

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option: Machine électrique

Réf:.....

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

***COMMANDE DIRECTE DE COUPLE DE LA
MACHINE SYNCHRONNE À AIMANTS
PERMANENTS***

Présenté par :

M^r : ZEGHIDI TAHAR

Soutenu le : 25 Juin 2018

Devant le jury composé de :

Mr : BENCHOUIA M. TOUFIK

Pr

Président

Mr : BOUREK AMOR

Pr

Examineur

Mr : CHENOUI HALIM

MAA

Encadreur

Année Universitaire : 2017 / 2018

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option: Machine électrique

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

***COMMANDE DIRECTE DE COUPLE DE LA
MACHINE SYNCHRONNE À AIMANTS
PERMANENTS***

Présenté par :

ZEGHIDI TAHAR

Avis favorable de l'encadreur :

Mr : CHENOUI HALIM

Avis favorable du Président du Jury

Mr : BENCHOUIA M. TOUFIK

Cachet et signature

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Dédicace

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que dieu les gardes et les protégés pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

A mes frères

A mes sœurs

A ma grande famille

*A tous mes amis (es) d'études surtout ceux d'électrotechnique
promotion 2017/2018*

TAHAR ZEGHIDI

Remerciements

Ce travail a été réalisé à l'université de Biskra du département de génie électrique

Mes remerciements vont tout premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

J'exprime mes profondes gratitudes à mes parents pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.

Je tiens également à exprimer mes vifs remerciements à mon encadreur monsieur halim chennoufi pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce travail et qui n'a pas cassée de nous donner ses conseils et remarques.

Je remercie les membres de jury pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Je tiens à remercier vivement toutes personnes qui nous aidés de près ou de loin à élaborer ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui a contribué à ma formation.

Enfin Je tiens à exprimer notre reconnaissances à tous nos amis et collègues pour le soutien tout moral.....

RÉSUMÉ

Ce mémoire, présente une étude de la structure d'une commande importante qui est la commande directe du couple (DTC) de la machine synchrone à aimants permanents. Dans ce contexte, nous propose des stratégies de commande permettant d'apporter des solutions aux inconvénients de la commande directe de couple DTC. Ces solutions permettant de réduire les oscillations du couple et du flux statorique que nous avons nommé, DTC modifiée, et la DTC à douze secteurs.

Mots clés : Commande directe du couple (DTC), Machine synchrone à aimants permanents (MSAP), DTC douze secteurs, DTC modifiée.

الملخص

هذه المذكرة تبين دراسة عن تحكم مهم وهو التحكم المباشر لعزم الدوران (DTC) للآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم. في هذا السياق, نقترح استراتيجيتين جديدتين للتحكم المباشر لعزم الدوران هدفهما توفير حلول للعيوب. تتعلق هذه الحلول بتقليل تذبذب عزم الدوران الذي أطلق عليه , التحكم المباشر لعزم الدوران المعدلة و التحكم المباشر لعزم الدوران ذا اثنا عشر قطاع. في DTC,

كلمات البحث: تحكم عزم الدوران المباشر (DTC), آلة متزامنة المغناطيس الدائم (MSAP), التحكم DTC اثنا عشر قطاع , التحكم DTC المعدلة.

NOTATIONS ET SYMBOLES

Paramètres du modèle

- R_s : Résistance d'une phase statorique.
 L_s : Inductance propre d'une phase statorique
 M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statorique.
 L_q : Inductance cycliques quadrature
 L_d : Inductance cyclique directe
 P : Nombre de paires de pôle
 F : Coefficient de frottement visqueux
 J : Moment d'inertie
 U_0 : Tension d'alimentation de l'onduleur

Grandeurs électriques

- $[V_a \ V_b \ V_c]$: Vecteur tension des phases statorique.
 $[V_d \ V_q]$: Vecteur tension dans le repère d-q
 $[V_\alpha \ V_\beta]$: Vecteur tension dans le repère (α, β)
 $[I_a \ I_b \ I_c]$: Vecteur courant des phases statorique.
 $[I_d \ I_q]$: Vecteur courant dans le repère d-q
 $[I_\alpha \ I_\beta]$: Vecteur courant dans le repère (α, β)

Grandeurs magnétiques

- φ_f : Le flux d'excitation constant des aimants permanents.
 $[\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]$: Vecteur flux des phases statorique.
 $[\varphi_d \ \varphi_q]$: Vecteur flux dans le repère d-q
 $[\varphi_\alpha \ \varphi_\beta]$: Vecteur flux dans le repère (α, β)
 φ_{ref} : Le flux statorique de référence.

Grandeurs mécaniques

Ω_r : Vitesse de rotation mécanique [rad/s]

ω : Vitesse de rotation électrique ($\omega = p \cdot \Omega_r$) [rad/s]

C_r : Couple résistant

C_e : Couple électromagnétique

Repères

a, b, c : Axes liés aux enroulements triphasés

d, q : axes correspondants au référentiels fixe par rapport au champs tournantes

α, β : axes correspondants au référentiels fixe par rapport au stator

γ : L'angle entre l'axe statoriques et l'axes rotorique

θ : L'angle entre l'axe statorique et l'axe de référentiel biphasé.

Abréviation

MSAP : Machine synchrone à aimants permanents.

MCC : Machine à courant continu

DTC : Direct Torque Control

MLI : Modulation de largeur d'impulsion

PI : Correcteur Proportionnel Intégral.

SVM: Space Vector Modulation.

GTO: Gate turn off

PWM: Pulse With Modulation

FOC: Field Oriented Control

DC: Direct Current

AC: Alternative Current

LISTES DES FIGURES

Figure (I.1): Structure des machines à aimants permanents	5
Figure (I.2): Différents structure des rotors des MSAP	6
Figure (I.3): Représentation schématique de la MSAP dans le repère triphasé	8
Figure (I.4): Modèle biphasé de la MSAP dans le repère d-q	12
Figure (I.5): Schéma bloc du MSAP.....	15
Figure (I.6): Résultats de simulation de la MSAP	16
Figure (II.1): Onduleur de tension triphasé alimentant une machine à courant alternatif	21
Figure (II.2): Représentation géométrique dans le repère (α, β) des tensions de l'onduleur	24
Figure (II.3): L'évolution de l'extrémité de $\bar{\varphi}_s$ pour $R_s \bar{I}_s$ négligeable	26
Figure (II.4): l'évolution du vecteur de flux statorique dans plan (α, β)	26
Figure (II.5): Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur actif (non nul)	28
Figure (II.6): Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur nul	28
Figure (II.7): Variation du flux et du couple pour les différents vecteurs tensions possibles	30
Figure (II.8): Estimation du secteur d'appartenance du vecteur flux	32
Figure (II.9): Quatre quadrants du plan (α, β)	33
Figure (II.10): Correcteur à deux niveaux du flux à hystérésis et sélection des vecteurs	35
Figure (II.11) : Correcteur du couple à trois niveaux	36
Figure (II.12): Structure générale de la commande directe de couple (DTC)	38
Figure (II.13): Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse	39
Figure (II.14): Résultat de simulation de la DTC pour démarrage à vide (à vide $C_r = 0\text{Nm}$)	42
Figure (II.15): Résultat de .simulation de la DTC en charge ($C_r = 5.\text{Nm}$ à $t = 0.25\text{s}$)	44
Figure (II.16): Résultat de simulation pour l'inversion de la vitesse ($+100\text{rad/s}$ à -100rad/s)	46
Figure (II.17): Résultat de simulation pour la variation de la vitesse ($+100\text{rad/s}$ à $+150\text{rad/s}$)	48

Figure (III.1): Position de secteur	49
Figure (III.2): Réponse dynamique pour la DTC classique et DTC Modifiée	54
Figure (III.3): Position des secteurs de la DTC douze secteurs	55
Figure (III.4): Correcteur du couple à hystérésis à quatre niveaux	56
Figure (III.5): Réponse dynamique pour la DTC classique et DTC douze secteurs	60

LISTE DES TABLEAUX

Table (II.1): Table de vérité d'un onduleur triphasé	23
Table (II.2): Sens de variations du flux et du couple	30
Table (II.3): location du vecteur flux statorique dans l'un des quatre quadrants du plan (α, β) ...	33
Table (II.4): Position du flux statorique dans l'intervalle $[0, 2\pi]$	34
Table (II.5): Table de commutation de la DTC classique	37
Table (III.1): Effet des vecteurs tension dans le secteur S_1	50
Table (III.2): Table de commutation de la DTC modifiée	51
Table (III.3): Effet des vecteurs tensions dans les secteurs S_1 et S_{12} pour douze secteurs	54
Table (III.4): Table de commutation de la DTC douze secteurs	56
Table (III.5): Comparaison entre les commandes : DTC classique, DTC modifiée et DTC douze secteurs	60
Table (III.6): Avantages et inconvénients entre les trois stratégies de commandes DTC	61

