sont ajustés par l'algorithme PSO, montre une considérable amélioration des performances de la DTC-neurone et la DTC-prédictive. En comparant tout les résultats, on constate que la commande DTC-prédictive donne les meilleures performances : dynamique rapide et sans dépassement, réduction des ondulations du couple et du flux et minimisation de la fréquence de commutation.

# CONCLUSION GENERALE

## CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse est apporté sur l'amélioration des performances de la commande directe du couple (DTC) de la machine synchrone à aimants permanents en guise de solution aux problèmes rencontrés dans la commande vectorielle par orientation de flux (FOC). La commande DTC est robuste vis-à-vis la variation paramétrique de la machine et ne nécessite pas de capteur de position. De plus, elle offre un certain nombre d'avantages considérables par rapport à la commande vectorielle.

Cependant ces stratégies ont aussi des inconvénients importants. D'une part, la fréquence de commutation est fortement variable, ce qui peut entraîner des problèmes de bruits acoustiques, de compatibilité électromagnétique et d'excitation des modes de résonance mécanique. D'autre part, l'amplitude des ondulations du flux et du couple est plusieurs fois supérieure à la largeur de sa bande d'hystérésis et typiquement supérieure à celle pouvant être obtenue avec une loi de commande faisant appel à un module MLI pour une fréquence de découpage identique.

L'objectif principal de cette thèse consiste à améliorer les performances de la commande DTC classique, en utilisant différentes stratégies de contrôle. Pour ce faire, nous avons commencé tout d'abord par les méthodes dites classiques, puis les méthodes dites d'intelligence artificielle.

Avant d'entamer l'étude et l'implantation des différentes techniques DTC, nous avons commencé par l'étude et l'implantation de la commande FOC, une commande qui se considère comme la base de la DTC. Le problème principal à ce niveau, est la détection de la position du rotor nécessaire pour la synchronisation des impulsions d'amorçage des interrupteurs de l'onduleur. Pour cela un résolveur associé à un algorithme adéquat est employé.

Le banc d'essais de la MSAP utilisé pour la validation expérimentale de la FOC (par la suite pour la validation des différentes approches DTC) est articulé autour du dspace 1104. Les résultats de simulation et expérimentaux montrent les performances classiques de la FOC.

La commande DTC classique montre plus de simplicité et de robustesse vis-à-vis la variation paramétrique, ainsi qu'une dynamique très rapide. Les principes de cette stratégie ont été présentés d'une manière détaillée, en expliquant le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique. Cette commande est sans aucun doute une solution très prometteuse aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel à orientation du flux rotorique. Dans ce cadre, des résultats de simulation (en utilisant *Matlab/Simulink*) et expérimentaux (en utilisant le banc d'essais à base de dspace 1104) ont été présentés pour valider ces stratégies de commande.

Par la suite, le reste de ce travail est orienté vers l'amélioration des performances de cette technique dont les principaux problèmes sont l'évolution de la fréquence de commutation, les ondulations au niveau du couple et du flux et par conséquent sur le courant. Pour remédier à ces problèmes, nous avons étudié et implanté certaines techniques de commande plus avancées que la DTC classique, énumérées comme suit :

- DTC\_ Modifiée.
- DTC\_ Douze secteurs.
- DTC\_ SVM.
- DTC\_ Linéarisation Entrée-Sortie.

En passant d'une technique à une autre, les résultats de simulation et expérimentaux montrent une remarquable amélioration des ondulations du couple et du flux par rapport à la DTC classique. La DTC par linéarisation entrée-sortie donne des performances meilleures que les trois autres techniques.

Finalement et pour améliorer de plus en plus les performances et la dynamique de la DTC de la MSAP on a introduit les techniques intelligentes. Ces techniques servent à remplacer les comparateurs classiques et la table de sélection des vecteurs de tension par un contrôleur neuronal, flou, prédictif. L'introduction de la technique d'optimisation PSO, permet d'améliorer en plus les performances de la DTC. Les résultats de simulation et expérimentaux montrent de meilleures performances par rapport aux techniques citées précédemment. Les ondulations au niveau du couple et du flux ainsi que la fréquence de commutation sont considérablement réduites. Les comparaisons des résultats présentées au cours de ce travail, nous ont amenée à conclure que la commande DTC prédictive associée à un régulateur PI-PSO, montre une remarquable réduction au niveau des ondulations du couple et du flux, ainsi qu'une dynamique très rapide.

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

Le travail présenté dans cette thèse ouvre des voies d'améliorations que l'on peut donner comme suit :

- Utilisation du dspace 1103 au lieu du dspace 1104, ce qui permet de travailler à des fréquences d'échantillonnage élevées et par conséquent améliorer de plus les performances de la commande DTC.
- Etude de l'influence de la variation paramétrique et en particulier la résistance statorique sur les performances de la commande DTC de la MSAP.
- Utilisation d'un observateur robuste comme le mode glissant pour estimer la résistance statorique, ce qui permet d'améliorer la qualité d'estimation du flux statorique.
- Voir d'autres approches DTC prédictive, qui permet de minimiser le chattering, améliorer la dynamique et minimiser la fréquence de commutation.
- Utilisation des onduleurs multi niveaux pour minimiser le chattering et diminuer la fréquence de commutation des interrupteurs.

# ANNEEXES

# Annexe A

## PARAMETRES ET DATA DES MACHINES UTILISEES

### A.1. Identification des paramètres de la MSAP :

Les méthodes d'identification des paramètres des machines synchrones sont multiples, mais la majorité d'elles ne sont pas adaptées aux machines synchrones existant sur le marché. Ces dernières n'offrent pas la possibilité d'accès au neutre et au circuit d'excitation magnétique, en outre, la structure et la nature des aimants employés ne sont pas toujours connus.

Nous considérons dans notre cas, une méthode simple d'utilisation, basée sur des tests statiques normalisés, ayant l'avantage de ne pas être limitée par les contraintes mentionnées précédemment (inaccessibilité du point neutre ou du circuit d'excitation, ignorance de la géométrie ou de la nature des aimants permanents, existence ou non de l'enroulement amortisseur).

#### ∴ Détermination des paramètres $p$ et $\phi_f$

La machine est entraînée par un moteur synchrone à aimants permanents et fonctionne en génératrice à vide. Le nombre de paires de pôles et la valeur maximale du flux des aimants par pôle sont déterminés à partir du relevé de la f.é.m. à vide et de la mesure de la vitesse (figure A.1) :

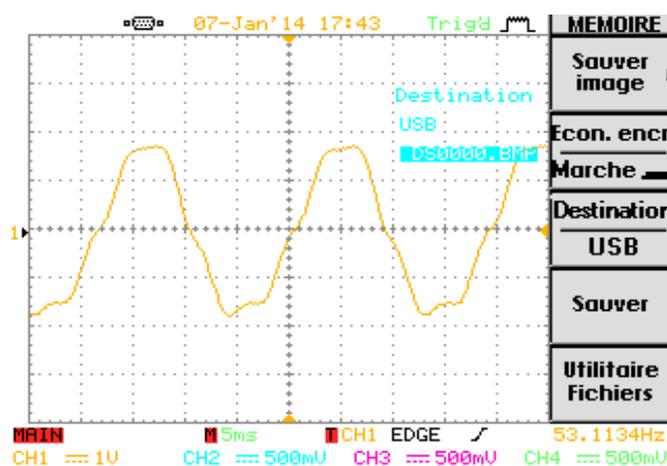


Figure A-1 : Allure de la force électromotrice à vide avec une vitesse 1500 tr/min.

$$p = \frac{\omega_r}{\Omega} = \frac{2\pi}{T\Omega} \quad (\text{A.1})$$

$$\phi_f = \frac{fem_{\max} \cdot \sqrt{2}}{\omega_r \sqrt{3}} \quad (\text{A.2})$$

Avec

$\omega_r$  : Fréquence angulaire ( $\omega_r = \frac{2\pi}{T}$ ),  $fem_{\max}$  : la valeur maximale de la force électromotrice à vide.  $T$  : C'est une période

Le calcul effectué nous donne :  $p = 2$  et  $\phi_f = 0.247 \text{ Wb}$ .

### *∴ Mesure de la résistance d'une phase statorique*

La mesure des résistances est réalisée par la méthode volt-ampérométrique. On alimente deux enroulements de la machine en courant continu. L'essai nécessite une source d'alimentation en continu, un voltmètre et un ampèremètre, afin de mesurer les grandeurs qui caractérisent la résistance suivant la loi d'ohm :

$$R_s = \frac{V_s}{2I_s} \quad (\text{A-3})$$

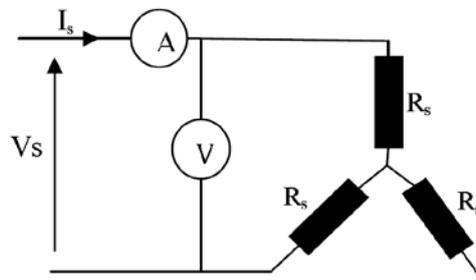


Figure A-2 : Schéma de mesure de la résistance statorique.

La valeur moyenne à chaud de la résistance d'une phase statorique, calculée pour différentes valeurs du courant ( $I_s$ ) et de tension, vaut :  $R_s = 2.4 \Omega$ .

### *∴ Détermination expérimentale des positions des axes direct et en quadrature*

Dans le but d'orienter l'axe du rotor suivant l'axe direct qui est aligné sur l'axe électrique de la phase (A) (prise comme référence), nous appliquons une tension continue  $E$  de faible valeur (1 à 2V) sur la phase (A), et  $(-E/2)$  sur les autres phases (B) et (C).

Pour aligner le rotor sur l'axe q, nous appliquons la tension  $E$  entre les phases (B) et (C) et la phase (A) étant non alimentée.

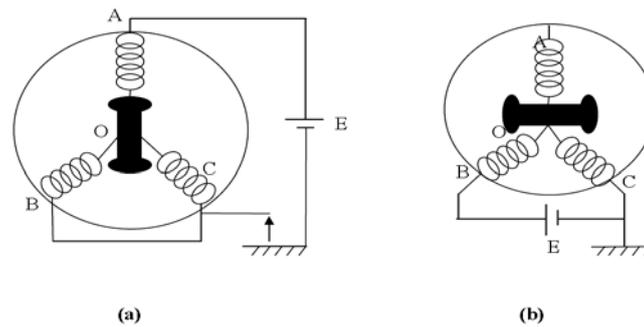


Figure A-3 : Schéma d'identification des axes : axe d(a) et axe q(b).

### ∴ Détermination des paramètres mécanique $J_m$ et $f$

Pour mesurer le moment d'inertie ( $J_m$ ), on a recours à la méthode dite de ralentissement. Le moteur étant entraîné d'abord à une vitesse, puis on coupe l'alimentation statorique. On suit alors la courbe de ralentissement à partir de la vitesse initiale, on a :

$$J_m \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r = 0 \quad (\text{A-4})$$

$$\Omega(t) = \left( \Omega_0 + \frac{C_r}{f} \right) e^{-\frac{f}{J}t} \quad (\text{A-5})$$

$$J_m = J_0 \frac{t_1}{t_2 - t_1} \quad (\text{A-6})$$

$J_0$  : une inertie additionnelle, centrée sur l'axe de rotation ( $J_0 = 45 \cdot 10^{-4} \text{ kg.m}^2$ ).

La valeur du coefficient de frottement ( $f$ ) est déduite facilement à partir de la pente de la courbe de ralentissement de la vitesse, égale à la constante mécanique :

$$\tau_m = \frac{J_m}{f} \quad (\text{A-7})$$

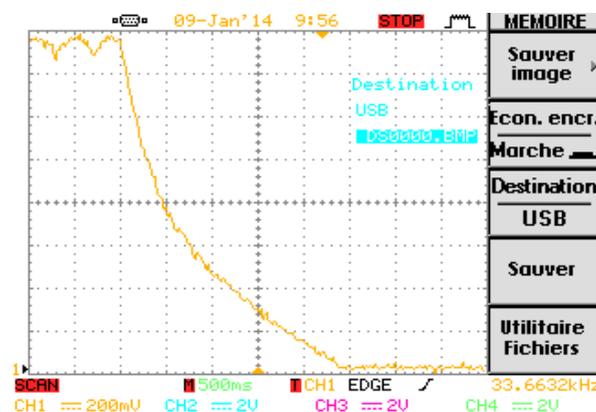


Figure A-4 : Essai de ralentissement de la vitesse.

Après calcul, on trouve :  $J_m = 85e^{-6} \text{kg.m}^2$  et  $f = 0.000005 \text{Nm} \cdot \text{s} / \text{rad}$

$\therefore$  Détermination des inductances  $L_d$  et  $L_q$

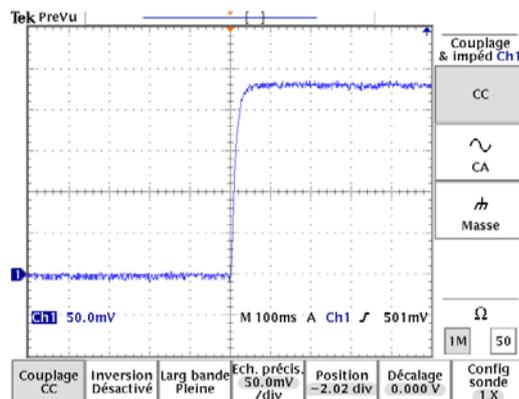
Considérons la configuration où le rotor est aligné sur l'axe d, la tension ( $E$ ) est appliquée entre les phases (A) et (B), nous déterminons la valeur de l'inductance longitudinale ( $L_d$ ) .

$$\text{Le rotor a l'arrêt} \Rightarrow \begin{cases} \theta = 0 \\ \frac{d\theta}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

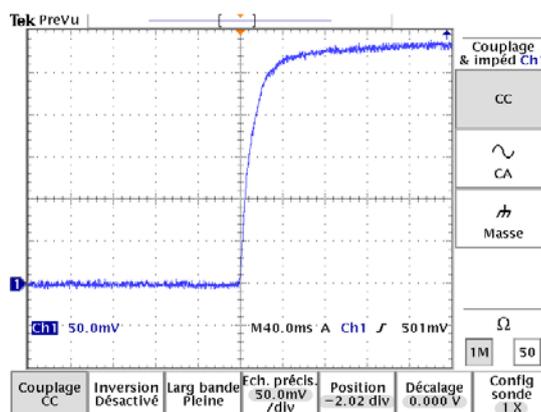
Comme les trois phases du stator sont couplées en étoile, nous avons :

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (\text{A.9})$$

Nous considérons toujours le même schéma de configuration que précédemment avec cette fois-ci le rotor aligné sur l'axe (q), nous déterminons la valeur de l'inductance transversale ( $L_q$ ). Les courbes expérimentales du courant dans la phase (A) sont présentées sur les figures (a et b) suivant l'alignement du rotor sur l'axe (d) et l'axe (q).



(a)



(b)

Figure A-5 : Réponse des courants expérimentaux suivant les axes d et q.

Après calcul, on trouve :  $L_d = L_q = 43 \text{ mH}$ .