SOMMAIRE

Résumé	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Sommaire	
Introduction general	1

**Chapitre I Modélisation et simulation de la machine synchrone à aimants
Permanents**

I.1. Introduction	4
I.2. Machine synchrone à aimants permanents	5
I.3. Les rotors de la machine à aimants permanents	6
I.4. Avantages et inconvénients de MSAP	6
I.4.1. Avantages	6
I.4.2. Inconvénient.....	7
I.5. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	7
I.5.1. Hypothèses simplificatrices	7
I.5.2. Représentation de la MSAP dans les repères triphasés	8
I.5.2.1 Équations électriques	8
I.5.2.2 Équations magnétiques	9
I.6. Transformation triphasé-diphasé	10
I.6.1. Transformation de Concordia	10
I.6.2. Transformation de Park	10
I.6.3. Transformation de (α, β) au d-q et inversement [1]	11
I.7. Représentation de la MSAP dans le plan Park (d-q)	12
I.7.1 Équations électriques	12
I.7.2 Équations magnétiques	12
I.7.3 Équations de la puissance et du couple électromagnétique	13
I.7.4 Équations du mouvement	14

I.8. Résultats de simulations	16
I.8.1 Interprétation des résultats de simulation	17
I.9. Conclusion	17

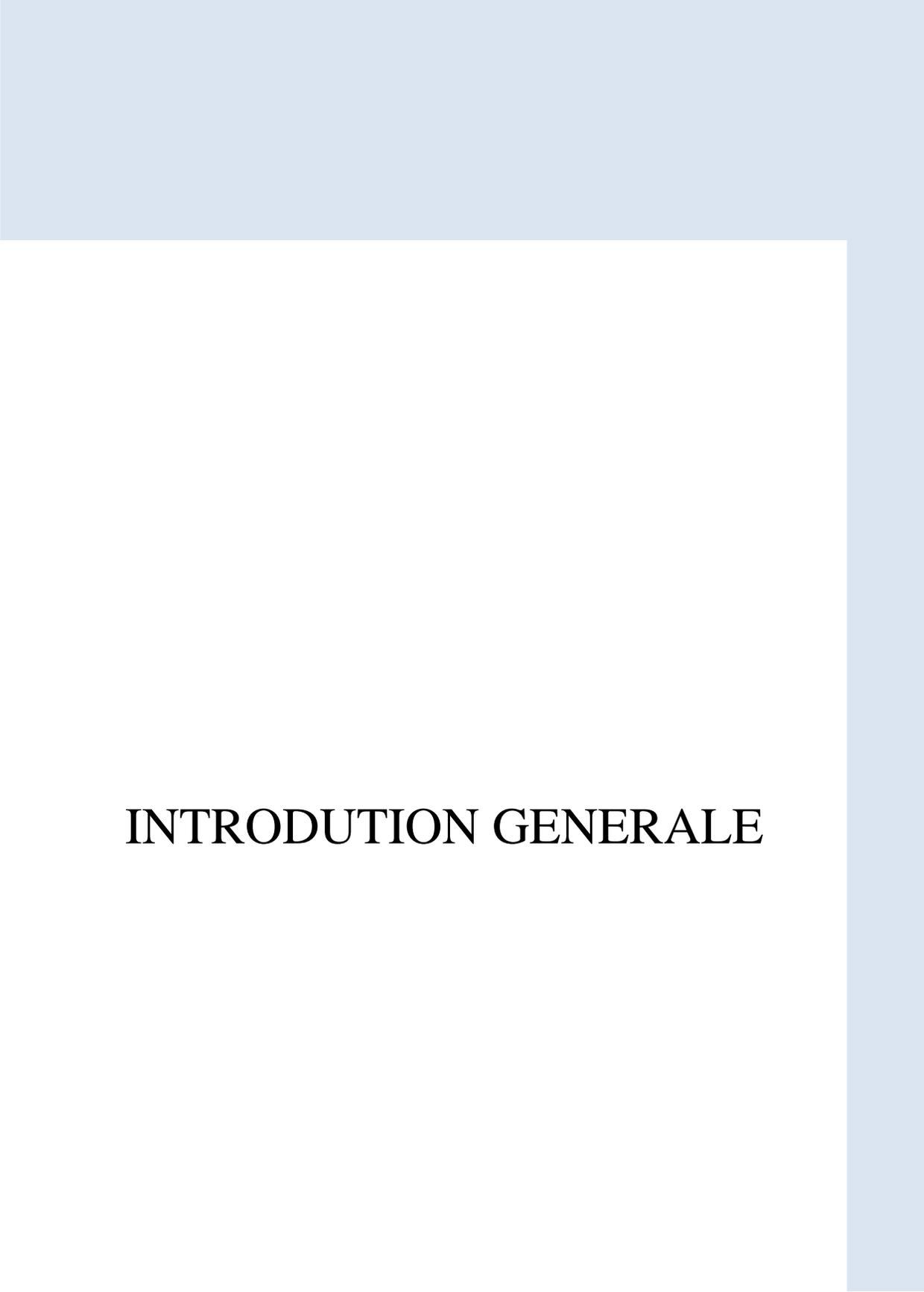
Chapitre II Commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents

II.1. Introduction	18
II.2. Principe généraux de la commande directe du couple	19
II.3. Avantages et inconvénients de la commande directe du couple	20
II.3.1. Avantages	20
II.3.1. Inconvénients	20
II.4. Onduleur de tension à deux niveaux	20
II.4.1. Présentation de l'onduleur	20
II.4.1. Modélisation vectoriel de l'onduleur	21
II.5. Contrôle de flux statorique et de couple	24
II.5.1. Contrôle de flux statorique	24
II.5.1. Contrôle de couple électromagnétique	27
II.6. Description de la structure de contrôle	29
II.6.1. Sélection du vecteur de tension	29
II.6.2. Les estimateurs	31
II.6.2.1. Les estimations de flux statorique et la position vecteur de flux	31
a. Les estimations de flux statorique	31
b. Les estimations de la position vecteur de flux statorique	32
II.6.2.2. Les estimations de couple électromagnétique	34
II.7. Elaboration du vecteur de commande DTC	35
II.7.1. Correction de flux	35
II.7.1. Correction de couple	36
II.8. Elaboration de la table de commutation	37
II.9. Structure générale de la DTC applique au MSAP	38
II.9.1. Régulateur de vitesse	38

II.10. Résultats de simulation de la commande par DTC du MSAP	41
II.10.1. Test à vide	41
II.10.2. Test en charge	43
II.10.3. Test de l'inversion de sens de rotation de la machine	44
II.10.4. Test de survitesse	46
II.11. Conclusion	48

Chapitre III Amélioration de la commande directe du couple de la MSAP

III.1. Introduction	49
III.2. Réduction des fluctuations du couple électromagnétique et de flux	50
III.2.1. Commande directe de couple modifiée	50
III.2.1.1. Résultats de simulation	52
III.2.2. Commande directe de couple douze secteurs	55
III.2.2.1. Résultats de simulation	57
III.3. Comparaison entre les commandes DTC classique, DTC modifiée et DTC douze secteurs	61
III.4. Avantages et inconvénients des trois stratégies	62
III.5. Conclusion	63
Conclusion générale	64
Annexe	
Références Bibliographe	



INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Pendant longtemps le moteur à courant continu était la meilleure source de variation de vitesse, du fait du découplage naturel qu'il présente entre le flux et le couple. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électrique à courant alternatif afin d'écarter cet inconvénient. Le collecteur mécanique de la machine à courant continu a été remplacé par des inducteurs de type aimants permanents dans le cas où les machines sont à courant alternatives qui permet de supprimer les contacts glissants. Le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par des aimants permanents d'où le nom : machine synchrone à aimants permanents (MSAP) [1].

Les machines synchrones à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. C'est grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents plus précisément à l'aide des terres rare, au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaire. Les atouts de ce type de machine sont multiples, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible inertie, couple massique élevé, rendement élevé, vitesse maximale supérieure et faible coût d'entretien. Par ailleurs, les aimants permanents présentent des avantages indéniables : d'une part, le flux inducteur est créé sans pertes d'excitation et d'autre part, l'utilisation de ces matériaux va permettre de s'écarter notablement des contraintes usuelles de dimensionnement des machines et donc d'accroître la puissance massique de façon significative [5].

Les derniers développements de commande pour le moteur synchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple (DTC). Cette stratégie de commande permet de contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statorique avec l'utilisation des capteurs de courants. De plus, cette structure ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore, très nettement, les performances dynamiques des grandeurs contrôlées [25].

La technique DTC utilise une approche séduisante de par son efficacité, sa simplicité de mise en œuvre, de sa rapidité de la réponse dynamique de couple et de la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine[26].

Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent ici. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis, d'autre part comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations du couple et de flux. Pour réduire ces ondulations cela nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée. Cependant, une valeur élevée a pour conséquence une augmentation des pertes par commutation. Des tables de commutations améliorées, basées sur le changement des secteurs (DTC modifié) ou l'augmentation de leur nombre à douze (DTC à douze secteurs), sont également proposées pour supprimer l'ambiguïté sur le couple et le flux et introduire des niveaux de variations sur la valeur du couple désirée.

Le travail présenté dans ce mémoire est donc organisé en trois chapitres structurés comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la présentation et à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP).

Dans le deuxième chapitre, nous présentons le principe de base de la commande directe du couple. On doit choisir directement des vecteurs de tension statorique selon les différences entre les références du couple et du flux statorique et leurs valeurs réelles. Les contrôleurs du courant suivi d'un comparateur à MLI ne sont pas utilisés dans des systèmes de commande DTC et les paramètres de la machine ne sont pas utilisés également exception faite pour la résistance statorique du moteur. Ainsi la DTC possède l'avantages d'être moins dépendante des paramètres de la machine, de fournir une réponse de couple plus rapide en comparaison au contrôle du couple via des contrôleurs de courant à modulation de largeur d'impulsions, et une configuration plus simple.

Dans le troisième chapitre du mémoire, nous allons étudier quelques variantes de la DTC classique telles que la DTC modifiée et la DTC à 12 secteurs qui permet d'améliorer la stratégie de commutation des contrôleurs du flux et du couple en régimes transitoires (démarrage, changement de consignes du couple et inversion de vitesse).

Ces méthodes consistent à remplacer la table de commutation utilisée dans la DTC classique pour conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de références tout en minimisant leur taux d'ondulation. En fin, une étude comparative a été réalisées entre les différentes techniques de commande. En fin d'obtenir des résultats de simulations donnent des bonnes performances par rapport à celles obtenue par la DTC classique.

Enfin, une conclusion générale du travail accompli sera présentée, pour résumer les principaux résultats obtenus et donner les perspectives envisagées.

CHAPITRE I

MODELISATION ET SIMULATION
DE LA MACHINE SYNCHRONE A
AIMANTS PERMANANTS

MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

I.1. INTRODUCTION

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 des aimants, soit par un circuit d'excitation. 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[1].

Les machines synchrones à aimants permanents dont la puissance électrique peut dépasser un Méga watt et de plus en plus utiliser dans le domaine de la vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent aux moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie aux aimants permanents qu'elles soient à base d'alliage ou à terre rares, les aimants remplacent l'inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre une faible inertie et un couple massique élevé [2].

I.2. MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

Avec l'évènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les moteurs à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. Ils ont été adoptés dans de nombreuses applications de hautes performances tels que la robotique, la production des sources d'énergie renouvelables, les drives équipements médicaux, les outils électrique, les véhicules électriques et hybrides,... etc. Pour toutes ces applications, les machines à aimants permanents sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles, telles que les machines à courant continu, les moteurs synchrones classiques et les moteurs asynchrones et en particulier pour les applications spécifiques (servomoteur à vitesse variable). De plus, les machines à aimants permanents (brushless) sont capables de fonctionner avec un facteur de puissance proche de l'unité [3].

Selon le principe de fonctionnement, les machines synchrones à aimants permanents peuvent être classées en deux types :

- Les machines synchrones à aimants permanents sans balais (MSAPSB)
- Les machines synchrones à aimants permanent (MSAP)

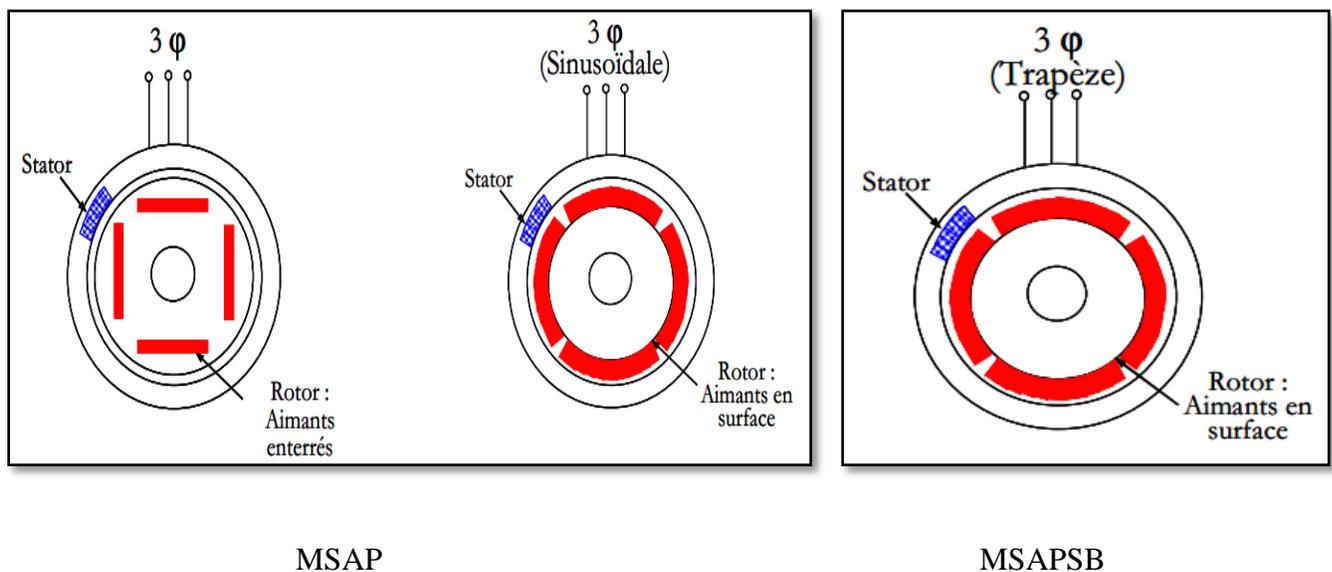
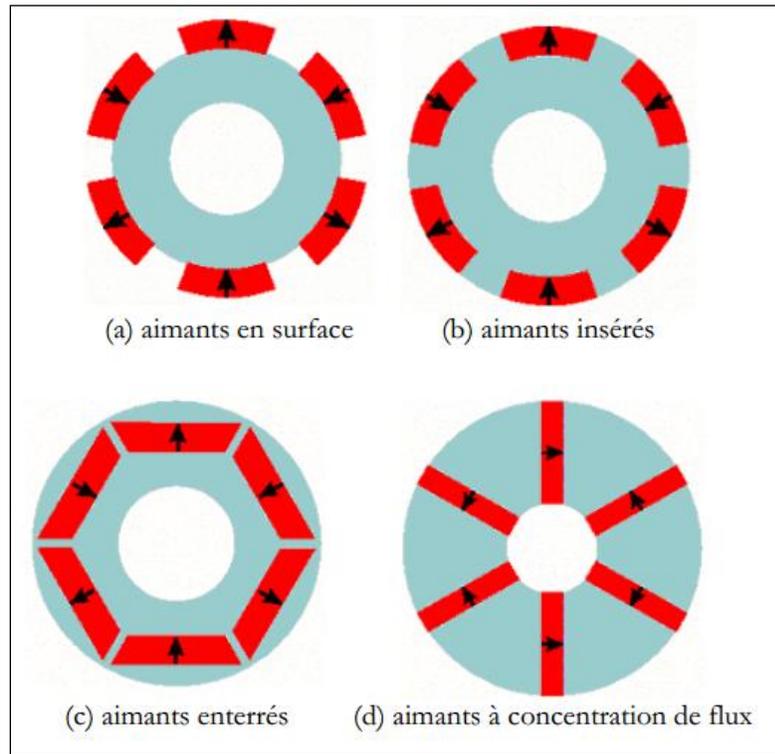


Figure (I.1): Structure des machines à aimants permanents

I.3. LES ROTORS DE LA MACHINE A AIMANTS PERMANENTS

Les machines à aimant permanent peuvent être construites avec plusieurs de configuration rotorique. Leur classification globale en termes de placement des aimants est suivante [3][4]:



Figure(I.2): *Différents structure des rotors des MSAP*

I.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MSAP

I.4.1 Avantages

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : [5]

- Puissances massiques importantes.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Supporter des surcharges et un bon comportement en accélération et en freinage.

- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.

1.4.2 Inconvénients

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Problème de démarrage
- Coût élevé des aimants.
- Problème de tenue en température
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.

I.5. MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent [6].

I.5.1. Hypothèses simplificatrices [8]

Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes

- ✓ La répartition des forces magnétomotrice est sinusoïdale.
- ✓ L'effet de la température est négligé.
- ✓ Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- ✓ L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- ✓ Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées.
- ✓ Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- ✓ Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

I.5.2. Représentation de la MSAP dans le repère triphasé

Le modèle mathématique du MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique en considérant les conditions simplificatrices citées précédemment [7].

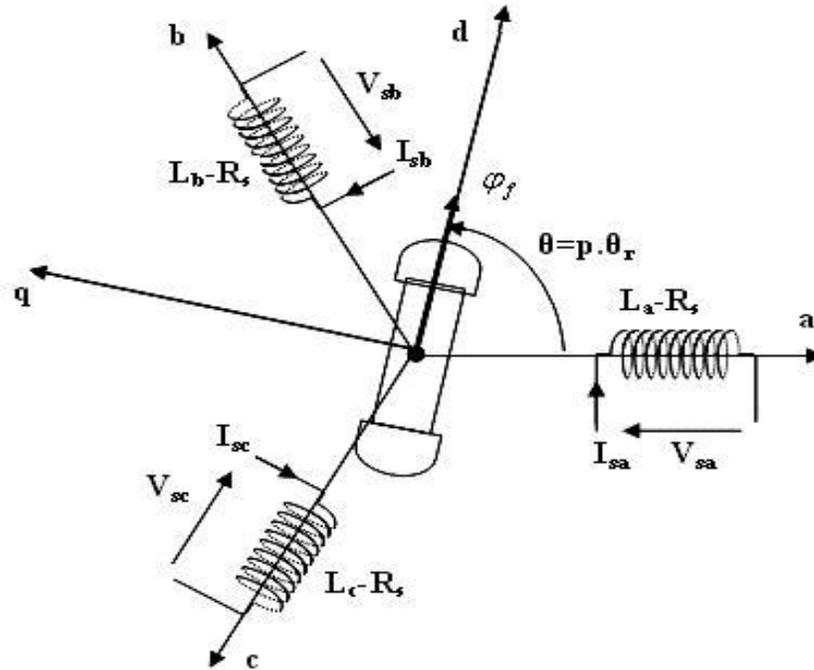


Figure (I.3): Représentation schématique de la MSAP dans le repère triphasé

I.5.2.1. Équations électriques

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [R_s] \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \tag{I.01}$$

- R_s : Résistance d’une phase statorique.
- $[V_a \ V_b \ V_c]^t$: Vecteur tension des phases statorique.
- $[I_a \ I_b \ I_c]^t$: Vecteur courant des phases statorique.
- $[\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^t$: Vecteur flux des phases statorique.

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.02})$$

I.5.2.2. Équations magnétiques

$$[\varphi_{abc}] = [\mathbf{L}_s] \cdot [\mathbf{I}_{abc}] + [\mathbf{M}_{sf}] [\mathbf{I}_f] \quad (\text{I.03})$$

$$[\mathbf{L}_s] = [\mathbf{L}_{s0}] + [\mathbf{L}_{s2}] \quad (\text{I.04})$$

Avec :

$$[\mathbf{L}_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.05})$$

et

$$[\mathbf{L}_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.06})$$

avec :

$[\mathbf{M}_{s0}]$: Inductance mutuelle entre deux phases statorique.

$[L_{s0}]$: Inductance propre d'une phase statorique.

θ : Position angulaire du rotor par rapport au stator.

$$[\mathbf{M}_{fs}] = M_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.07})$$

$[\mathbf{M}_{fs}]$: Matrice d'inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

I.6. TRANSFORMATION TRIPHASE-DIPHASE

I.6.1 Transformation Concordia

Les transformations de Concordia sont utilisées pour faire le passage entre le système triphasé abc, et un système fictif ($\alpha \beta$). Ils seront utilisés dans le contrôle direct du couple DTC (direct torque control), on obtient les transformations de Concordia [9] :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.08})$$

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.09})$$

[C]: Matrice de transformation directe de Concordia (triphase vers diphasé)

[C]⁻¹: Matrice de transformation inverse de Concordia (diphasé vers triphasé)

I.6.2 Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes a, b, c, en un système à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant le même force magnétomotrice [9].

Donc pour le passage de système triphasé au système biphasé en utilise la matrice [P] :

$$[V_{dq0}] = [P][V_{abc}] \quad (\text{I.10})$$

$$[\mathbf{P}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

La transformation inverse de Park est définie par :

$$[\mathbf{V}_{abc}] = [\mathbf{P}]^{-1} [\mathbf{V}_{dq0}] \quad (\text{I.12})$$

$$[\mathbf{P}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

I.6.3 Transformation de (α, β) au d-q et inversement [1]

Pour rendre la commande des machines synchrones facile, ceci exige quelque fois la transformation dans deux directions.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

La transformation inverse d-q au (α, β) est:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

I.7. REPRESENTATION DE LA MSAP DANS LE PLAN PARK (d-q)

Pour supprimer la non linéarité du système d'équations différentielles, on fait des changements de variables qui réduisent la complexité de ce système. Dans les machines électriques triphasées, ce changement de variable consiste à transformer les trois enroulements relatifs aux trois phases à des enroulements orthogonaux (d-q), tournant à une vitesse ω [7].

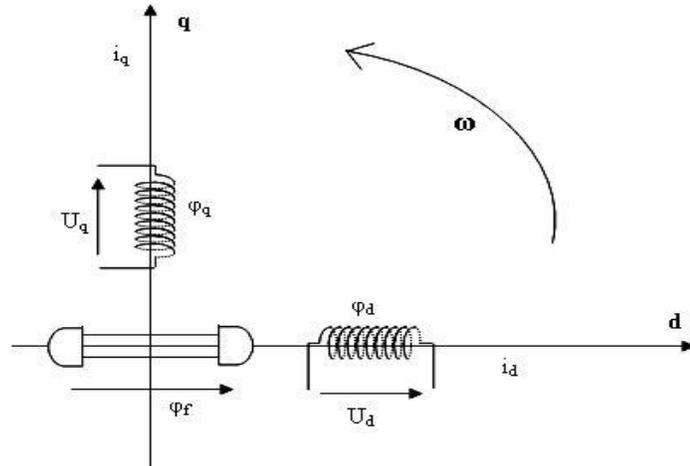


Figure (I.4): Modèle biphasé de la MSAP dans le repère d-q

I.7.1.Équations électriques

On choisit le référentiel de Park (d-q) lié au rotor. Les composantes de la tension statorique sont données par :

$$\begin{cases} U_d = R_s I_s + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \varphi_q \\ U_q = R_s I_s + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \varphi_d \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

I.7.2.Équations magnétiques

Les composantes du flux statorique sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Où φ_f est le flux d'excitation constant des aimants permanents.

En remplaçant les expressions des flux dans le système (I.16) nous obtenons :

$$\begin{cases} U_d = R_s I_s + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ U_q = R_s I_s + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega L_d I_d + \varphi_f \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

I.7.3. Équations de la puissance et du couple électromagnétique

Dans la théorie du champ des machines électriques, le couple électromagnétique intervenant dans l'équation s'exprime par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor.

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{géo}} = p \cdot \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{ele}} \quad (\text{I.19})$$

où :

W_e : Énergie emmagasinée dans le circuit magnétique.

$\theta_{géo}$: Écart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).