Les paramètres de la MSAP sont mentionnés dans le tableau suivant :



**Paramètres de la MSAP( $\Delta$ )**

P=415W	$I_n=4,5A$
Cn=2,6Nm	
Qn=1500 tr/mn	
FEM ind =28V/1000 tr/mn	
Rs=4 $\Omega$	p=2
Ld=Lq=43 mH	
J= 85e-6kgm <sup>2</sup>	
F=0.000005	
$\Phi_f=0,3wb$	

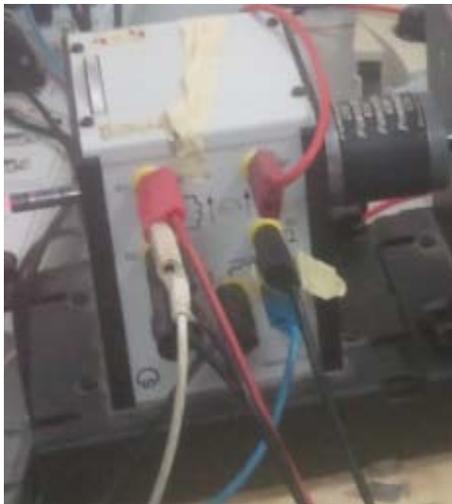
Les paramètres de la GCC :



**La MCC**

La Puissance	
P=300W	
Courant nominale	
$I_n=1,8A$	
Couple nominale	
Cn=1,5Nm	
vitesse nominale	
Qn=2000 tr/mn	
Tension nominale	
U=220V	

Les paramètres du Résolveur :



**Capteur de position(Résolveur)**

Bobinage primaire	
Rotor	
Fréquence de signal primaire	
Fmax=10 KHz	
Amplitude(Tension de alimentation)	
4 V	
Rapport de transformation	
0,1/0,3	

# Annexe B

## Etude comparative entre les méthodes proposées



### B.1. La DTC classique:

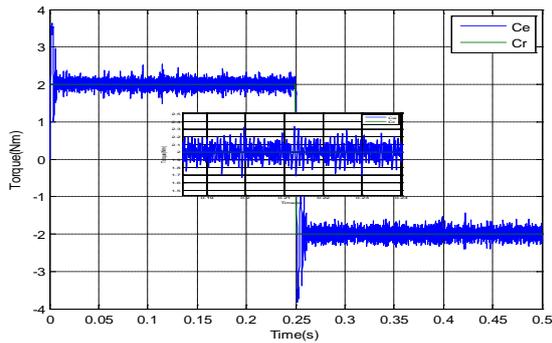


Figure III-10: Couple électromagnétique (Nm)

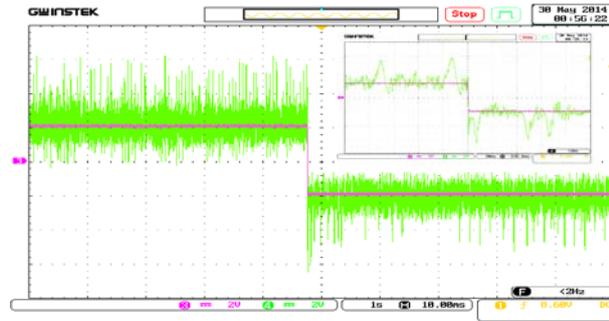


Figure III-11: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.



### B.2. DTC\_modifiée:

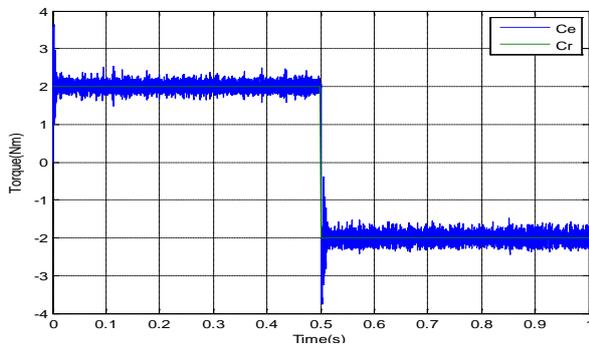


Figure III-28: Couple électromagnétique (Nm)

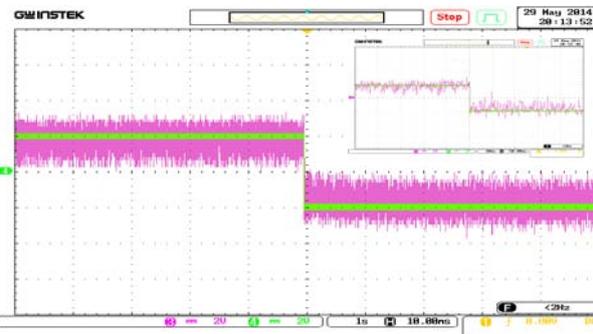


Figure III-29: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.



### B.3. DTC\_12 secteurs:

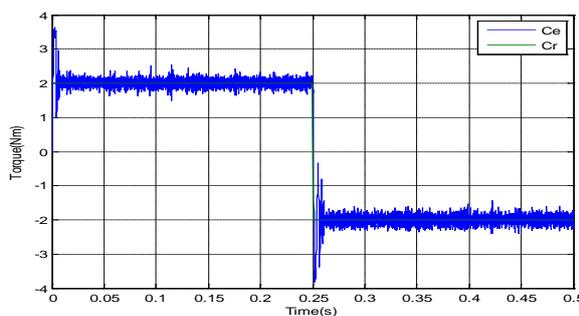


Figure III-47: Couple électromagnétique (Nm)

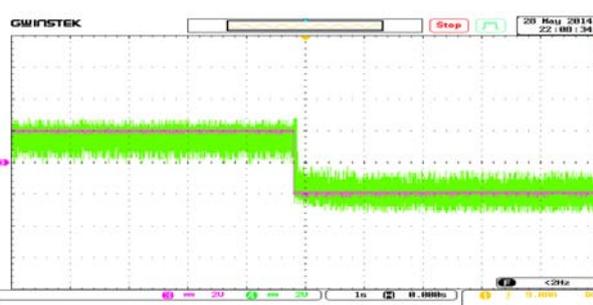


Figure III-48: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.

**B.4. DTC\_SVM:**

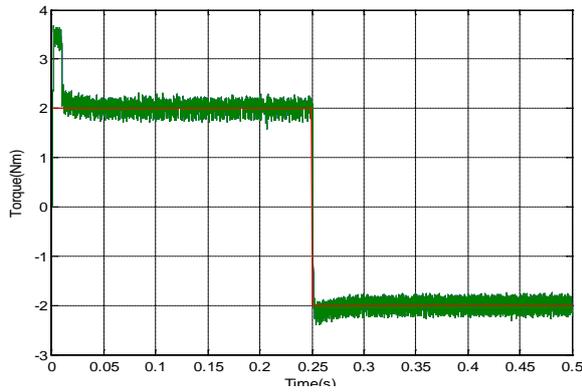


Figure III-67: Couple électromagnétique (Nm)

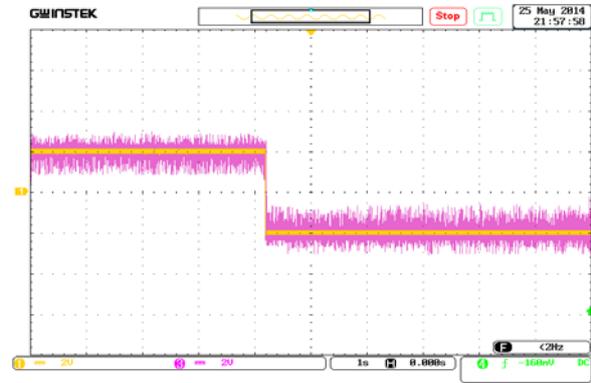


Figure III-68: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.

**B.5. DTC\_Linéarisation Entrée-Sortie:**

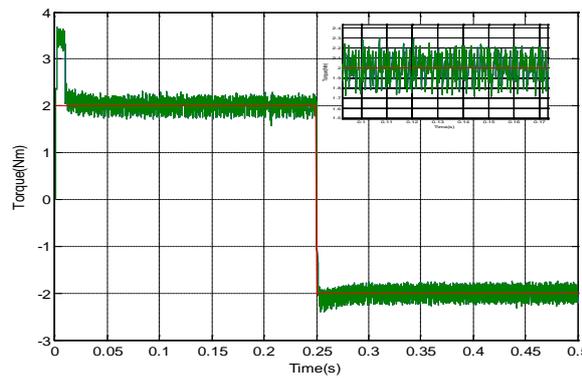


Figure III-88: Couple électromagnétique (Nm)

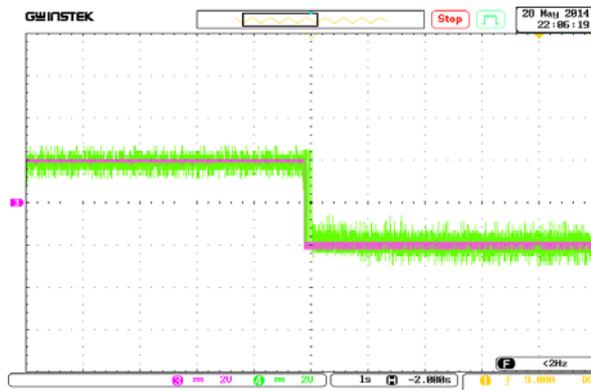


Figure III-89: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.

**B.6. DTC\_ANN:**

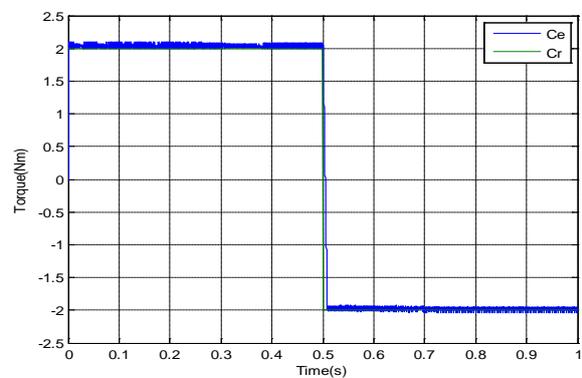


Figure IV-7: Couple électromagnétique (Nm)

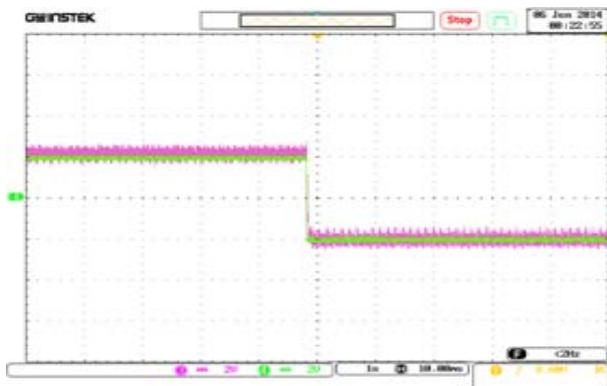


Figure IV-8: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.



## B.7. DTC\_FLC:

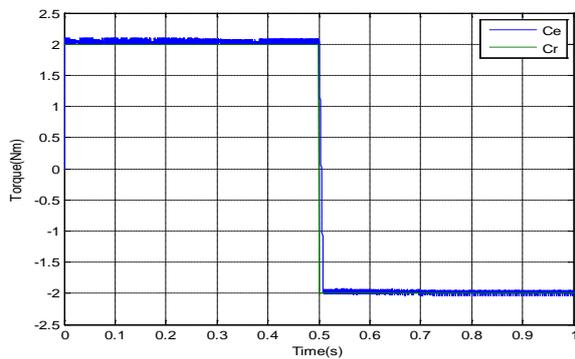


Figure IV-32: Couple électromagnétique (Nm)

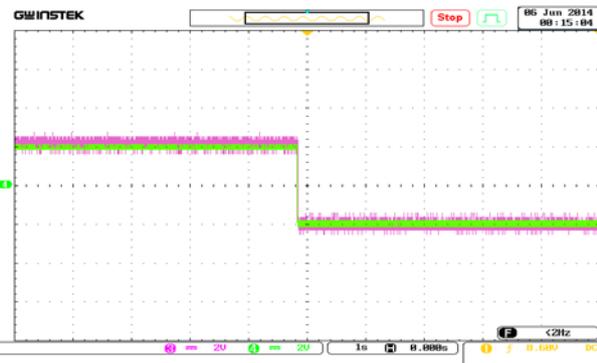


Figure IV-33: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.



## B.8. DTC\_ANN avec PSO:

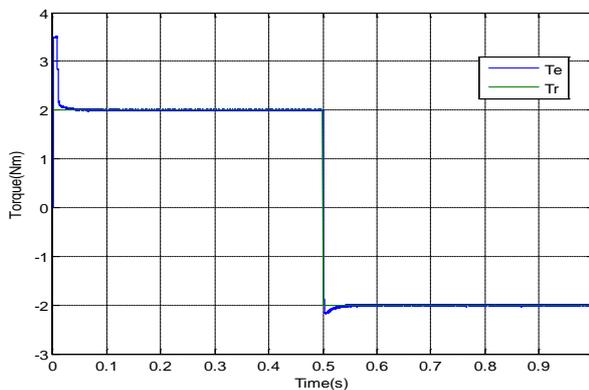


Figure IV-79: Couple électromagnétique (Nm)

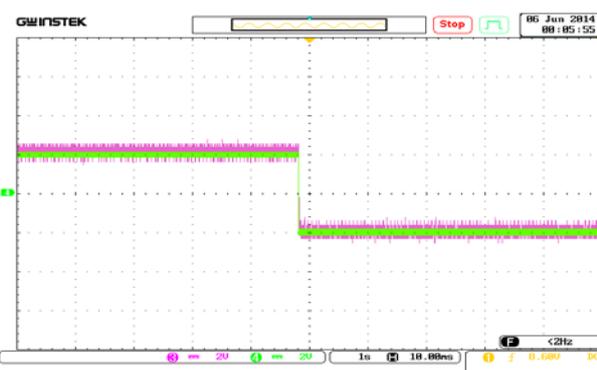


Figure IV-58: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.



## B.9. DTC\_Predictive avec PSO:

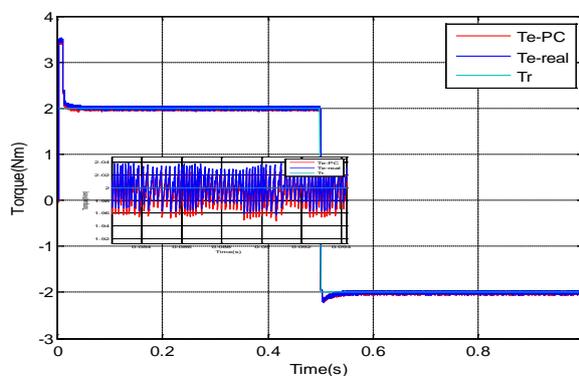


Figure IV-57: Couple électromagnétique (Nm)

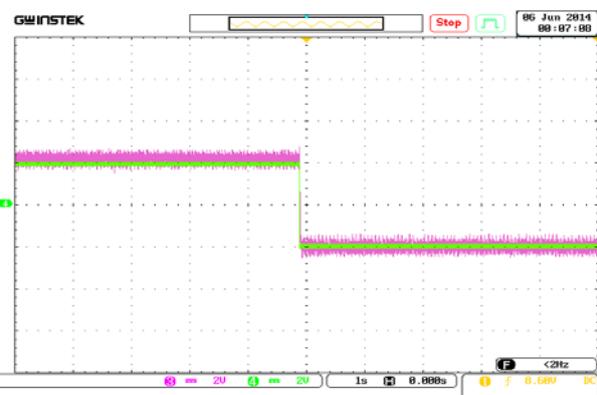


Figure IV-80: Couple électromagnétique (Nm) scale: Ch3,Ch4 (2Nm/div). Time scale: 1s/div.

Figures B.1) : Résultats de simulations (A) et expérimentaux (B) du couple électromagnétique.

**B.1. La DTC classique :**

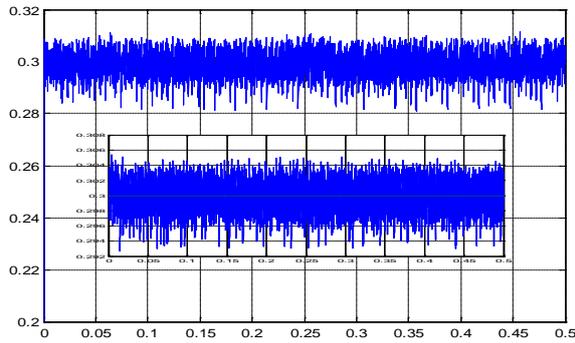


Figure III-12: Module du vecteur flux (Wb).