Avec :

$$\theta_{géo} = \frac{\theta_{ele}}{p} \quad (\text{I.20})$$

Selon Park, l'expression de la puissance s'écrit comme suit :

$$p(t) = \frac{2}{3} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (\text{I.21})$$

En remplaçant V_d et V_q par leur expression, il vient :

$$p(t) = \frac{2}{3} [R_s (I_d^2 + I_q^2)] + \frac{2}{3} [I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt}] + \frac{2}{3} \omega [\varphi_d I_q - \varphi_q I_d] \quad (\text{I.22})$$

Où :

- Le 1^{er} terme : représente les chutes ohmiques (pertes par effet joules) ;
- Le 2^{er} terme : représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.
- Le 3^{er} terme : représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (Puissance électromagnétique).

On peut écrire donc :

$$C_e = \frac{2}{3} p.(L_d - L_q)I_d I_q + \frac{2}{3} p.(\varphi_f I_q) \quad (I.23)$$

Le couple électromagnétique se décompose en deux termes :

$$C_{ep} = \frac{2}{3} p.(\varphi_f I_q) : \text{Présente le couple principal.}$$

$$C_{er} = \frac{2}{3} p.(L_d - L_q)I_d I_q : \text{Présente le couple de reluctance variable.}$$

I.7.4. Equation du mouvement

L'équation du mouvement de la machine est donnée par[8]:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + F.\Omega_r = (C_e - C_r) \quad (I.24)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

F : coefficient de frottement visqueux ;

Ω_r : vitesse mécanique de rotation ($\omega = p.\Omega_r$) ;

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine ;

C_e : Couple électromagnétique ;

Enfin on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel (d-q) :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (U_d - R_s I_d + \omega L_q I_q) \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (U_q - R_s I_q - \omega L_d I_d - \omega \phi_f) \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - F \Omega_r) \\ C_e = \frac{2}{3} p (L_d - L_q) I_q I_d + \frac{2}{3} p (\phi_f I_q) \end{cases} \quad (I.25)$$

Ce système d'équation est plus simple que celui donné en (I.1) sauf qu'il est toujours non linéaire et à partir du système d'équation (I.25), nous pouvons représenter le moteur synchrone à aimants permanents par un Schéma bloc illustré par la (Figure (I.5)).

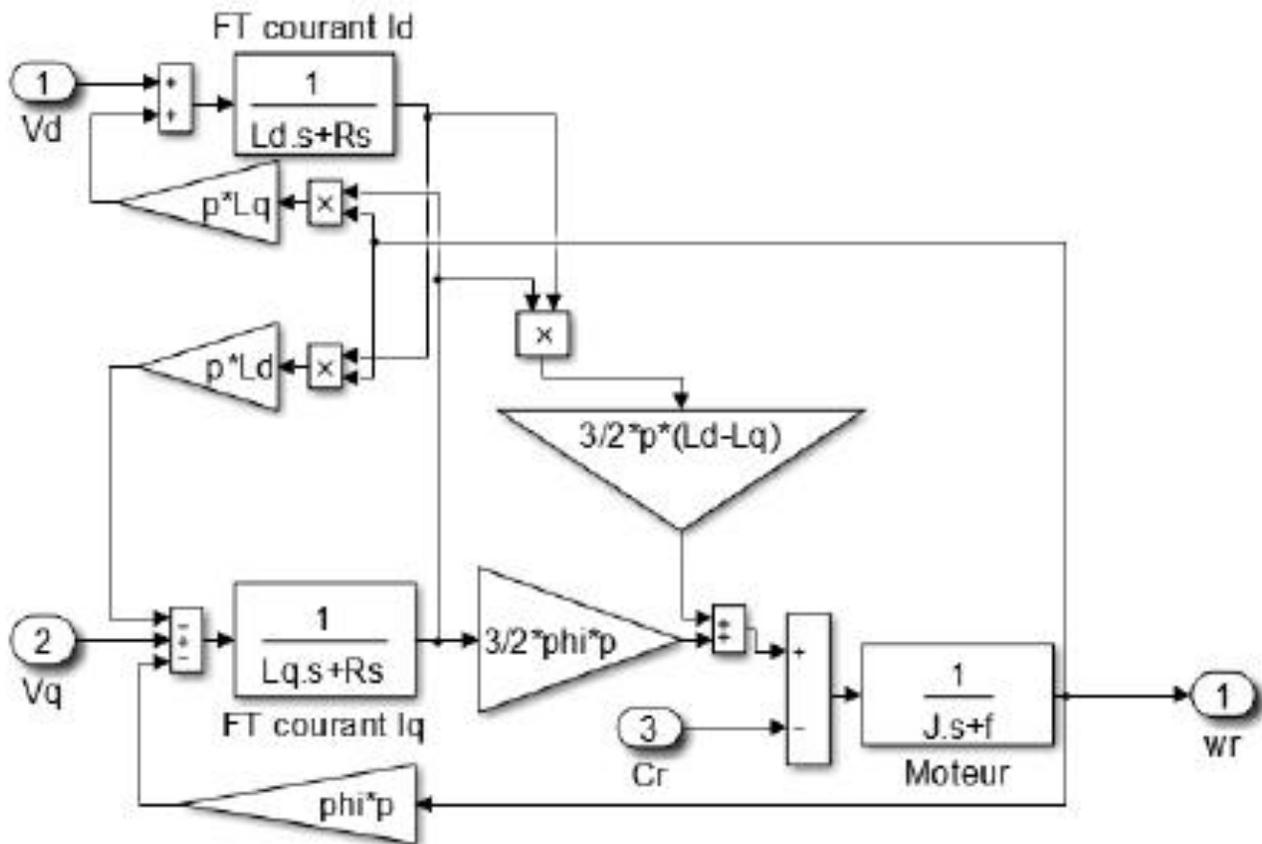
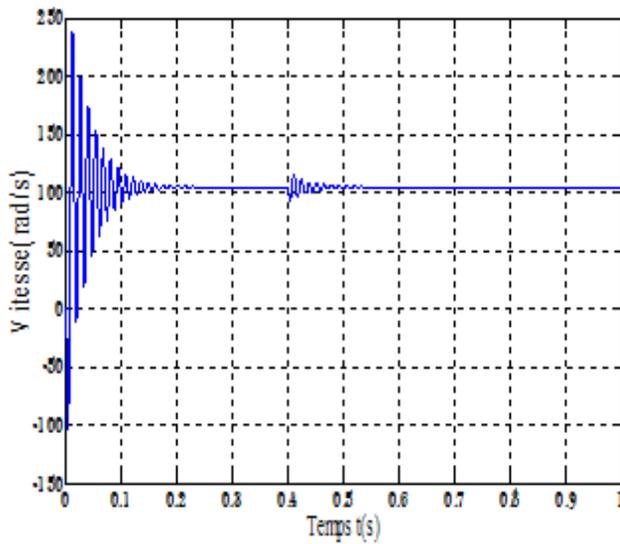


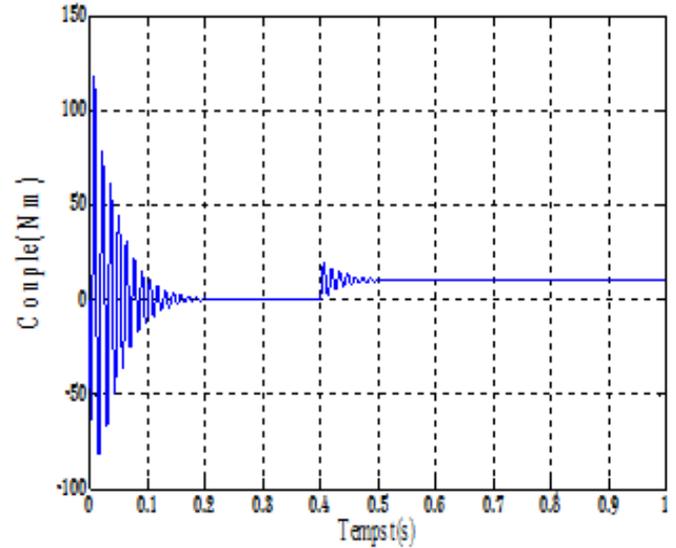
Figure (I.5): Schéma bloc du MSAP

I.8. RESULTATS DE SIMULATION

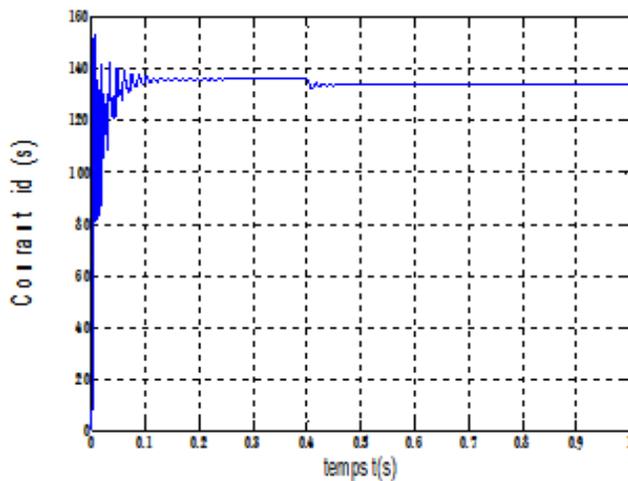
On démarre la machine synchrone à aimants permanents à vide et après un $t=0.4s$ en charge cette machine à un couple résistant $C_r = 10Nm$, on obtient les caractéristiques suivantes :