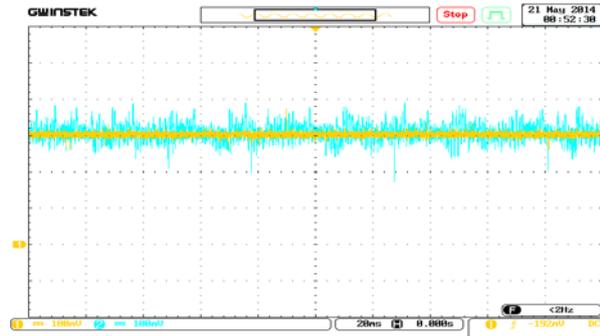


Figure III-13: Module du vecteur flux (Wb) scale: Ch1,Ch2(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div

**B.2. DTC\_modifiée :**

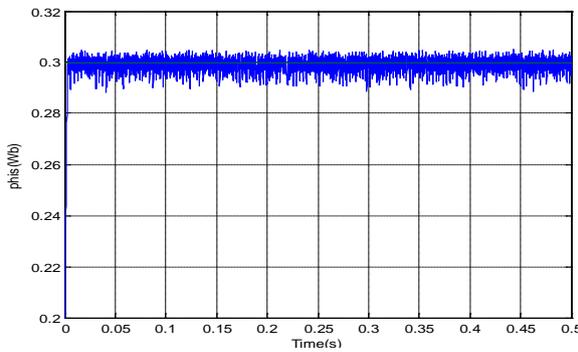


Figure III-30: Module du vecteur flux (Wb).

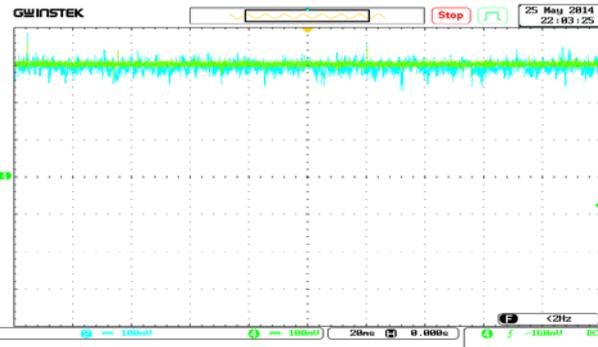


Figure III-31: Module du vecteur flux (Wb) scale: Ch2,Ch4(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div.

**B.3. DTC\_12 secteurs :**

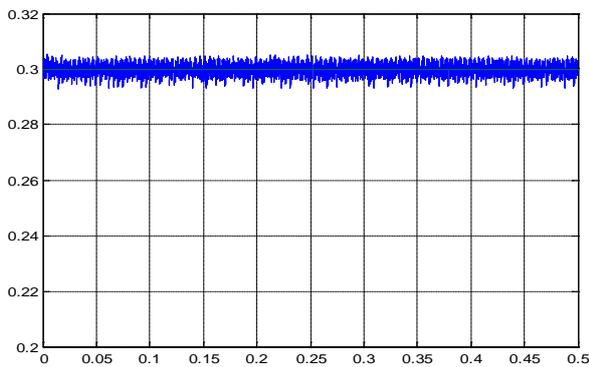


Figure III-90: Module du vecteur flux (Wb).

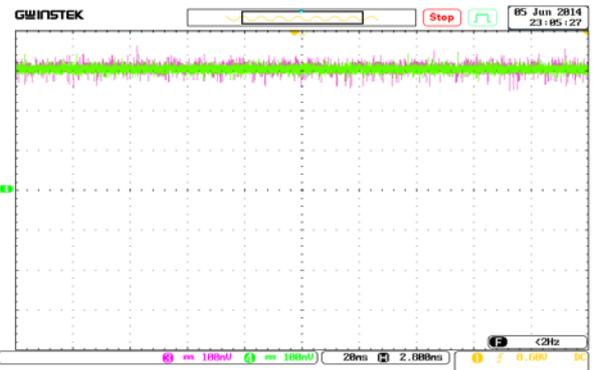


Figure III-50: Module du vecteur flux (Wb) scale: Ch2,Ch4(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div

**B.4. DTC\_SVM:**

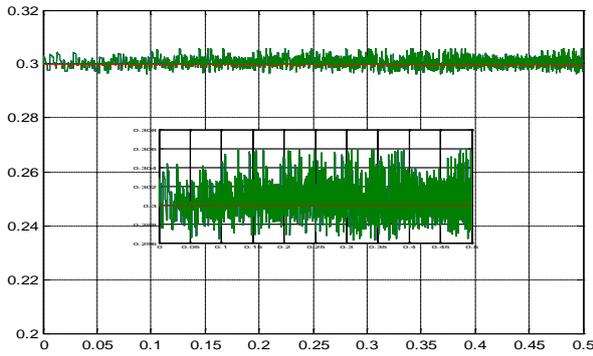


Figure III-69: Module du vecteur flux (Wb).

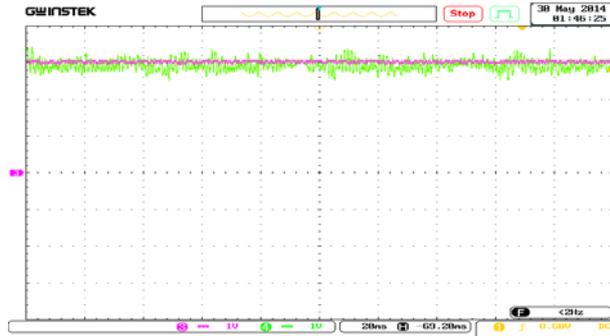


Figure III-70: Module du vecteur flux (Wb) scale: Ch2,Ch4(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div

**B.5. DTC\_Linéarisation Entrée-Sortie:**

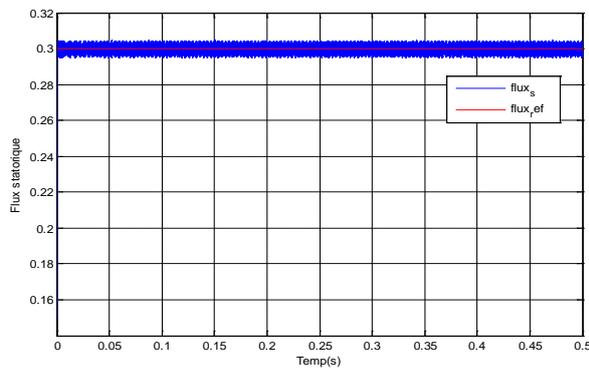


Figure III-49: Module du vecteur flux (Wb).

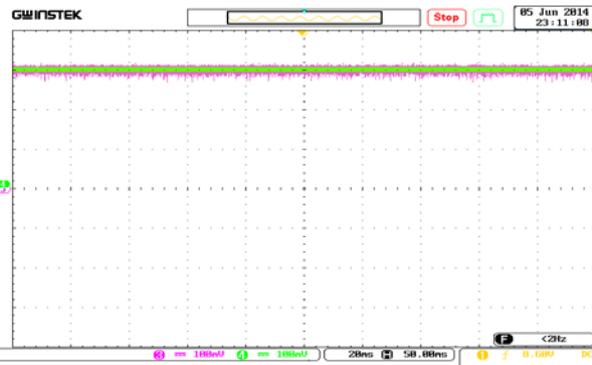


Figure III-91: Module du vecteur flux (Wb) scale: Ch2,Ch4(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div.

**B.6. DTC\_ANN:**

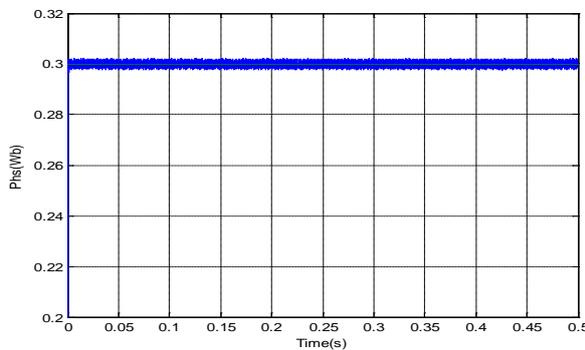


Figure IV-9: Module du vecteur flux (Wb).



Figure IV-10: Module du vecteur flux (Wb) scale: Ch2,Ch4(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div.

**B.7. DTC\_FLC:**

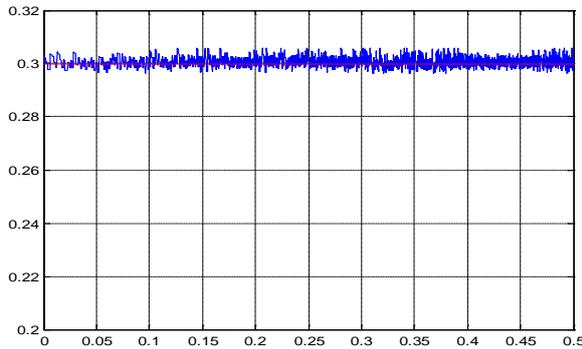


Figure IV-34: Module du vecteur flux (Wb).

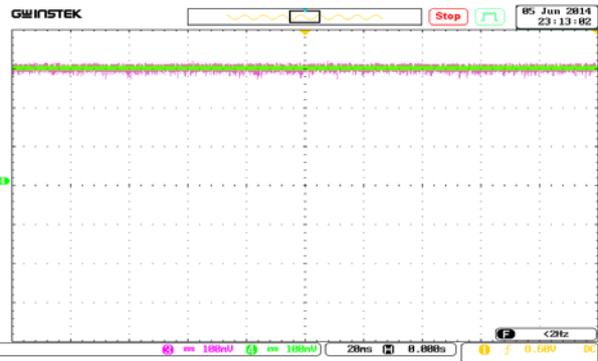


Figure IV-35: Module du vecteur flux (Wb) scale Ch2,Ch4(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div.

**B.8. DTC\_ANN avec PSO:**

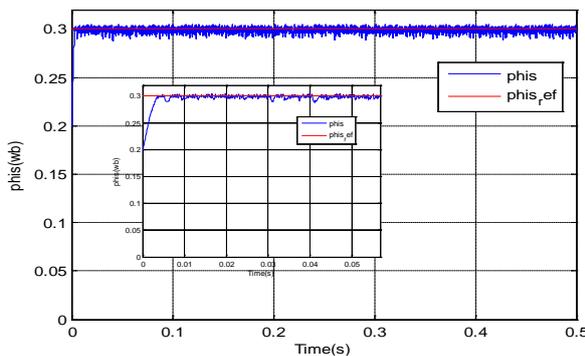


Figure IV-59: Module du vecteur flux (Wb).

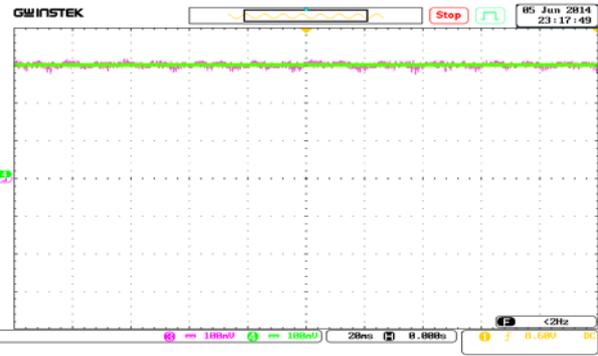


Figure IV-60: Module du vecteur flux (Wb) scale Ch2,Ch4(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div.

**B.9. DTC\_Predictive avec PSO:**

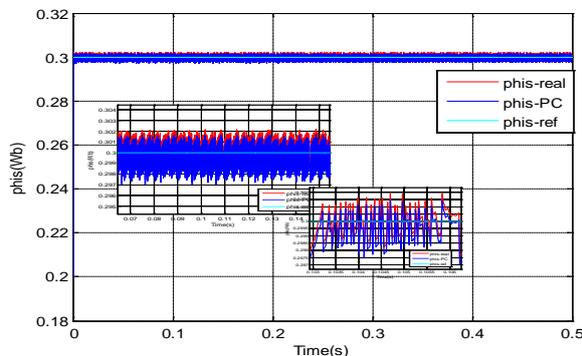


Figure IV-81: Module du vecteur flux (Wb).

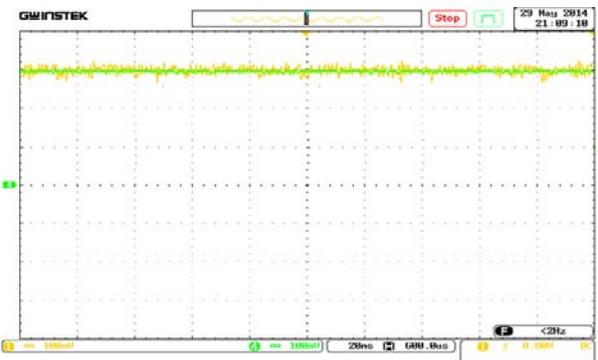


Figure IV-82: Module du vecteur flux (Wb) scale Ch2,Ch4(0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div.

**Figures B.2) : Résultats de simulations (A) et expérimentaux (B) du Module du flux.**

**B.1. La DTC classique:**

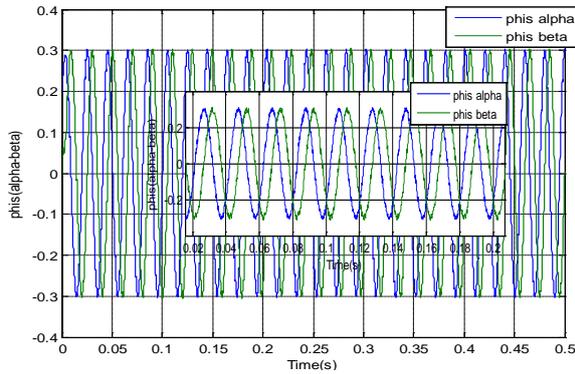


Figure III-14: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  . (Wb)

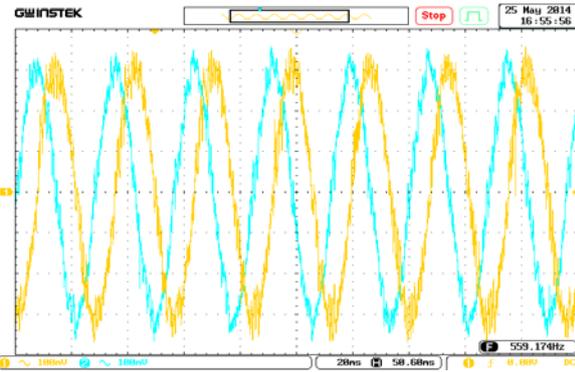


Figure III-15: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  (0.1Wb/div). Time scale: 20ms/div

**B.2. DTC \_modifiée:**

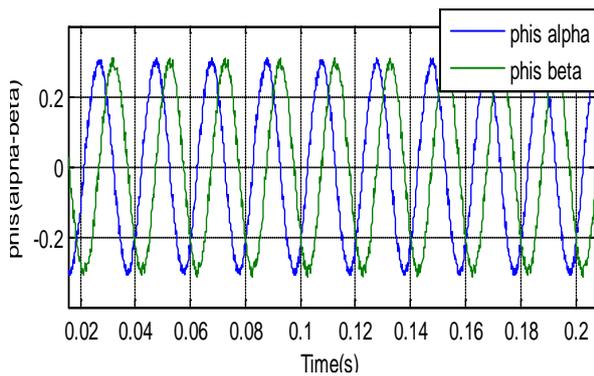


Figure III-32: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  (Wb).

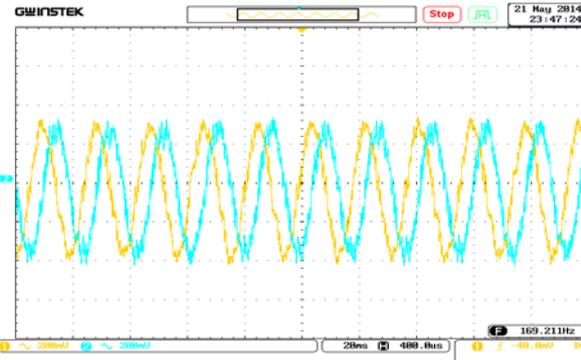


Figure III-33: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  ) scale: Ch1,Ch2 (0.2Wb/div). Time scale: 20ms/div.

**B.3. DTC \_12 secteurs:**

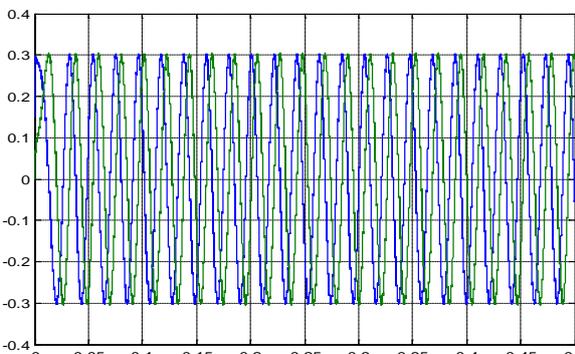


Figure III-51: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  (Wb).