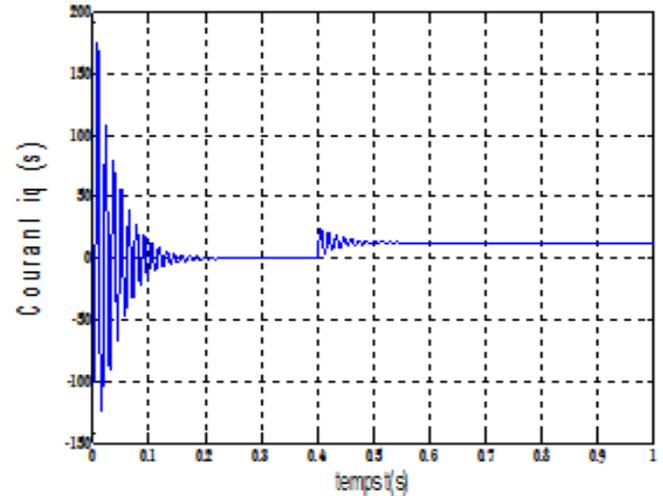
Vitesse de rotation [rad/s]



Couple électromagnétique [Nm]



Courant directe i_d [A]



Courant quadrature i_q [A]

Figure (I.6): Résultats simulation de la MSAP avec application d'une charge de 10Nm à 0.4s.

I.8.1. Interprétation des résultats de simulation

Les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe. Nous avons simulé le modèle d'une machine synchrone à aimants permanents par programme MATLAB. Les résultats précédentes représente la réponse de la MSAP alimenté directement par un réseau triphasé équilibré 220/380V de fréquence fixe 50Hz. La machine démarre à vide puis on applique un couple résistant de $C_r = 10\text{Nm}$ à l'instant $t=0.4\text{s}$. Les courbes de la Figure (I.6) montrent :

- L'allure de la vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, sous l'effet de contre réaction des masses tournants qui tendent à ramener le moteur au repos fait apparaitre des valeur négative très faible et de courte durée, ce régime qui pend presque 0.18s , puis cette vitesse atteint sa valeur nominale 105rad/s.
- Le couple électromagnétique présente une allure identique à celle du courant (i_q), du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs, et le couple présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, pendant un intervalle de temps très courts, sa valeur de crêt est de (118Nm), avant de se stabilité par la suite sur la valeur (10Nm). On remarque aussi au début du démarrage le courant i_d augmente rapidement puis se stabilise sur une valeur (93A) après un temps assez court.

I.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté des fondements sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), ainsi que sa modélisation sous forme des équations mathématiques. En se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, nous avons établi le modèle du MSAP dans le repère de Park afin de faciliter son étude.

CHAPITRE II

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE
DE LA MACHINE SYNCHRONNE A
AIMANTS PERMANENTS

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

II.1. INTRODUCTION

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétrique, des méthodes de contrôle ont été développées dans lesquelles le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seule grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans recours à des capteurs mécaniques [10].

Le contrôle direct du couple (DTC, ou DTFC) venu de la nomination anglo-saxonne «Direct Torque (and Flux) Control», et basé sur l'orientation du flux statorique, a été développé par les chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servomoteurs de puissance élevées. Cette commande est caractérisée par sa simplicité, sa haute performance et sa robustesse. Elle est concurrentielle des méthodes classiques basées sur l'amélioration des stratégies de modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du flux statorique.

Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par le flux orienté (FOC Field Oriente Control). 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 découplé [11]

II.2. PRINCIPE GÉNÉRAUX DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

La commande directe du couple «DTC» d'une machine synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs du convertisseur statique d'alimentation en vue d'imposer les niveaux de couple et de flux désirés. L'objectif d'une commande DTC est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur de tension approprié est appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Pour choisir le vecteur de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux statorique.

La suppression de l'étage MLI est la principale caractéristique dans une commande DTC. Ainsi la génération des commandes de l'onduleur se fait de façon directe sans l'intermédiaire de cet étage. Deux contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux assurent la régulation séparée de ces deux grandeurs [14].

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Les caractéristiques générales de la commande directe du couple sont [13],[14]:

- ❖ La commande est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- ❖ L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- ❖ Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- ❖ L'existence des oscillations de couple dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- ❖ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de la largeur des bandes d'hystérésis.

II.3. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE [12]

II.3.1. Avantages

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Absence de bloc de calcul de la modulation de la tension (MLI).
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants.
- Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis que dans la commande vectorielle exige deux régulateur PI et un modulateur de MLI (PWM).
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique du couple très rapide.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

II.3.2. Inconvénients

- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- La nécessité des estimateurs de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à une réponse riche d'harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

II.4. ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX

II.4.1. Présentation de l'onduleur

L'onduleur à deux niveaux est généralement le plus utilisé, sa topologie est plus simple pour la conversion d'énergie de type continu alternatif (DC/AC) triphasé, il dispose de six cellules de commutation généralement à transistor, ou thyristor GTO pour les grandes puissances, et leurs diodes indépendantes, chaque groupe transistor-diode forme un interrupteur bi-commandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire de celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation [9]. La forme de tension de sortie de l'onduleur prend les valeurs ($U_0/2$ ou $-U_0/2$), la structure des trois bras est représentée par la figure (II.1) suivante :

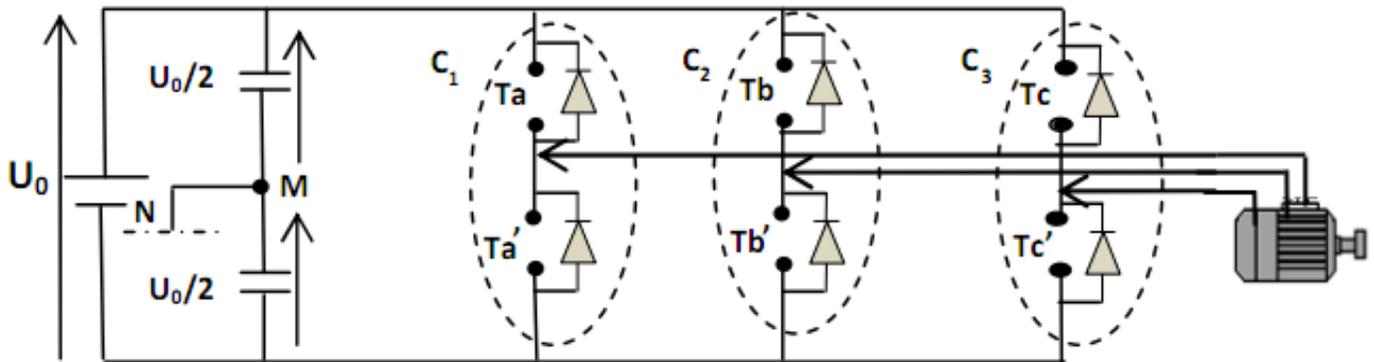


Figure (II.1): Onduleur de tension triphasé alimentant une machine à courant alternatif.

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.
- Les diodes $D=1,2,\dots,6$, sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération.

II.4.1. Modélisation vectorielle de l'onduleur

L'état des interrupteurs de l'onduleur est représenté, théoriquement, par trois grandeurs booléennes de commande T_i ($i=a, b, c$), où T_i est l'état de l'interrupteur C_i , supposé parfait, tel que pour le $i^{\text{ème}}$ bras de l'onduleur T_i ($i=a, b, c$),

$T_i = 1$ Si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert.

$T_i = 0$ Si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé.

Les tensions appliquées à la machine se déduisent en fonction de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et les grandeurs booléennes de commande T_i ($i=a, b, c$).