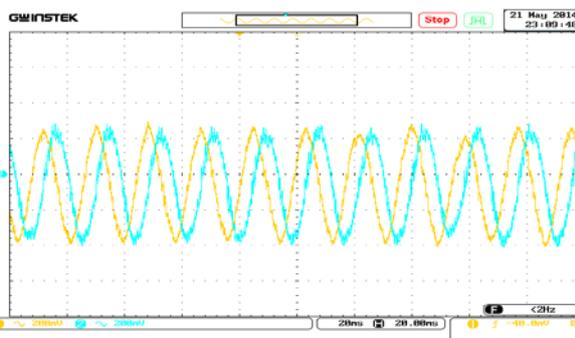


Figure III-52: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  ) scale: Ch1,Ch2 (0.2Wb/div). Time scale: 20ms/div.

**B.4. DTC\_SVM:**

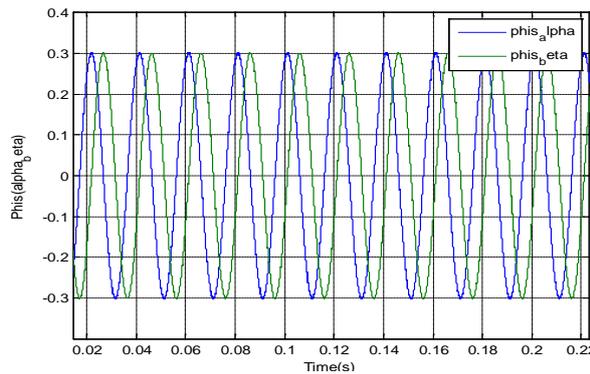


Figure III-71: les deux composantes de flux  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{s\beta}$  (Wb).

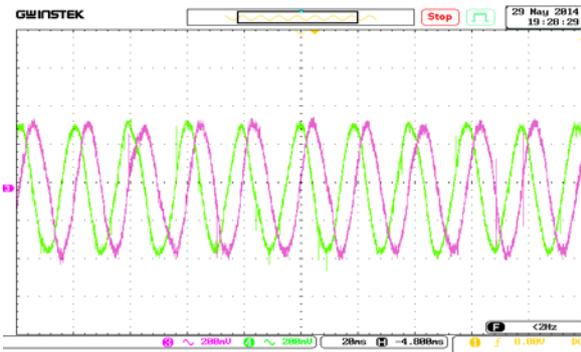


Figure III-72: les deux composantes de flux  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{s\beta}$  ) scale: Ch1,Ch2 (0.2Wb/div). Time scale: 20ms/div

**B.5. DTC\_Linéarisation Entrée-Sortie:**

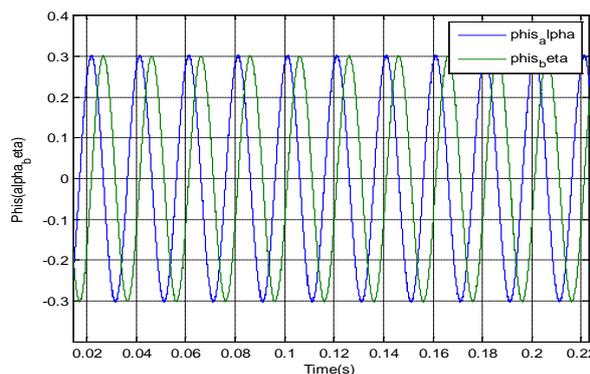


Figure III-92: les deux composantes de flux  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{s\beta}$  (Wb).

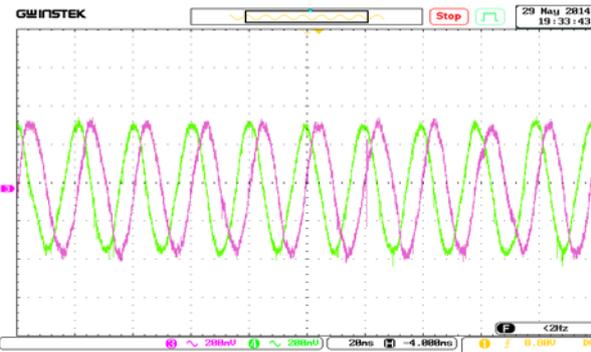


Figure III-93: les deux composantes de flux  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{s\beta}$  ) scale: Ch1,Ch2 (0.2Wb/div). Time scale: 20ms/div.

**B.6. DTC\_ANN:**

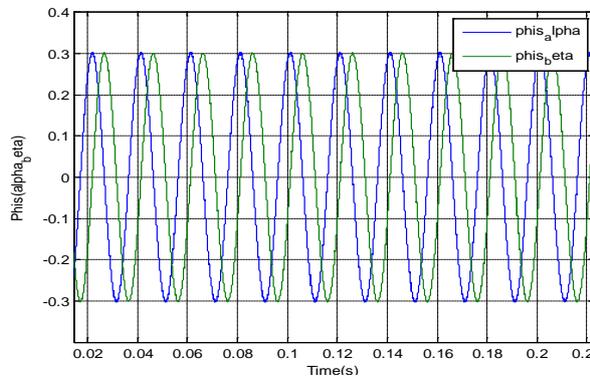


Figure IV-11: les deux composantes de flux  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{s\beta}$  (Wb).

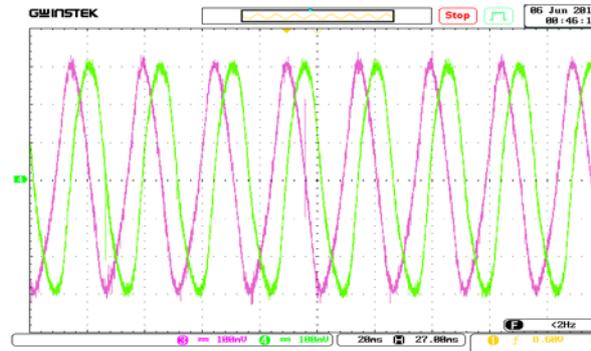


Figure IV-12: les deux composantes de flux  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{s\beta}$  ) scale: Ch1,Ch2 (0.2Wb/div). Time scale: 20ms/div.



## B.7. DTC\_FLC:

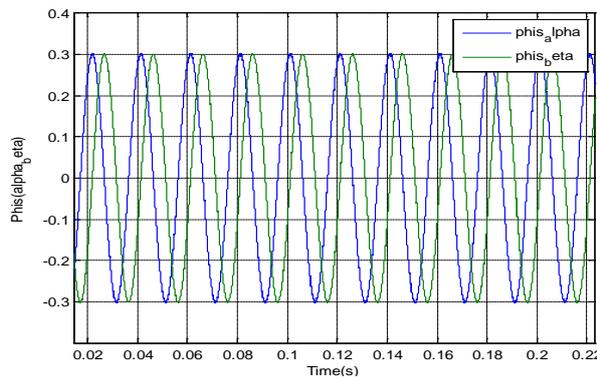


Figure IV-36: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  (Wb).

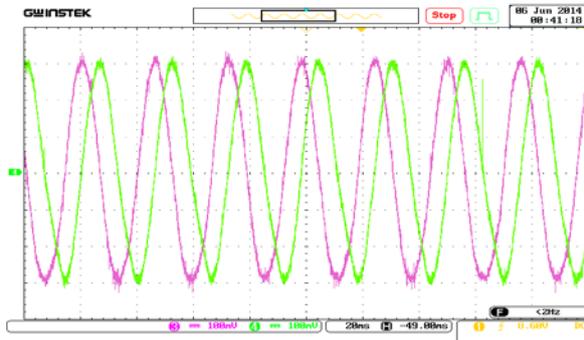


Figure IV-37: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  ) scale: Ch1,Ch2 (0.2Wb/div). Time scale: 20ms/div.



## B.8. DTC\_ANN avec PSO:

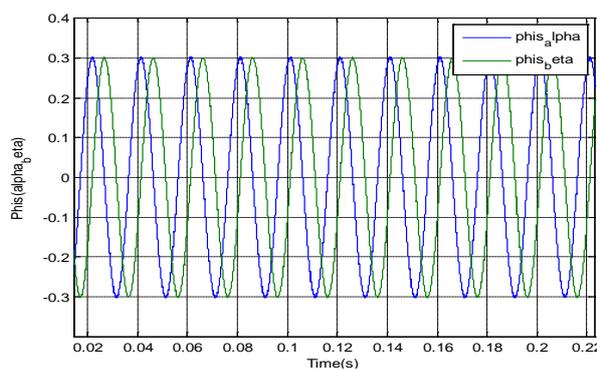


Figure IV-61: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  (Wb).

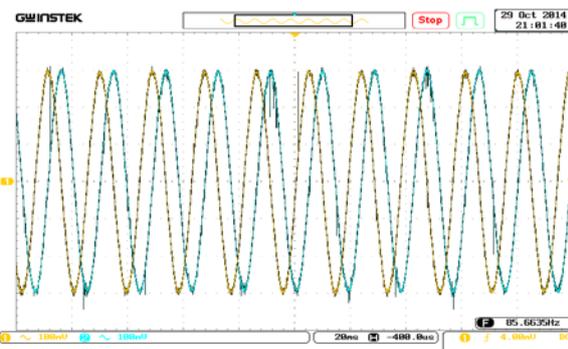


Figure IV-62: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  ) scale: Ch1,Ch2 (0.2Wb/div). Time scale: 20ms/div.



## B.9. DTC\_Predictive avec PSO:

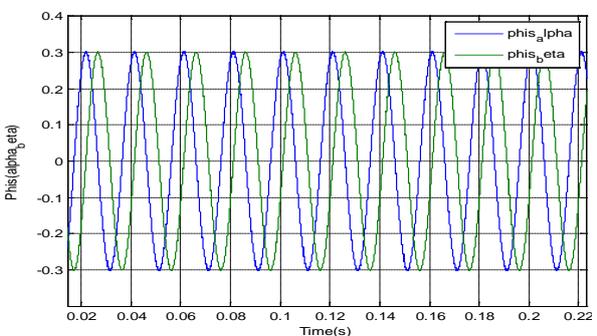


Figure IV-83: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  (Wb).

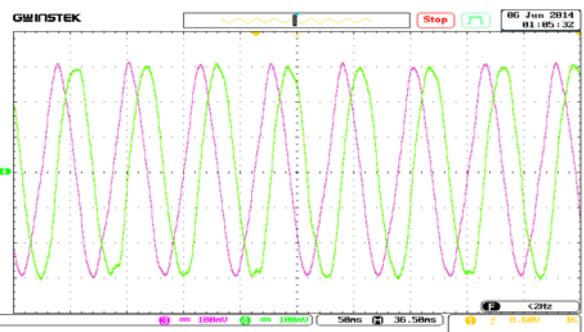


Figure IV-84: les deux composantes de flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  ) scale: Ch1,Ch2 (0.2Wb/div). Time scale: 20ms/div.

**Figures B.3) : Résultats de simulations (A) et expérimentaux (B) les deux composantes de flux.**

**B.1. La DTC classique:**

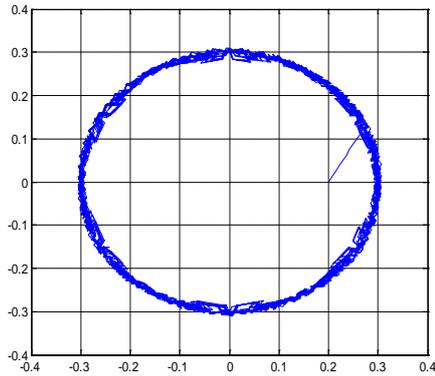


Figure III-16: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha, \phi_\beta$ ) (Wb).

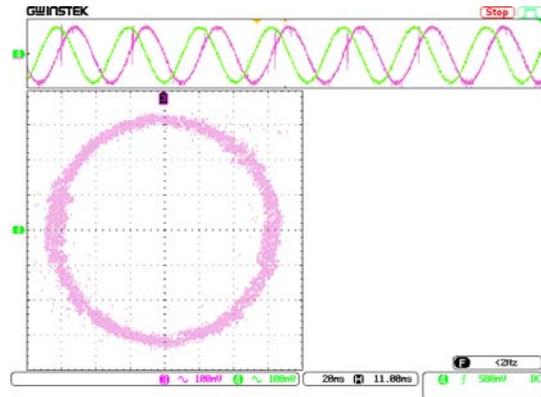


Figure III-17: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha, \phi_\beta$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div

**B.2. DTC \_modifiée:**

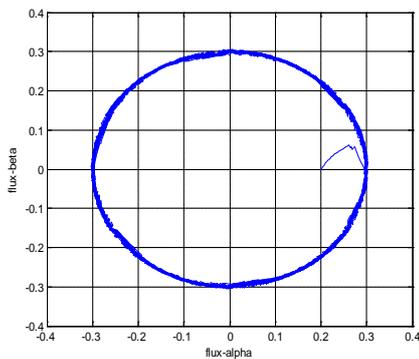


Figure III-34: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha, \phi_\beta$ ) (Wb).

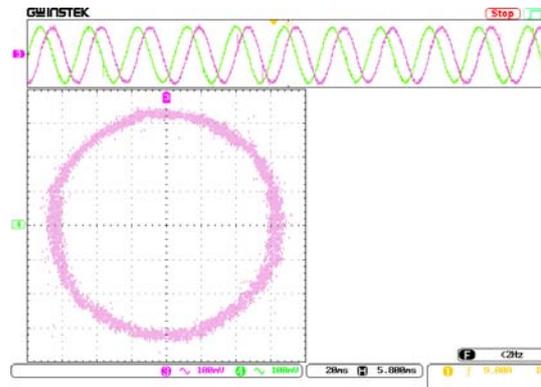


Figure III-35: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha, \phi_\beta$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div

**B.3. DTC \_12 secteurs:**

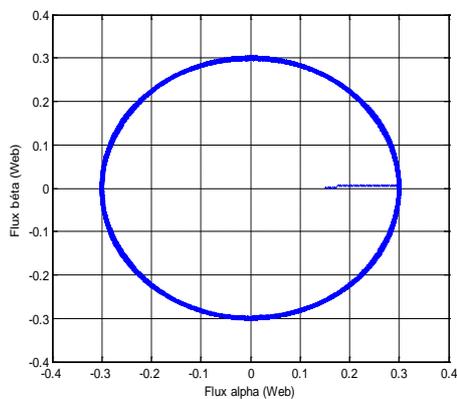


Figure III-53: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha, \phi_\beta$ ) (Wb).

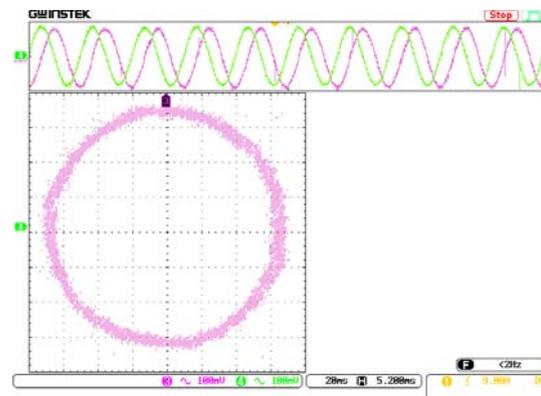


Figure III-54: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha, \phi_\beta$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div.



## B.4. DTC\_SVM:

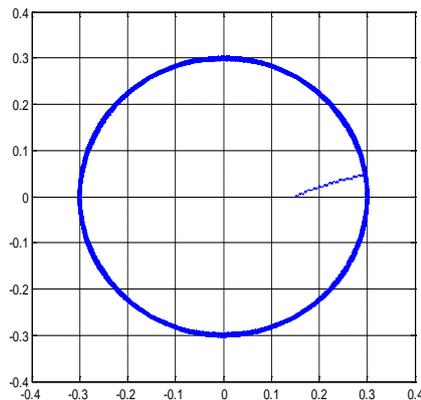


Figure III-73: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha$ ,  $\phi_\beta$ ) (Wb).

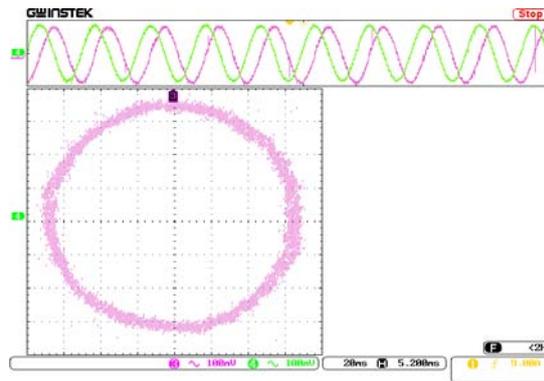


Figure III-74: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha$ ,  $\phi_\beta$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div



## B.5. DTC\_Linéarisation Entrée-Sortie:

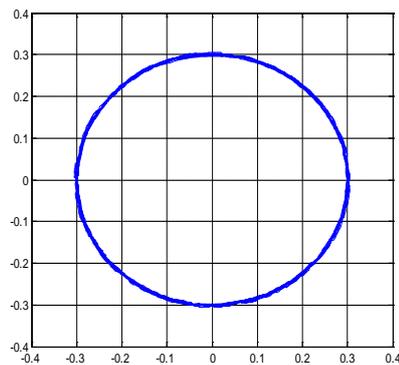


Figure III-94: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha$ ,  $\phi_\beta$ ) (Wb).

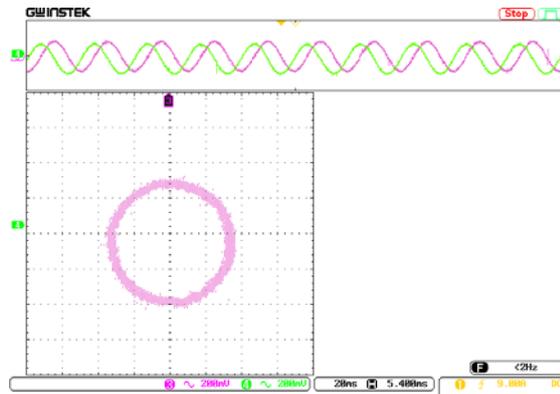


Figure III-95: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha$ ,  $\phi_\beta$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div.



## B.6. DTC\_ANN:

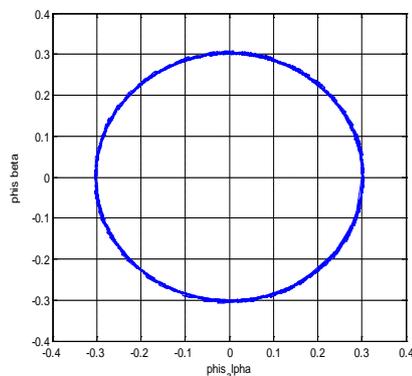


Figure IV-13: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha$ ,  $\phi_\beta$ ) (Wb).

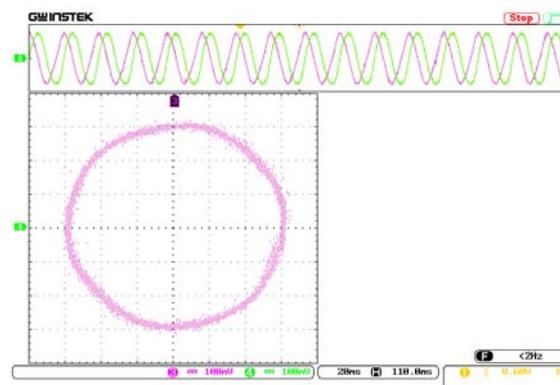


Figure IV-14: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha$ ,  $\phi_\beta$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div.



## B.7. DTC\_FLC:

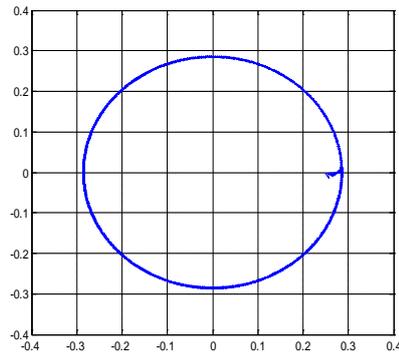


Figure IV-38: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha$ ,  $\phi_\beta$ ) (Wb).

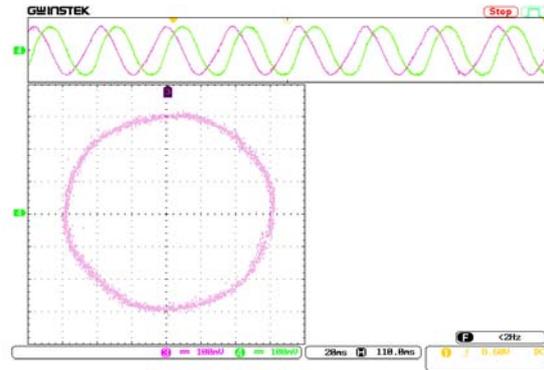


Figure IV-39: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha$ ,  $\phi_\beta$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div.



## B.8. DTC\_ANN avec PSO:

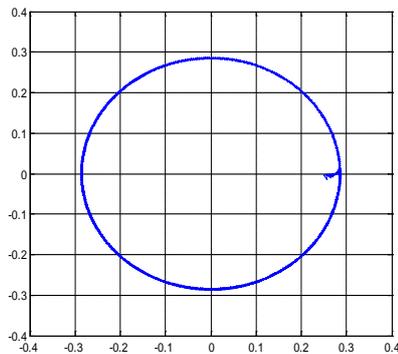


Figure IV-63: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha$ ,  $\phi_\beta$ ) (Wb).

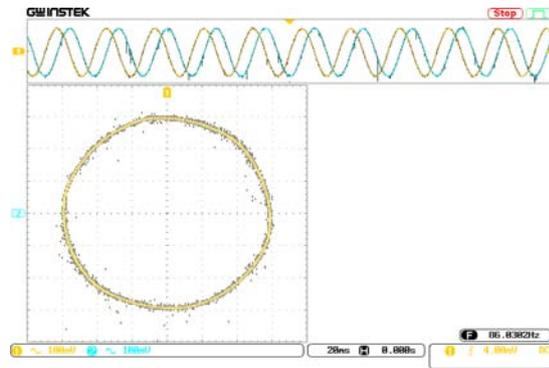


Figure IV-64: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha$ ,  $\phi_\beta$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div.



## B.9. DTC\_Prédicative avec PSO:

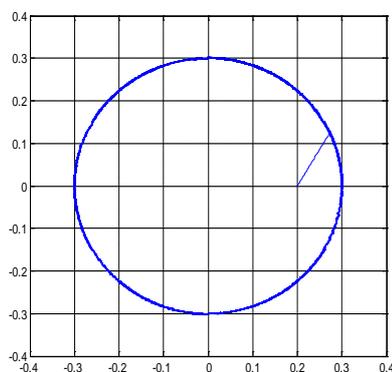


Figure IV-85: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha$ ,  $\phi_\beta$ ) (Wb).

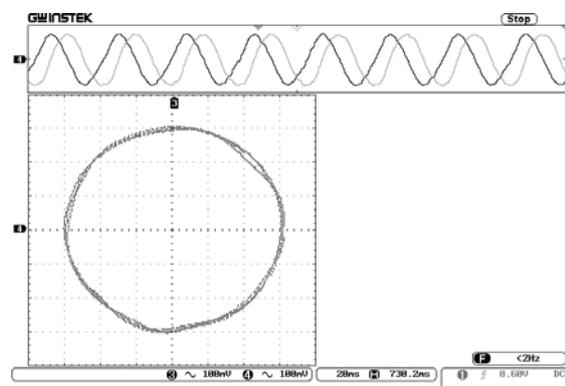


Figure IV-86: Evolution du flux statorique ( $\phi_\alpha$ ,  $\phi_\beta$ ) scale: Ch3,Ch4(0.1 Wb/div). Time scale: 20ms/div.

Figures B.4) : Résultats de simulations (A) et expérimentaux (B) du Evolution du flux.

### B.1. La DTC classique:

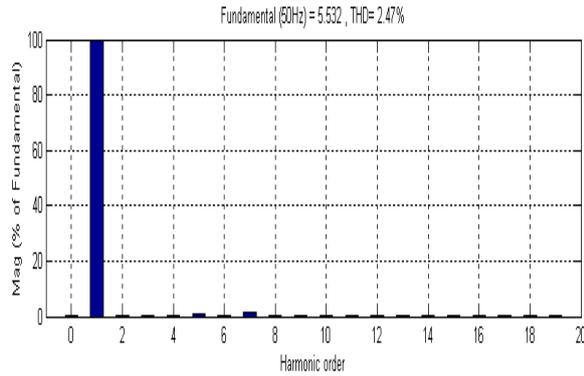


Figure III-20: Spectre d'harmonique dans la phase a.

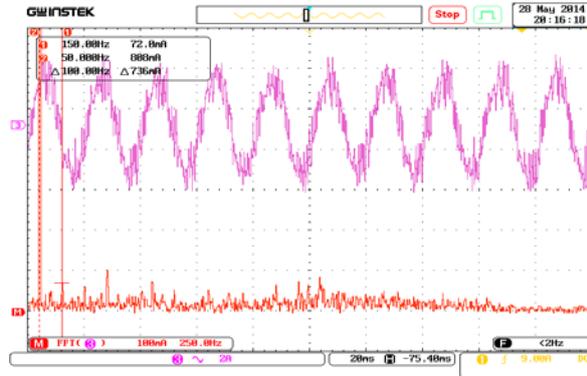


Figure III-21: spectrum of the current for phase a. scale: Ch3(2A/div). Time scale: 20ms/div

### B.2. DTC\_modifiée:

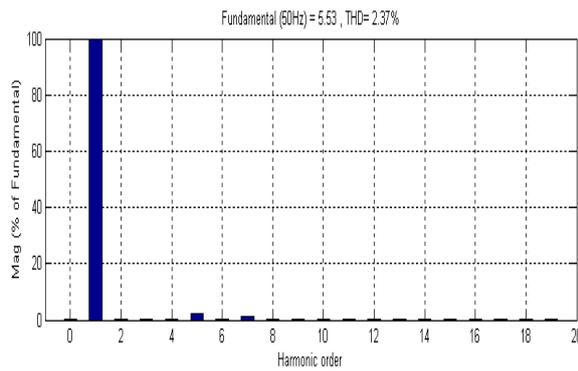


Figure III-38: spectre d'harmonique dans la phase a.

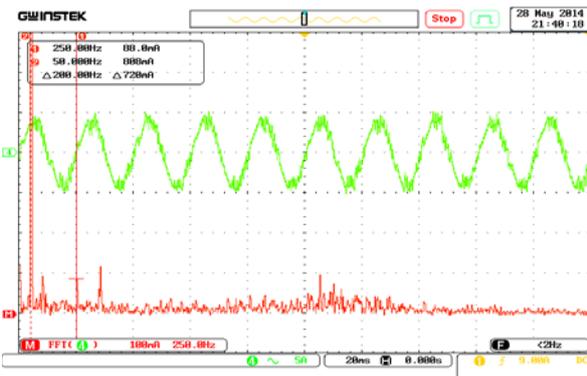


Figure III-39: spectrum of the current for phase a. scale: Ch4(5A/div). Time scale: 20ms/div

### B.3. DTC\_12secteurs:

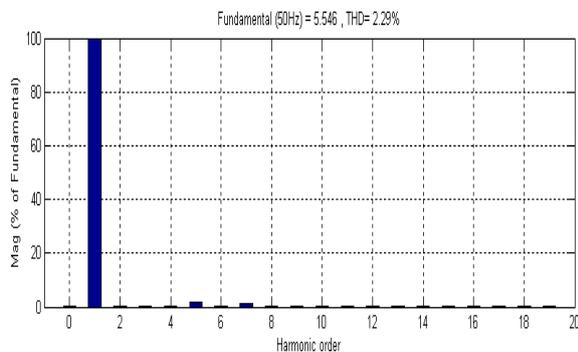


Figure III-57: Spectre d'harmonique dans la phase a.

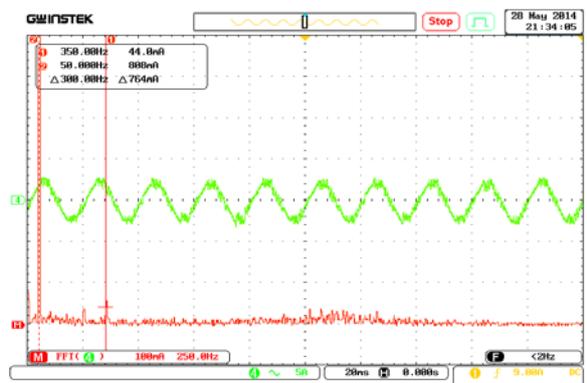


Figure III-58: Spectrum of the current for phase a. scale: Ch4(5A/div). Time scale: 20ms/div.



### B.4. DTC\_SVM:

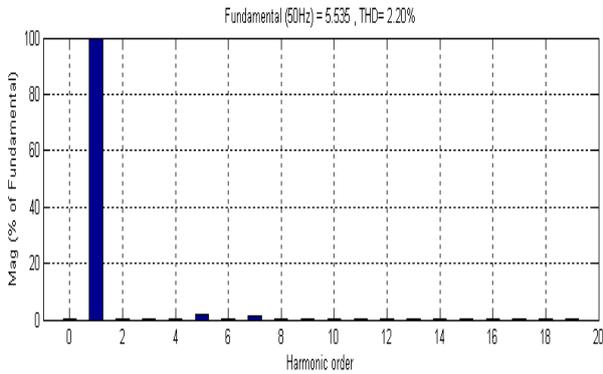


Figure III-77: spectre d'harmonique dans la phase a.

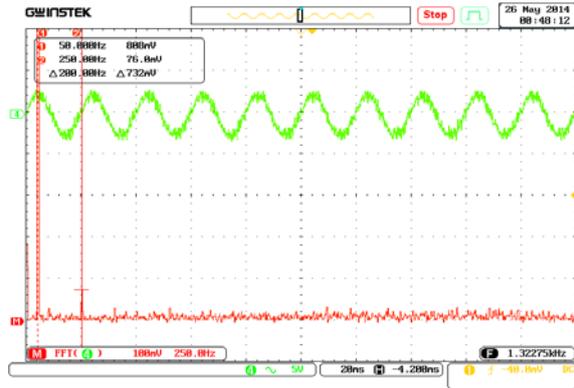


Figure III-78: spectrum of the current for phase a. scale: Ch4(5A/div). Time scale: 20ms/div



### B.5. DTC\_Linéarisation Entrée-Sortie:

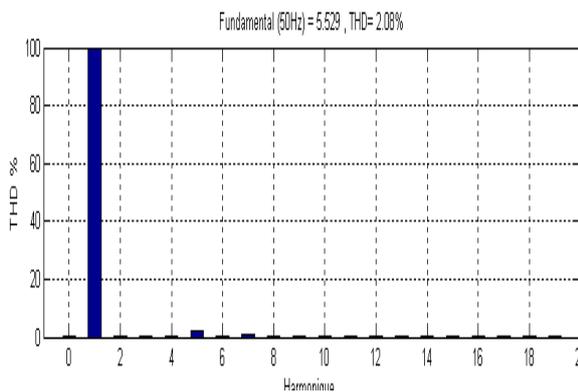


Figure III-98: Spectre d'harmonique dans la phase a.

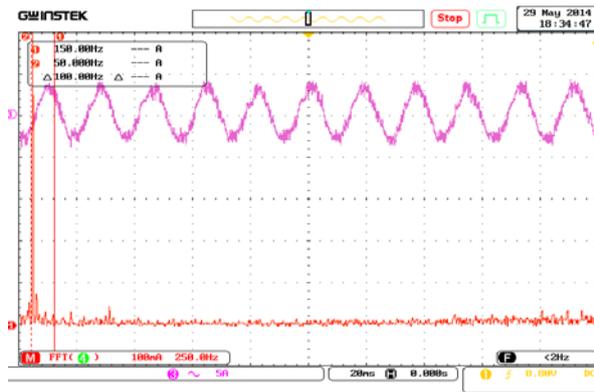


Figure III-99: spectrum of the current for phase a. scale: Ch4(5A/div). Time scale: 20ms/div



### B.6. DTC\_ANN:

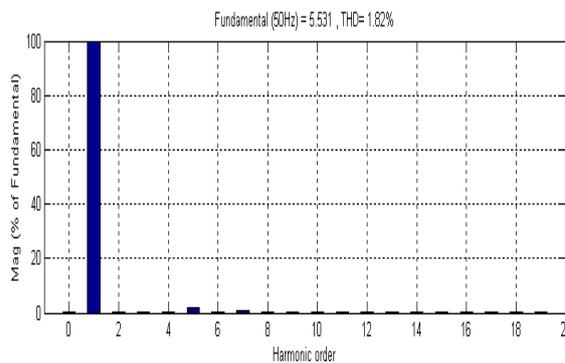


Figure IV-17: Spectre d'harmonique dans la phase a.