Les tensions de ligne délivrées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} = U_0(T_a - T_b) \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = U_0(T_b - T_c) \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} = U_0(T_c - T_a) \end{cases} \quad (\text{II.01})$$

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé alors :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II.02})$$

On trouve donc les tensions simples appliquées à la machine en fonction de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et les grandeurs booléennes de commande T_i .

En tenant compte des deux relations, on obtient les tensions simples suivantes :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_0}{3}(2T_a - T_b - T_c) \\ V_b = \frac{U_0}{3}(-T_a + 2T_b - T_c) \\ V_c = \frac{U_0}{3}(-T_a - T_b + 2T_c) \end{cases} \quad \Longrightarrow \quad \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.03})$$

En profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux, on élabore les tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, en utilisant la forme vectorielle des vecteurs tensions à la sortie de l'onduleur, on peut écrire [15]:

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{an0} + V_{bn0}e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn0}e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{II.04})$$

Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[T_a + T_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + T_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{II.05})$$

La table de vérité de la commande peut être résumée dans le tableau suivant :

Vecteur	T _a	T _b	T _c	V _a	V _b	V _c	V _s
V ₀	0	0	0	0	0	0	0
V ₁	1	0	0	2U ₀ /3	-U ₀ /3	-U ₀ /3	$\sqrt{2/3}.U_0$
V ₂	1	1	0	U ₀ /3	U ₀ /3	-2U ₀ /3	$\sqrt{2/3}U_0.e^{j\frac{\pi}{3}}$
V ₃	0	1	0	-U ₀ /3	2U ₀ /3	-U ₀ /3	$\sqrt{2/3}U_0.e^{j\frac{2\pi}{3}}$
V ₄	0	1	1	-2U ₀ /3	U ₀ /3	U ₀ /3	$\sqrt{2/3}U_0.e^{j\pi}$
V ₅	0	0	1	-U ₀ /3	-U ₀ /3	2U ₀ /3	$\sqrt{2/3}U_0.e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V ₆	1	0	1	U ₀ /3	-2U ₀ /3	U ₀ /3	$\sqrt{2/3}U_0.e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V ₇	1	1	1	0	0	0	0

Table (II.1): Table de vérité d'un onduleur triphasé.

Ce qui nous donne :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} \cdot U_0 \quad (\text{II.06})$$

La Figure (II.2) montre la représentation dans le plan complexe des huit positions du vecteur dont deux correspondent au vecteur nul, générés par l'onduleur de tension à deux niveaux :

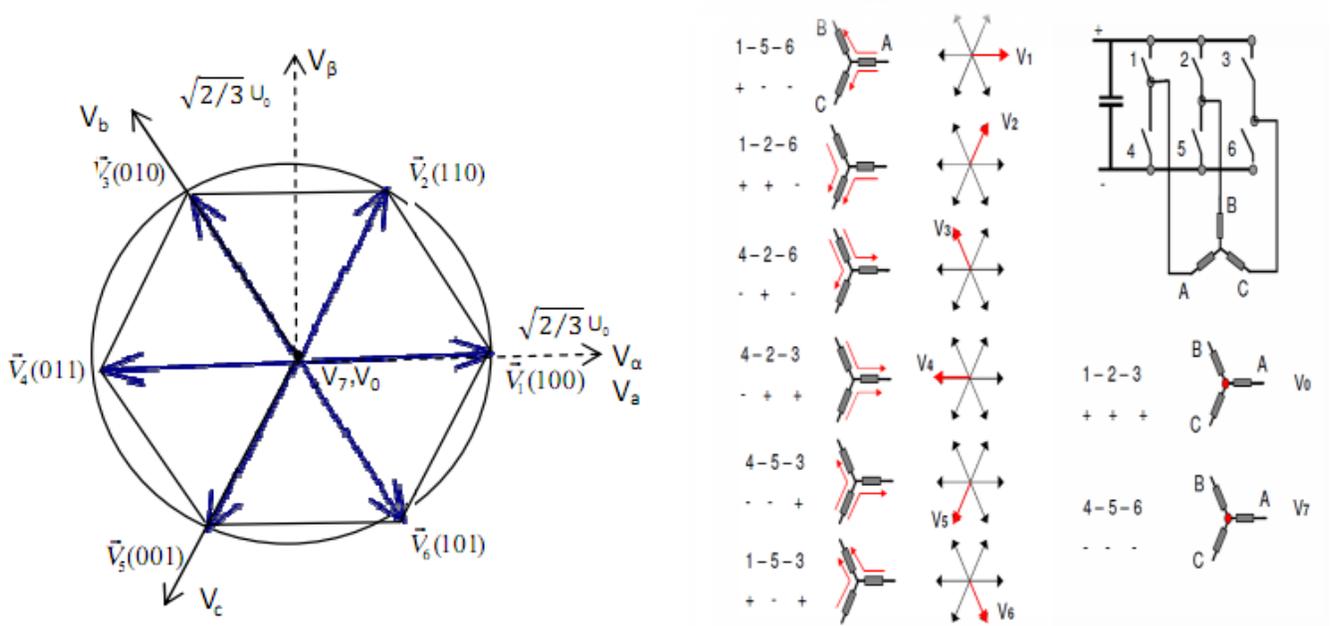


Figure (II.2): Représentation géométrique dans le repère (α, β) des tensions de l'onduleur

II.5. CONTROLE DE FLUX STATORIQUE ET DE COUPLE

II.5.1. Contrôle de flux statorique

On se place dans le repère fixe (α, β) lié au stator de la machine. Le flux statorique du MSAP est obtenu à partir de l'équation suivante [16]:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \tag{II.07}$$

Où

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \tag{II.08}$$

La chute de tension due à la résistance R_s du stator peut être négligée (pour la grande vitesse) on trouve alors :

$$\varphi_s \approx \varphi_{s0} + \int_0^t \mathbf{V}_s dt \quad (\text{II.09})$$

φ_{s0} = est le vecteur de flux à $t=0$

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

$$\bar{\varphi}_s(k+1) \approx \bar{\varphi}_s(k) + \bar{\mathbf{V}}_s T_e \quad (\text{II.10})$$

Ou encore:

$$\Delta \bar{\varphi}_s(k) \approx \bar{\mathbf{V}}_s T_e \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$\bar{\varphi}_s(k)$: C'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;

$\bar{\varphi}_s(k+1)$: C'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;

$\Delta \bar{\varphi}_s$: C'est la variation du vecteur flux statorique $\bar{\varphi}_s(k+1) - \bar{\varphi}_s(k)$

T_e : C'est le période d'échantillonnage.

L'équation (II.10) est illustrée à la figure (II.3), qui montre l'extrémité du vecteur flux statorique $\bar{\varphi}_s(t)$ qui se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de tension appliqué $\bar{\mathbf{V}}_s$

La composante du flux du vecteur de tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de $\bar{\varphi}_s$ et sa composante du couple (composante tangentielle) fait varier la position de $\bar{\varphi}_s$.

En choisissant une séquence adéquate du vecteur $\bar{\mathbf{V}}_s$ sur période de commande T_e , il est donc possible de fonctionner avec un module de flux $\bar{\varphi}_s$ pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de $\bar{\varphi}_s$ une trajectoire presque circulaire (Figure (II.4)), si la période T_e est très faible devant la période de rotation de flux statorique.

Lorsque le vecteur de tension \bar{V}_s sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de $\bar{\varphi}_s$ est donnée par sa dérivée $\frac{d\bar{\varphi}_s}{dt}$, ainsi que vitesse de déplacement de l'extrémité de $\bar{\varphi}_s$

Lorsqu'on néglige le terme $R_s \bar{I}_s$ le vecteur tension est donné par $\bar{V}_s = \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt}$ la vitesse rotation de $\bar{\varphi}_s$ dépend fortement du choix de \bar{V}_s [17].