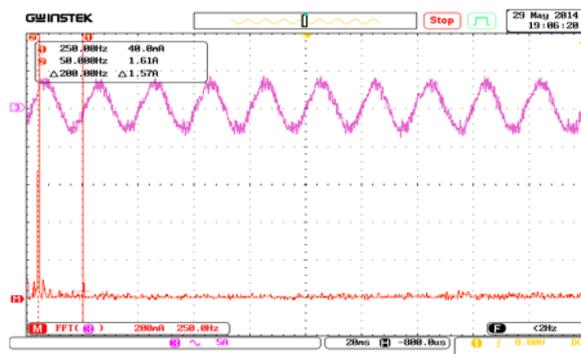


Figure IV-18: spectrum of the current for phase a. scale: Ch4(5A/div). Time scale: 20ms/div

**B.7. DTC\_FLC:**

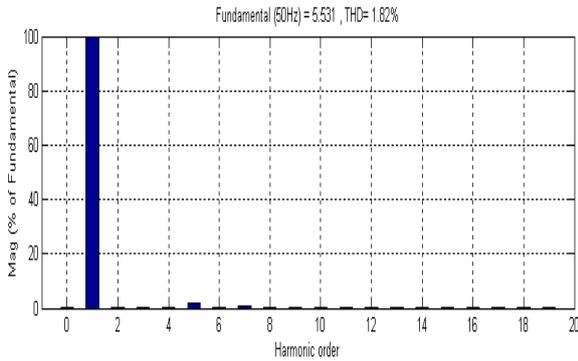


Figure IV-42: Spectre d'harmonique dans la phase a.

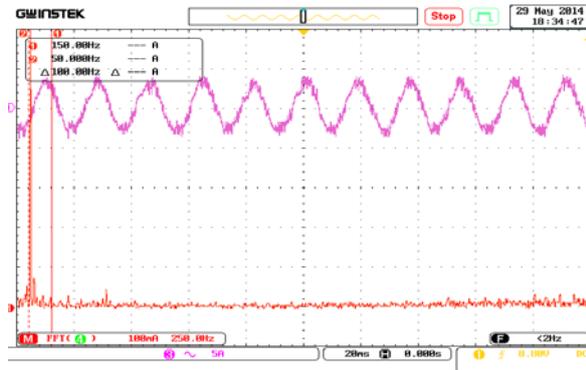


Figure IV-43: spectrum of the current for phase a. scale: Ch4(5A/div). Time scale: 20ms/div

**B.8. DTC\_ANN avec PSO:**

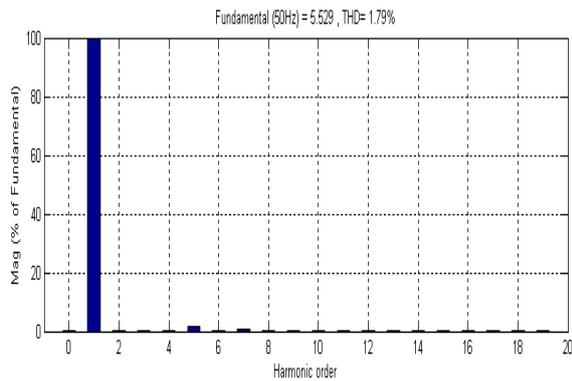


Figure IV-67: Spectre d'harmonique dans la phase a.

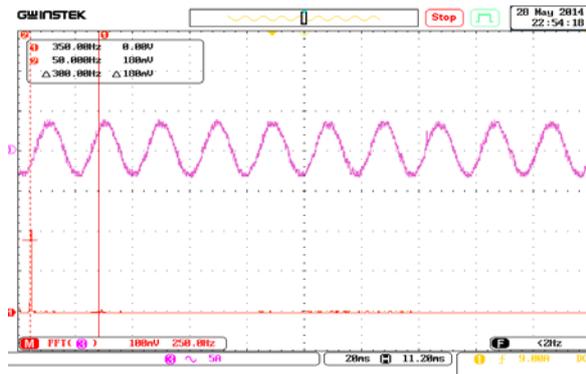


Figure IV-68: spectrum of the current for phase a. scale: Ch4(5A/div). Time scale: 20ms/div

**B.9. DTC\_Predictive avec PSO:**

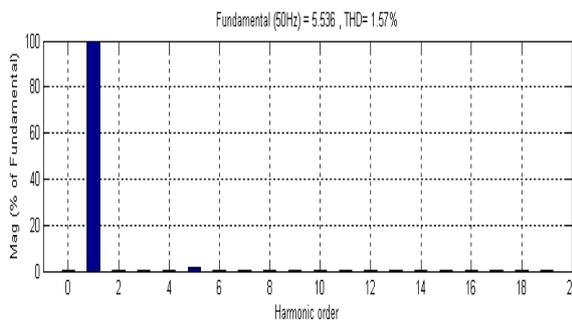


Figure IV-89: Spectre d'harmonique dans la phase a.

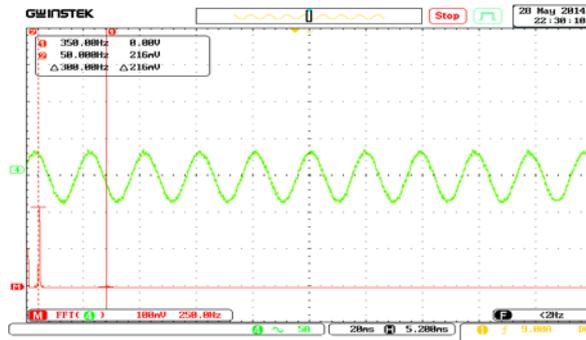


Figure IV-90: spectrum of the current for phase a. scale: Ch4(5A/div). Time scale: 20ms/div

Figures B.5) : Résultats de simulations (A) et expérimentaux (B) du Spectre d'harmonique.

Stratégie	Avantages	Inconvénients
<b>DTC classique</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☺ structure est simple.</li> <li>☺ robuste contre les variations paramétriques.</li> <li>☺ Le flux et le couple suivent parfaitement ses références.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☹ Ondulations du couple et de flux.</li> <li>☹ Le courant sinusoïdal bruité.</li> <li>☹ Fréquence de commutation variable autour de <b>5kHz</b>.</li> <li>☹ Le flux est difficile à contrôler en basses vitesses.</li> </ul>
<b>DTC Modifiée</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☺ La réponse du flux est bien contrôlée.</li> <li>☺ Fréquence de commutation constante autour de <b>3.5kHz</b>.</li> <li>☺ Le courant statorique sinusoïdal.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☹ L'ondulation du flux.</li> <li>☹ L'ondulation de couple.</li> </ul>
<b>DTC 12 secteurs</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☺ Réduire les ondulations de couple et du flux.</li> <li>☺ Le courant statorique sinusoïdal.</li> <li>☺ Minimiser la fréquence de commutation autour de <b>4kHz</b>.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☹ La table de grande taille.</li> <li>☹ Quelque dépassement des bandes de couple.</li> </ul>
<b>DTC_SVM</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☺ La diminution des ondulations de couple et du flux.</li> <li>☺ Le courant statorique sinusoïdal.</li> <li>☺ Fréquence de commutation constante autour de <b>3kHz</b>.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☹ Le flux s'établit lentement.</li> <li>☹ La DTC_SVM est plus compliquée.</li> </ul>
<b>DTC_LI-O</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☺ Maîtriser la fréquence de commutation.</li> <li>☺ Le courant statorique sinusoïdal.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☹ Le flux s'établit lentement.</li> </ul>
<b>DTC_RNA</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☺ La réponse du couple est bien améliorée.</li> <li>☺ Le flux et le couple suivent parfaitement ses références.</li> <li>☺ Le courant statorique sinusoïdal.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☹ Fréquence de commutation variable autour de <b>3kHz</b>.</li> <li>☹ Problème du choix de l'apprentissage.</li> </ul>
<b>DTC_FLC</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☺ Réduire les ondulations de couple et du flux.</li> <li>☺ Le flux s'établit rapidement.</li> <li>☺ Le courant statorique sinusoïdal.</li> <li>☺ Fréquence de commutation constante autour de 4kHz.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☹ Problème du choix du règle.</li> </ul>
<b>DTC_Neurone avec PSO</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☺ Bonne réponse du flux et de couple.</li> <li>☺ Le courant statorique sinusoïdal.</li> <li>☺ Fréquence de commutation constante autour de <b>2kHz</b>.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☹ La structure interne est plus compliquée.</li> </ul>
<b>DTC_Prédictive</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☺ Le contrôle de flux et du couple sont plus précis.</li> <li>☺ Le flux et le couple suivent parfaitement ses références.</li> <li>☺ Le courant statorique sinusoïdal.</li> <li>☺ Fréquence de commutation constante autour de <b>2kHz</b>.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>☹ L'algorithme est plus compliqué.</li> </ul>



# BIBLIOGRAPHE

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] G. Grellet, G. Clerc “ *Actionneurs électriques*” , Editions Eyrolles, 1997.
- [2] Abdelkoudouss FAQIR “ *Commande A Structure Variable D’un Entrainement A Machine Asynchrone Soumis A Un Environnement Mécanique Variable*’ ’ Doctorat L’Université de Picardie Jules Verne France décembre 2003.
- [3] D. Roye, “*Modélisation, contrôle vectoriel et DTC* ” , HERMES Science Europe Ltd, 2000, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, Page(s): 81 -132 vol.1
- [4] Davide Aguglia., “ *Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande Vectorielle*” , Mémoire, Maître Es Sciences, Université Laval Québec, Canada. Décembre 2004.
- [5] Rong-Jong Wai , Jeng-Dao Lee and Kuo-Min Lin, “ *Robust Decoupled Control of Direct Field- Oriented Induction Motor Drive Industrial Electronics*” , IEEE Transactions on Volume 52, Issue 3, June 2005 Page(s): 837 – 854.
- [6] Belhadj J, " *Commande directe en couple d'une machine asynchrone- structures d'observation- application aux systèmes multi machines-multi convertisseurs*". Thèse Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 7 juillet 2001.
- [7] Bernard M, Hirsinger L, " *Problème de la motorisation d'un véhicule électrique,*" Journées Electrotechniques, Club EEA, Cachan, Mars 1994.
- [8] Locment F, " *Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé*". Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille décembre 2006.
- [9] Morand F, " *Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones*". Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, janvier 2005.
- [10] Perusa M., “*Contribution a la définition de moteurs a aimants pour un véhicule électrique hybride routier,*” Thèse de l’institut National Polytechnique de Toulouse, N 1138, 1996.
- [11] Gasc L., “*Conception d’une actionneur a aimants permanents a faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile approches par la structure et par la commande*”, Thèse de l’institut National Polytechnique de Toulouse N2159, 2004.
- [12] Robyns B., Fu Y., Labrique F., Buyse H., “*Commande numérique de moteurs synchrones a aimants permanents de faible puissance,*” J.Phys. III France 5(1995), pp 1255-1268, Aug, 1995.
- [13] Lateb R., “ *Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d’espace et de temps : application a la propulsion marine par POD*” , Thèse de l’institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
- [14] Cimuca GO., “*ystème inertiel de stockage d’énergie associé a des générateurs éoliens* ”, Thèse de doctorat, L’école National Supérieur d’Arts et Métiers Centre de Lille, N

- 2005-27 , 2005.
- [15] Multon B., Gergaud O., Ben Ahmed H., ‘‘Etat de l’art dans les aérogénérateurs électriques’’, Extrait du rapport de synthèse ECRIN, 24 Fev .2012.
- [16] G. Lacombe : *Définition et Réalisation d’une Nouvelle Génération de Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs* ; Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [17] L. Gasc, ‘‘Conception d’un actionneur a aimants a faibles ondulation de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande’’, Thèse de doctorat l’institut national polytechnique de Toulouse,2004.
- [18] Lateb R., ‘‘ Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d’espace et de temps : application a la propulsion marine par POD’’, Thèse de l’institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
- [19] F. Gillon, ‘‘Modélisation et Optimisation par Plan d’Expérience d’un Moteur a Commutation Electrique’’,Thèse de doctorat, Université de Lille, 1997.
- [20] G. Lacroux, "*Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements*", Lavoisier,1995.
- [21] G. Segulier, et F. Notelet, "*Electrotechnique Industrielle*", Technique et Documentation Lavoisier 1977.
- [22] N. Bernard, ‘‘Machine Synchrone : de la Boucle Ouverte a l’Autopilotage’’, Revue 3EI, septembre 2002, pp.24-39.
- [23] G. Guy, et C. Guy, "*Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande*", Edition Eyrolles, 2000.
- [24] A. Genon, et W. Lagros, "*Machines Electriques*", Edition science Europe, Paris 2000.
- [25] P. S. Bastiani, "*Stratégies de commande minimisant les pertes d’un ensemble convertisseur -machine alternative : Application à la traction électrique*", Thèse de Doctorat de l’Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Février 2001.
- [26] B. Tounsi, ‘‘ Etude Comparative de Groupe Electrogènes Embarqués a Large Gamme de vitesse Variable Associant Machine a Aimants Permanents et Conversion Statique’’, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [27] P. Henri., ‘‘ Conception d’une Architecture Multiprocesseur pour la commande de Systèmes Electromécaniques’’, Thèse de Doctorat, Université Catholique de Louvain, 2003.
- [28] M. Bensoam., ‘‘Capteur et Actionneurs’’, Cours Master SIS.1 ; Université Paul Cézanne Aix-MarseilleII, Génie Electrique, 2005.
- [29] M. Benammar, L. Ben-Brahim, M.A. Alhamadi, ‘‘A High Precision Resolver-to- DC Converter’’, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 54, No. 6, pp.2289-2296, Dec. 2005.

- [30] A. O. Di Tommaso, R. Miceli, ‘‘ A new high accuracy software based resolver-to-digital converter’’, IEEE Industrial Electronics Society, 29<sup>th</sup> Annual Conference, IECON, Vol. 3, pp. 2435-24402, Nov.2003.
- [31] C. Pereram, F. Blaabjerg, J. Pedersen, ‘‘A Sensorless, stable V/F control method for permanent magnet synchronous motor drives’’, IEEE Trans. On industry applications, Vol.39, n° 3, May/June 2003.
- [32] Leonhard W., ‘‘ Control of Machines with the Help of Microelectronics’’ , Third IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Sept 1994, pp. 35-58.
- [33] Ludtke, I, Jayne M. G. ‘‘ A comparative study of high performance speed control strategies for voltage source PWM inverter fed induction motor drives’’ , Seventh International Conference on electrical Machines and Drives, 11-13 September 1995, University of Durham, UK.
- [34] Souad Chaouch, ‘‘ Commande Vectorielle Robuste d'une Machine a Induction sans Capteur de Vitesse’’ , These de doctorat en science en électrotechnique l'université de Batna 03 Décembre 2005.
- [35] Jeon S.H, Oh K.K, Choi J.Y, "Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors " IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, N° 3, June 2002.
- [36] Rong J.W , Jeng D.L, Kuo M.L, " Robust decoupled control of direct field oriented induction motor drive". IEEE Industrial Electronics Transactions on Vol.52, Issue 3, pp. 837 – 854. June 2005.
- [37] Shigeo M, Yoji T, Keita H, Yi T, Takao H, "Design and Control System of Inverter Driven Permanent Magnet Synchronous Motors for High Torque Operation," IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 29; No. 6, November/December 1993.
- [38] Boussak M, Jarray K, "A New Stator Résistance Estimation Method for High Performance, Stator-Flux Oriented Sensorless Induction Motor Drives," IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the 2002 IEEE, Pp. 311 – 316, vol.1, 5-8 Nov. 2002.
- [39] Takahashi I, Noguchi T, "Take a look back upon the past decade of direct torque control". IECON, 23<sup>rd</sup> International Conference on Vol.2, Issue, pp. 546 – 551, Nov 1997.
- [40] Y. A Chapuis, ‘‘ Contrôle Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique’’ , Thèse Doctorat INPG, génie électrique.
- [41] Jamel BELHADJ, ‘‘ Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone Structures d'observation Application aux systèmes multi machines-multi convertisseurs’’ , 7 juillet 2001 Thèse Doctorat Toulouse.
- [42] Anne Marie Arker Hissel, ‘‘ Contrôle Direct du Couple Electromagnétique de Machines Asynchrones de Grande Puissance’’ , Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 1999.

- [43] Takahashi, I. Ohmori, Y., “*High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor*” , Industry Applications, IEEE Transactions on Date: Mar/Apr 1989, Volume: 25, Issue: 2 , on page(s): 257-264
- [44] Hoang Le-Huy, “*Comparison of field-oriented control and direct torque control for induction motor drives*” , Industry Applications Conference. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. of the IEEE. Vol 2, Issue, 1999 Page(s):1245 - 1252 vol.2.
- [45] Rachid, D; Othman, H.; Faouzi, B., “*A Completely Vectored Direct Torque Control Scheme for Induction Motor*” , Systems, Man and Cybernetics, IEEE International Conference, Issue , 6-9 oct. 2002 page(s): 6 pp. vol.5
- [46] Tripathi, A; Das, S.P. “*A PC-based hardware and software design for a direct torque and flux controlled induction motor drive system*” ’ Industrial Technology 2000. Proceedings of IEEE International Conference on Volume 2, Issue 19-22 Jan. 2000 Page(s): 26 - 31 vol.1
- [47] Buja, G.; Casadei, D.; Serra, G., “*Direct torque control of induction motor drives*” , Proceedings of The IEEE International Symposium, Issue, 7-11 Jul 1997 Page(S):Tu2 - Tu8 Vol.1.
- [48] Casadei, D.; Profumo, F.; Serra, G.; Tani, A ‘*FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control*’ ’ , Power electronics, IEEE Transactions on volume 17, issue 5, Sep 2002 page(s): 779 – 787.
- [49] I. El Hassan, E. v. Westerholt, X. Roboam, and B. de Fornel, “*Torque Dynamic Behavior of Induction Machine Direct Torque Control in Four Quadrant Operation,*” Proc. International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'97, Guimarães, Portugal, July, 1997.
- [50] D.casadei, G. Grandi ,G serra, A. Tani, “*Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct Torque of induction machines*’ ’ Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON apos; Vol 1, Issue, 5-9 Sep 1994 Page(s):299 – 304.
- [51] Kaboli, S.; Zolghadri, M.R.; Emadi, ‘*A Hysteresis band determination of direct torque controlled induction motor drives with torque ripple and motor-inverter loss considerations*’Power Electronics Specialist Conference, PESC '03. 2003 IEEE Volume 3, 15-19 June 2003 Page(s):1107 - 1111 vol.3
- [52] Isao. Takahashi, Toshihiko. Noguchi, “*Take a Look Back Upon the Past Decade of Direct Torque Control*” ’ , IECON. 23rd International Conference on Vol 2, Issue, 9-14 Nov 1997 Page(s): 546 – 551.
- [53] C. Attaianese - G. Tomasso A. Damiano - I. Marongiu A. Perfetto “*Direct Torque and Flux Control of Induction Motor Drives*” , Power Electronics and Drive Systems, Proceedings, Issue, 26-29 May 1997 Page(s):642 - 648 vol.2.
- [54] N.R.N. Idris and A.H.M. Yatim, “*Reduced Torque Ripple and Constant Torque Switching Frequency Strategy for Direct Torque Control of Induction Machine*” , Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE 2000.

- [55] Nik Rumzi Nik Idris, and Abdul Halim Mohamed Yatim, “*Direct Torque Control of Induction Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple*” , IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004
- [56] M.R. Zolghadri, C. Pelissou, D. Roze, “*Start up of a Global Direct Torque Control System*” , Power Electronics Specialists Conference, 1996, 27th Annual IEEE, Issue , 23-27 Jun 1996 Page(S):370 - 374 Vol.1
- [57] Domenico Casadei, Giovanni Serra and Angelo Tani, “*Steady-State and Transient Performance Evaluation of a DTC Scheme in the Low Speed Range*” , IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, N°. 6, Nov. 2001.
- [58] Y. A. Chapuis and D. Roze, “*Direct Torque Control and Current Limitation Method in Start Up of an Induction Machine*” , Proceedings of IEE Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, London, UK, 1998, pp. 451-455.
- [59] Haghbin, S.; Zolghadri, M.R.; Kaboli, S.; Emadi, A., “*Performance of PI stator resistance compensator on DTC of induction motor*” , Industrial Electronics Society, Conference of the IEEE, Issue , 2-6 Nov. 2003 Page(s): 425 - 430 vol.1.
- [60] L. Tang, M. F. Rahman, and M. E. Haque, “*A Novel PI Stator Resistance Estimator for Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*” , In Proceedings of the Australian Universities Power Engineering Conference(AUPEC2002), University, Melbourne, Australia, Sep/Oct 2002.
- [61] M. E. Haque and M. F. Rahman “*Influence of Stator Resistance Variation on Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Performance and Its Compensation*” , IEEE Industry Application Society Annual Meeting, Chicago, USA, vol. 4, pp. 2563 -2569, 2001.
- [62] Marian P. Kazmierkowski, and Andrzej B. Kasprowicz, “*Improved Direct Torque and Flux Vector Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives*” , IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42. No.4, August 1995.
- [63] Habetler, T.G. Profumo, F. Pastorelli, M. Tolbert, L.M, “*Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation*” , Industry Applications, IEEE Transactions on Publication, Sep/Oct 1992. Vol: 28, Issue: 5.
- [64] Cristian Lascu, Ion Boldea, and Frede Blaabjerg, “*A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive*” , IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 1, January/February 2000.
- [65] Zhang, J.; Rahman, M.F.; Tang, L, “*Modified Direct Torque Controlled Induction Generator with Space Vector Modulation for Integrated Starter Alternator*” , Power Electronics and Motion Control Conference, The 4th International, Issue , 14-16 Aug. 2004 Page(s): 405 - 408 Vol.1
- [66] Jun-Koo Kang, and Seung-Ki Sul, “*New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency*” , IEEE Transactions on

- Industry Applications, Vol. 35, No. 5, Sep/Oct 1999.
- [67] Jehudi Maes and Jan Melkebeek, “*Discrete Time Direct Torque Control of Induction Motors using Back-EMF measurement*”, IEEE industry applications conference 1998. Thirty- third IAS annual meeting 1:407-414 1998.
- [68] Xavier del Toro Garcia, Antoni Arias, Marcel G. Jayne, Phil A. Witting, Vicenç M. Sala and Jose Luis Romeral , “ *New DTC Control Scheme for Induction Motors fed with a Three-level Inverter*” , AUTOMATIKA 2005. ISSN 0005–1144, ATKAAF 46(1–2), 73–81 (2005).
- [69] Hu, X.; Zhang, L. “*A predictive direct torque control scheme for a three-level VSI fed induction motor drive* ” Electrical Machines and Drives, 1999. Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 468) Volume , Issue , 1999 Page(s):334 – 338.
- [70] Zhuohui Tan; Yongdong Li; Min Li, “ *A Direct Torque Control of Induction Motor Based on Three-Level NP Cinverter*” , Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual. Issue , 2001 Page(s):1435 - 1439 vol. 3
- [71] Martins, C.A.; Carvalho, A.S., “ *Technological Trends in Induction Motor Electrical Drives*” , Power tech Proceedings, 2001 IEEE page(s):7 pp. vol.2
- [72] A.M. Arcker-Hissel, M.Pitezak-David And B. De Fornel, “ *Improved Variable Structure Controllers of High Power 3-Level Inverter-Fed Induction Motor Drivers*” , 2nd IMACS International, Computational Engineering in Systems Applications Co-Sponsored by IEEE, Nabeul- Hammamet, Tunisia . April 1-4, 1998.
- [73] Kyo-Beum Lee, Joong-Ho Song, Ick Choy, and Ji-Yoon Yoo, “ *Torque Ripple Reduction in DTC of Induction Motor Driven by Three-Level Inverter with Low Switching Frequency*” , IEEE on Power Electronics, Vol. 17, N°. 2 March 2002.
- [74] Filipek Piotr, “*Neuro-Fuzzy Control of Inverter-Fed Induction Motor Drives*” thesis. Lublin University of Technology Poland 2001.
- [75] Cirrincione, G, Cirrincione, M, Chuan Lu, Pucci, M, “*Direct Torque Control of Induction Motors by Use of The GMR Neural Network*” , Neural Networks, Proceedings of the International Joint Conference, Issue , 20-24 July 2003 Page(s): 2106 - 2111 vol.3.
- [76] J.-S. R. Jang, C.-T. Sun, “ *Neuro-Fuzzy Modelling and Control*” , Proceeding IEEE, vol. 83, pp. 378 406, Mar. 1995.
- [77] M.P. Kazmierkowski, “*Control Strategies for PWM Rectifier/Inverter-Fed Induction Motors*”, Industrial Electronics. ISIE. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on. Issue , 2000 Page(s):TU15 - TU23 vol.1.
- [78] D.H. Kim, K. Hirota “ *Vector control for loss minimization of induction motor using GA–PSO*” Applied Soft Computing 8 (2008) 1692–1702.

- [79] D. H. Kim, ‘‘GA–PSO based vector control of indirect three phase induction motor’’ Applied Soft Computing 7 (2007) 601–611.
- [80] S. K. Mandal, S. Sural, and A. Patra ‘‘ANN- and PSO-Based Synthesis of On-Chip Spiral Inductors for RF ICs’’. IEEE TRANSACTIONS ON COMPUTER-AIDED DESIGN OF INTEGRATED CIRCUITS AND SYSTEMS, VOL. 27, NO. 1, JANUARY 2008.
- [81] T. Geyer, G. Papafotiou, M. Morari ‘‘Model Predictive Direct Torque Control—Part I: Concept, Algorithm, and Analysis’’, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 56, NO. 6, JUNE 2009.
- [82] H. Miranda, P. Cortés, JI. Yuz ‘‘Predictive Torque Control of Induction Machines Based on State-Space Models’’. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 56, NO. 6, JUNE 2009.
- [83] J. Beerten, J. Verveckken, J. Driesen ‘‘Predictive Direct Torque Control for Flux and Torque Ripple Reduction’’. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 57, NO. 1, JANUARY 2010.
- [84] M. Pacas, J. Weber, ‘‘Predictive Direct Torque Control for the PM Synchronous Machine’’. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 52, NO. 5, OCTOBER 2005.
- [85] Jie CHEN Yongdong, Li, ‘‘Virtual Vectors Based Predictive Control of Torque and Flux of Induction Motor and Speed Sensorless Drives’’, Industry Applications Conference, Thirty- Fourth IAS Annual Meeting. 1999 IEEE.
- [86] P.Pillay et R.Krichman ‘‘Modelling, simulations and analysis of permanent magnet motor drives, Part I the PMSM derives’’. IEEE Transaction on industry applications, Vol.25, N°2 March/April 1989.
- [87] B.K.Bose ‘‘Power electronic and AC drives’’, Prentice-hall 1986.
- [88] T.Rekioua ‘‘Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents’’. Thèse de Doctorat de l’INPL Lorraine, 1991.
- [89] F.Bouchafaa, A.Rekkab, R.Ibtiouen ‘‘Les performances d’une machine synchrone à aimants permanents (MSAP)’’. Proceedings CMSES’97 Saida, 13-14 Mai.
- [90] P.Vas ‘‘Victor control of AC Machines’’, Clarendon Press-Oxford 1990.
- [91] K.Benmansour ‘‘Etude et implantation de contrôleurs robustes et flous d’une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel’’. Thèse de Magister. Ecole Militaire Polytechnique (EMP) 1999.
- [92] F.Bouchafaa, A.Rekkab ‘‘Comparaison des stratégies de régulation de courant pour la commande numérique des servomoteurs synchrones à aimants permanents’’. International Conference on Electrotechnics, ICEL2000, Oran, Algérie, 13-15-

- Novembre-2000, PP.114-119.
- [93] F.Bouchafaa "*Etude de l'influence des paramètres sur les performances de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents*". Thèse de magister, USTHB,1997.
- [94] Y.Benbouaza "*Commande vectorielle sans capteur mécanique incluant la logique flou d'une PMSM alimentée par onduleurs tension contrôlé en courant*". Thèse de Magistère, 25 Septembre 1999 (USTHB).
- [95] Caron J.P, Hautier J.P, "*modélisation et commande de la machine asynchrone* " Edition 1995.
- [96] Carlos D.A.M, "*Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multi niveaux à fréquence imposée,* " Thèse doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 15 Décembre 2000.
- [97] Labrique F, Segurier G, Bausier R, "*Les convertisseurs de électronique de puissance* ", Volume 4 : La conversion continu Alternatif, Lavoisier 1995.
- [98] Ismail E, "*Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct du couple* ".Thèse doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, Mars 1999.
- [99] Chapuis Y.A, Roye D, Courtine S, "*Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique* ", J. Phys. III France 5 (1995) 863-880. JUNE 1995.
- [100] Y.Fu et al. "*Digital control of a PM synchronous actuator drive system with a good power factor*". IMACS'91 world congress, Dublin, July 1991.
- [101] F.Bouchafaa, A.Rekkab, R.Ibtiouen "*Étude des performances de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP)*". Journal of the IEEA Dec 1997. Batna.
- [102] F.Bouchafaa "*Développement de la commande vectorielle d'une MSAP en vue d'utilisation dans une station de pompe*". JNEVER 99 Tlemcen 23-24-Nov.1999.
- [103] S.H.Park, Y.J.Park, K.R.Baek, I.H.Lim, H.S.Ryu "*Study of developing control algorithm for pumped-storage synchronous motor drive*". KIEE International transactions on Electrical Machinery and Energy conversion systems, Vol.5-B, N° .1, pp.84-89, 2005.
- [104] M.Lajoie-Mazenc et al. "*Study and implementation of hysteresis controlled inverter on a permanent magnet synchronous machine*". IEEE transaction on Industry Applications, Vol.IA-21, N°2, March/April 1985.
- [105] E. Mendes "*Contribution à l'étude de servomoteur à induction et mise en oeuvre de commandes numériques à flux orienté et adaptatives*". Thèse de Doctorat, 06 Octobre 1993, Paris 6.

- [106] H. Mesloub, M.T. Benchouia, A. Golea, M.E.H. Benbouzid. "Resolver Based Vector Control Implementation of Permanent Magnet Synchronous Machine Using a Dspace". 10th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), IEEE Conference. Monaco, pp.1-6, 2015.
- [107] M. Staebler, "TMS320F240 DSP solution for obtaining resolver angular position and speed", Texas Instruments, Application report, Feb. 2000.
- [108] C. Carlos, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone I", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [109] Y. A. Chapuis, "Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statorique", Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.
- [110] K. Bebmansour, "Contributions à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur", Thèse de doctorat de l'ENP El-Harrach, 2006.
- [111] R. Toufouti, "Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2008.
- [112] Heath Hofmann, Seth R. Sanders, "Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two-Time-Scale Approach", IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 34, No. 1, January/February 1998.
- [113] Casadei, D.; Profumo, F.; Serra, G.; Tani, A "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control", Power electronics, IEEE Transactions on volume 17, issue 5, Sep 2002 page(s): 779 – 787.
- [114] P. A. Arias, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.
- [115] I. Takahashi, Y. Ohmori, "High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor", In Proceedings of IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.25, pp. 257-264, March/April 1989.
- [116] M. F. Rahman, L. Zhong, and M E. Haque, "Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor", Journal of Electrical and Electronics Engineering, Special Issue on Power Engineering, Vol. 20, No. 1, pp. 1-7, Australia, 2000.
- [117] M. F. Rahman, L. Zhong, and K. W. Lim, "A Direct Torque Controlled Interior Magnet Synchronous Motor Drive Incorporating Field Weakening", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 6, pp. 1246-1253, November/December 1998.
- [118] J. Luukko, "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machine – Analysis and Implementation", Doctorate Thesis, Helsinki University of Technology, Finland, 2000.

- [119] L. Zhong, M. F. Rahman, W.Y. Hu, Lim K. W, and M. A. Rahman, "A *Direct Torque Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 3, pp. 637-642, September 1999.
- [120] B. Mokhtari, "*Implantation de la DTFC par des Techniques de l'Intelligence Artificielle Neuronale et Floue : Application à la Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs de Tension à deux et trois Niveaux*", Thèse de Magister; université de Batna, 2004.
- [121] M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb, and N. Golea, "*Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive*", In Proceedings of MS'02 conference, Girona, Spain 2002.
- [122] L. Tang and M. F. Rahman, "*A Matlab/Simulink Model Based on Power System Blockset –A New Direct Torque Control Strategy for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System* ", In Proceedings of AUPEC'01, Australian University, Power Engineering Conference, Perth, Australia, pp. 281-286, 2001.
- [123] Z. Rabah, "*Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux*" , Thèse de doctorat de l'ENP El-Harrach, 2007.
- [124] Lai, Yen-Shin and Jain-HO Chen, " *A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple Reduction* ", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 16, No. 3, Sep. 2001, pp. 220-227.
- [125] Buja, G.S.; Kazmierkowski, M.P., "*Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors a Survey*" , Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 51, Issue 4, Aug. 2004 Page(s): 744 – 757.
- [126] Jun-Koo Kang, and Seung-Ki Sul, " *New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency* ", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 5, Sep/Oct 1999.
- [127] R. Toufouti , S.Meziane and H. Benalla., " *Direct Torque Control Strategy of Induction Motors*" , ACTA Electrotechnica et Informatica, Volume 7, Number 1 pp. 22-28, 2007. ISSN1335-8243.
- [128] Jie CHEN Yongdong, Li, " *Virtual Vectors Based Predictive Control of Torque and Flux of Induction Motor and Speed Sensorless Drives*" , Industry Applications Conference, Thirty- Fourth IAS Annual Meeting. 1999 IEEE.
- [129] Antoni Arias Pujol, " *Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors*" , Thesis Université Polytechnic de Catalunya Terrassa, Novembre 2000.
- [130] N.Nait-Said , " *Contribution a l' identification et a la Commande de la Machine a Induction*" ,Thèse D' états ES Science de L' institut de Génie Electrique, Université de Batna ,Soutenue le 14 Septembre 1992.
- [131] L.Cristian , and M.anderzej, " *combining the principles of sliding mode , direct torque control, and space –vector modulation in a high-performance sensorless ac drive*"

- transactions on industry application vol 40 pp. 170-177 IEEE jan/fev 2004.
- [132] D. Swierczynski, M. Kazmierkowski, F Blaabjerg, " *DSP Based Direct Torque Control of à Permanent Magnet synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC-SVM)* ", 0-7803-7369-3/02/\$17.00©2002 IEEE.
- [133] Marcin Żelechowski, M. Sc, " *Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive* " Thesis of Doctoral Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Poland, 2005.
- [134] Zhuqiang Lu, Honggang Sheng, Herbert L.Hess, Kevin M Buck, " *The Modeling and Simulation of a Permanent MegnetSynchronous Motor with Direct Torque Control Based on Matlab/Simulink* ", University of Idaho, Moscow, Idaho USA,2005 IEEE, pp.7803-8987.
- [135] A. Isidori,'*Nonlinear Control Systems*'', Springer-Verlag.New York, 2<sup>nd</sup> Ed, 1989.
- [136] J. E. Slotine, W.Li, '*Applied Nonlinear Control*'', Prentice-Hall,1991.
- [137] R. Marino, P. Tomei, C. M. Verrelli, '*Adaptive output feedback tracking control for induction motors with uncertain load torque and resistances* ',International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion, pp.419-424,2010.
- [138] D. Karagiannis, A. Astolfi, R. Ortega, M. Hilairet, '*A Nonlinear Tracking Controller for Voltage-Fed Induction Motors With Uncertain Load Torque*'', IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 17, no.3, pp. 608-619, 2009.
- [139] S. Belkacem, F. Naceri, R. Abdessemed,'*Robust Nonlinear Control for Direct Torque Control of Induction Motor Drive Using Space Vector Modulation*'', Journal of Electrical Engineering, vol. 10, no.3, pp. 79-87, Sep 2010.
- [140] M. Hajian, J. Soltani, G. Arab Markadeh and S. Hosseinnia, '*Adaptive Nonlinear Direct Torque Control of Sensorless IM Drives With Efficiency Optimization*'', IEEE Transaction on Industrial electronics, Vol. 57, no. 3, pp. 975-958, 2010.
- [141] H. Masood, S. Jafar, A. M. Gholamreza, H. Saeed, '*Input-Output Feedback Linearization of Sensorless IM Drives with Stator and Rotor Resistances Estimation*'', Journal of Power Electronics, Vol.9, no.2, Korea, pp.654-666, 2009.
- [142] Z. G. H Abootorabi, R. Arab Markadeh, J. Soltani, '*Direct Torque Control of Synchronous Reluctance Motor using Feedback Linearization Including Saturation and Iron Losses*'', Epe Journal, Vol.19, no. 3, 2009.
- [143] Z. G. H Abootorabi, R. Arab Markadeh, J. Soltani, '*Direct Torque and Flux Regulation of Synchronous Reluctance Motor Drives based on Input-Output Feedback Linearization* ''', Epe Journal, Vol.19, no. 3, 2009.
- [144] S. Belkacem, B. Zegueb, F. Naceri,'*Robust Non-linear Direct Torque and Flux Control of Adjustable Speed Sensorless PMSM Drive Based on SVM Using a PI Predictive*

- Controller*’, Journal of Engineering Science and technology Review, vol. 3, no.1, pp. 168-175, 2010.
- [145] A. Kaddouri, ‘‘*Etude d’une commande non-linéaire adaptative d’une machine synchrone a aimants permanents*’’, Thèse présentée a la faculté des études supérieures de l’université Laval pour l’obtention du grade de Philosophie Doctor (Ph. D), Novembre 2000.
- [146] Miloudi Abdallah ‘‘ *Etude Et Conception De Régulateurs Robustes Dans Différentes Stratégies De Commandes D’un Moteur Asynchrone* ’ ’ thèse Doctorat Es-Science UniversitéOran JUIN 2006.
- [147] D. L Baghli, ‘‘*Contribution a la commande de la machines asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*’’, Thèse de doctorat de l’UHP, Nancy-1, 1999.
- [148] E. Davalo, P. Naim, « *Des réseaux de neurones* », Edition Eyrolles, 1993.
- [149] M. N. Cirstea, A. Dinu, J. G. Khor, M. M.Cormick, ‘‘*Neural and fuzzy logic control of drives and power systems*’’, Newness press, Great Britain, 2002.
- [150] L. Perssonaz, I. Rivals, ‘‘*Réseaux de Neurones Formels pour la Modélisation, la commande et la classification*’’, CNRS Editions, Paris 2003.
- [151] J. M. Renders, ‘‘*Algorithme génétique et réseaux de neurones, Application a la commande des processus*’’, Hermes, Paris, 1995.
- [152] Luc Constant, ‘‘*Modélisation de Dispositifs Electriques par Réseaux de Neurones en Vue de L’émulation Temps Réel*’ ’, Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 2000 .
- [153] R.Toufouti S.Meziane ,H. Benalla, ‘‘*Direct Torque Control for Induction Motor Using Intelligent Techniques*’ ’, Journal of Theoretical and Applied Information Technology, Vol. 3 No. 3 , 35-44. September 2007.
- [154] Adel Merabet ‘‘*Commande Non Linéaire a Modèle Prédictif pour une Machine Asynchrone*’ ’ Thèse De Doctorat Université Du Québec Mai 2007.
- [155] Dariusz L. Sobczuk, ‘‘*Application of ANN for Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives*’’ Thesis Warsaw University Of Technology Poland 1999.
- [156] L. Baghli, ‘‘ *Contribution a La Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques*’ ’, Thèse de Doctorat de l’Université Henri Poincaré, 1999.
- [157] M.Y. Ammar ; ‘‘*Mise en œuvre de réseaux de neurones pour la modélisation de cinétiques réactionnelles en vue de la transposition Batch/continu*’’, Thèse doctorat, institut national polytechnique de Toulouse, Juillet 2007.

- [158] Emmanuel Daucé, “*Adaptation dynamique et apprentissage dans des réseaux de neurones récurrents aléatoires*”, Thèse de doctorat de l’ENSAE, Toulouse, 2000.
- [159] Kheldoun Aissa, “*Amélioration des Performances d’un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté*”, Thèse de Doctorat Boumerdès 2007.
- [160] MINH TA CAO, “*Commande Numérique De Machines Asynchrones Par Logique Floue*” Thèse doctorat Université Laval QUÉBEC 1997 Canada
- [161] SAYEED A. M, MALIK E. E, DONALD S. Z « *Fuzzy implementation of direct self-control of induction machines* ». Industry Applications, IEEE Transactions. Vol 30, Issue 3, Page(s):729 – 735, May-June 1994.
- [162] ANTONI. A. P. « *improvement in direct torque control of induction motors* » thèses doctorat de l’université polytechnique de Catalunya Espagne, Novembre 2000.
- [163] LEONID. R « *Fuzzy Controllers* » Victoria University of Technology, Melbourne, Australia, A member of the Reed Elsevier plc group. First published 1997.
- [164] TZAFESTAS. S, PAPANIKOLOPOULOS. N. P, “*Incremental fuzzy expert PID control*”, IEEE Trans. On Indus. Elect. Vol.37, N°5, pp.365-371. October 1990.
- [165] Dan Sun Yikang He Zhu, J.G. , “*Sensorless Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Fuzzy Logic*”, Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2004. The 4th International. 14-16 Aug. 2004. pp: 1286-1291 Vol.3
- [166] R. Toufouti and S. Meziane and H. Benalla, “*Direct Torque Control for Induction Motor Using Fuzzy Logic*”, ICGST International Journal on Automatic Control and Systems Engineering, ACSE. Volume 6 - Issue 2 2006.
- [167] Rania Hassan & Babak Cohanim & Olivier de Weck , “*A Comparison Of Particle Swarm Optimization And The Genetic Algorithm*”, American Institute of Aeronautics and Astronautics - Colorado – 2004.
- [168] Maurice Clerc, M. and Kennedy, J. “*The Particle Swarm : Explosion, Stability, and Convergence in a Multi-Dimensional Complex Space*”. In Proceedings of the IEEE Transactions on Evolutionary Computation, (2002).
- [169] Christian Blum, Daniel Merkle, “*Swarm Intelligence, Introduction and Applications*” Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2008.
- [170] Chao Ou, Weixing Lin, “*Comparison between PSO and GA for Parameters Optimization of PID Controller*”, China, Proceedings of the 2006 IEEE.
- [171] A. Rioland, A. Eudes, “*Optimisation par essaim particulière pour un problème d’ordonnancement et d’affectation de ressources*,” Rapport de Projet 3ème année Modélisation et Calcul Scientifique, Institut Supérieur d’Informatique de Modélisation et

- de Leurs Applications Complexe des Cezeaux, AUBIERE CEDEX, 2007.
- [172] M. Clerc, M. and J. Kennedy, “*The particle swarm: explosion, stability, and convergence in a multi-dimensional complex space,*” In Proceedings of the IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2002.
- [173] Y. Cooren, “*Perfectionnement d’un algorithme adaptatif d’optimisation par essaim particulaire - applications en génie médical et en électronique,*” Thèse de Doctorat de l’Université Paris 12, Val de Marne, 2008.
- [174] M. Padma Lalitha, V. C. Veera Reddy, V. Usha, “*Optimal DG placement for minimum real power loss in radial distribution systems using PSO,*” Journal of Theoretical and Applied Information Technology, pp. 107- 116, 2010.
- [175] R. Eberhart, Y. Shi, “*Comparing inertial weights and constriction factor in particle swarm optimization,*” Proceeding of the International Congress on Evaluationing Computation, San Diego, California, IEEE Service Center, Piscataway, NJ, pp. 84-88, 2000.
- [176] I. N. Kassabalidis, “*Dynamic security border identification using enhanced particle swarm optimization,*” IEEE Transactions on Power System, Vol. 17, No. 3, August 2002.
- [177] J. Kennedy, R. Eberhart, “*Particle swarm optimization,*” Proc. of IEEE International Conf. on Neural Networks, pp. 1942-1948, 1995.
- [178] Wei WU, “*Synthèse d’un contrôleur flou par Algorithme Génétique : Application au réglage dynamique des paramètres d’un système*”. Thèse pour obtenir le grade de Docteur de l’Université de Lille 1 Discipline : Automatique et Informatique Industrielle. 1998.
- [179] Y. Bekakra, D. Ben attous, “*Speed and flux control for DFOC of doubly fed induction machine using sliding mode controller,*” Acta Electrotechnica et Informatica, Vol. 10, No. 4, pp. 75-81, 2010.
- [180] B. Allaoua, B. Gasbaoui, B. Mebarki, , “*Setting up PID DC motor speed control alteration parameters using particle swarm optimization strategy,*” Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologies, ISSN 1583-1078, Issue 14, January-June 2009, pp. 19-32.
- [181] H. Mesloub, M. T. Benchouia, A. Goléa, N. Goléa, M. E. H. Benbouzid,” Predictive DTC schemes with PI regulator and particle swarm optimization for PMSM drive: comparative simulation and experimental study”, Int J Adv Manuf Technol DOI 10.1007/s00170-016-8406-x
- [182] E. G. MIGLIORE, “*Commande Prédictive à Base de Programmation Semi Définie*”, thèse de doctorat, l’Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2004.
- [183] F. Allgöwer, R. Findeisen & Z. K. Nagy. “*Nonlinear Model Predictive Control : From Theory to Application*”. J. Chin. Inst. Chem. Engrs., Vol. 35, No. 3, pp. 299–315,

- 2004.
- [184] O. A.V. Albán, "*Contribution à l'identification et à la commande des robots parallèles*", thèse de doctorat, Université MONTPELLIER II, 2004.
- [185] C. Yousfi, R. Tournier. "*Steady-state optimization inside model predictive control*". Proceedings of American Control Conference, pp. 1866–1870, 1991.
- [186] M. Soroush & H. M. Soroush. "*Input-output linearising nonlinear model predictive control*". International Journal of Control, Vol. 68, No. 6, pp. 1449–1473, 1997.
- [187] C. E. García, D. M. Prett & M. Morari. "*Model predictive control : theory and practice – a survey*". Automatica, Vol. 25, No. 3, pp. 335–348, 1989.
- [188] W. H. Chen, D. J. Ballance & J. O'Reilly. "*Model predictive control of nonlinear systems : computational burden and stability*". IEE Proceedings - Control Theory and Applications, Vol. 147, No. 4, 2000.
- [189] H. Demircioglu & E. Karasu. "*Generalized predictive control. A practical application and comparison of discrete- and continuous-time versions*". IEEE Control Systems Magazine, Vol. 20, No. 5, pp. 36–47, 2000.
- [190] E. F. Camacho. "Constrained Generalized Predictive Control". *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 38, No. 2, pp. 327–332, 1993.
- [191] M. C. LOZADA, "*Sur les Modèles Flous Adaptatifs Dynamiques*", Thèse de doctorat, l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse,
- [192] E.F. Camacho, C.Bordons, "*Model Predictive Control*", Springer-Verlag London, 2<sup>ème</sup> édition, 2003.
- [193] Patrick Boucher, Didier Dumur, "*la commande prédictive*", collection méthodes et pratiques de l'ingénieur, école centrale de Lille, 1996.
- [194] P. Lu. "*Optimal predictive control for continuous nonlinear systems*". International Journal of Control, Vol. 62, No. 3, pp. 633–649, 1995.
- [195] Nicolas Petit, "*Commande prédictive, Notes de cours*", école centrale Paris, Année Scolaire 2005-2006.