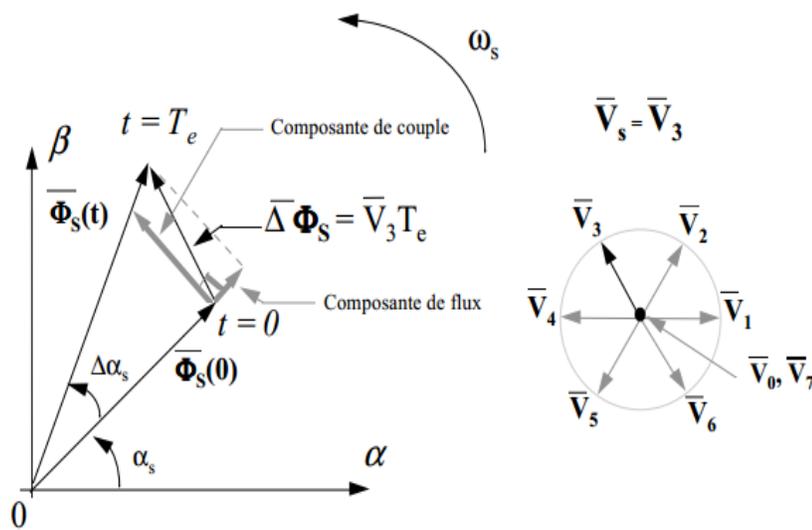


Figure (II.3): L'évolution de l'extrémité de $\bar{\varphi}_s$ pour $R_s \bar{I}_s$ négligeable

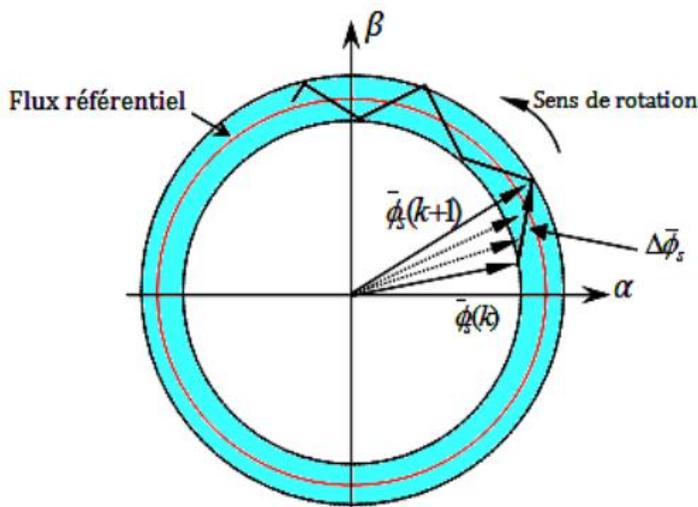


Figure (II.4): l'évolution du vecteur de flux statorique dans plan (α, β)

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes, $\bar{\varphi}_s$ devrait être toujours en mouvement par rapport aux flux rotorique pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta\bar{\varphi}_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator MSAP [16].

II.5.2. Contrôle de couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante [16] :

$$C_e = k.(\bar{\varphi}_s \times \bar{\varphi}_r') = k.|\bar{\varphi}_s||\bar{\varphi}_r'| \sin(\gamma) \quad (\text{II.12})$$

avec :

$\bar{\varphi}_s$: C'est le vecteur de flux statoriques.

$\bar{\varphi}_r'$: C'est le vecteur de flux rotorique ramené au stator.

γ : C'est l'angle entre le vecteur de flux statoriques et rotorique.

$$k = \frac{p}{L_q}$$

Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation de vecteur de flux statorique. Sur la figure (II.5), on illustre l'évolution du couple électromagnétique dans le cas de l'application de deux vecteurs de tension qui font évoluer le flux statorique dans deux sens de rotation contraire. Le sens de rotation trigonométrique est considéré comme le sens de rotation positif [18].

Quand le terme résistif peut être négligé, c'est-à-dire pour fonctionnements à vitesse élevée, l'application du vecteur nul a pour effet stoppé la rotation du vecteur flux statorique.

Toutefois, le flux rotorique poursuit son évolution soumise à la constante de temps rotorique et tend à rattraper le flux statorique. Ainsi l'angle qui existe entre le flux statorique et le flux rotorique va diminuer et le couple électromagnétique diminue lentement (figure (II.6)) [14].

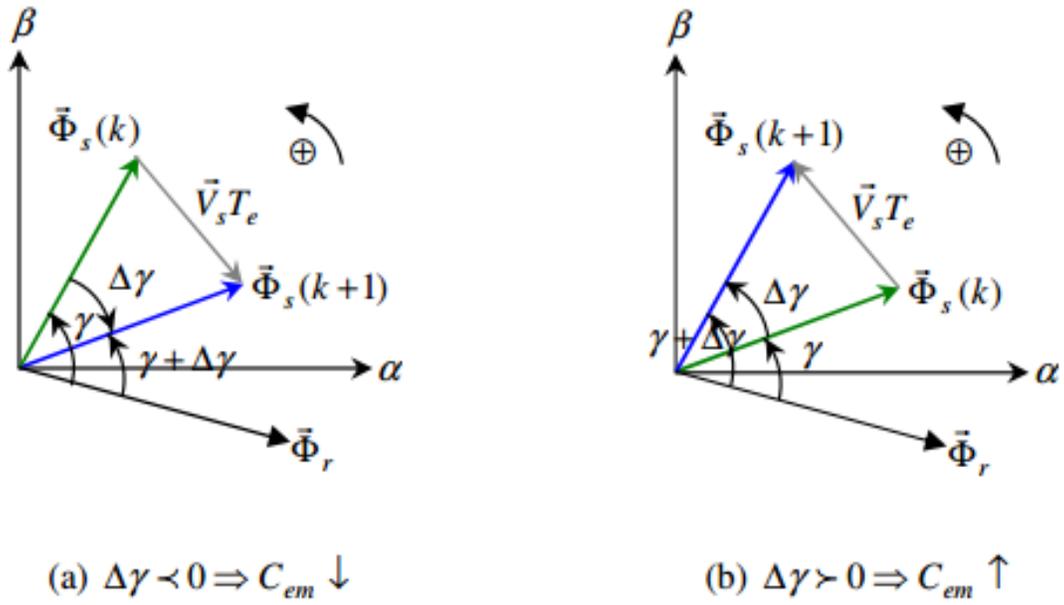


Figure (II.5): Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension (non nul).

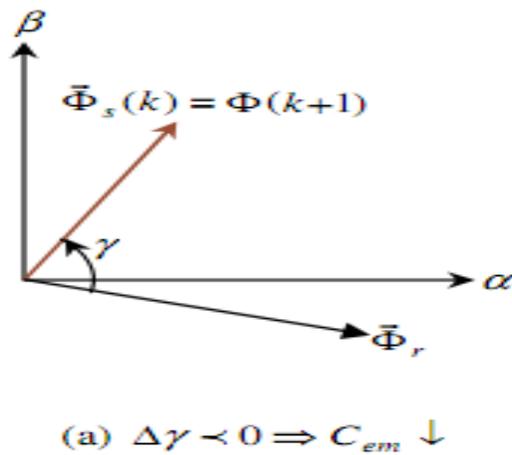


Figure (II.6): Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension nul.

II.6. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE

II.6.1. Sélection du vecteur de tension

Une sélection appropriée du vecteur tension \bar{V}_s par (T_a, T_b, T_c) permet de déplacer le vecteur flux $\bar{\varphi}_s$ de manière son amplitude constant. Le choix de vecteur \bar{V}_s dépend alors :

- de la variation souhaitée pour module de flux statorique $\bar{\varphi}_s$,
- du sens de rotation de $\bar{\varphi}_s$,
- de l'évolution souhaitée pour le couple,
- de la position de $\bar{\varphi}_s$ dans référentiel du stator

Ainsi nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de $\bar{\varphi}_s$ dans le référentiel du stator en le décomposant en six zones N_i $i = [1, 6]$ déterminer à partir des composantes du flux dans le plan (α, β) comme le montre la figure (II.7).

Lorsque le vecteur de flux $\bar{\varphi}_s$ se trouve dans une zone numéroté N_i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs tension, il s'agit des vecteurs \bar{V}_{i+1} , \bar{V}_{i+2} , \bar{V}_{i-1} , \bar{V}_{i-2} ; sur toute la zone N_i parcouru par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension \bar{V}_s sélectionné reste de même [19].

- \bar{V}_{i+1} est sélectionné, alors les amplitudes du flux $\bar{\varphi}_s$ et du couple C_e croissent.
 - \bar{V}_{i+2} est sélectionné, alors l'amplitude du flux $\bar{\varphi}_s$ décroît et celle du couple C_e croît
 - \bar{V}_{i-1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux $\bar{\varphi}_s$ croît et celle du couple C_e décroît
 - \bar{V}_{i-2} est sélectionné, alors les amplitudes du flux $\bar{\varphi}_s$ et du couple C_e décroissent.
- Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position N_i les deux vecteurs tensions \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont utilisés puisqu'ils peuvent augmenter ou diminuer le couple selon la position du flux $\bar{\varphi}_s$ dans secteur i .

- Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnés alors la rotation du flux $\bar{\varphi}_s$ est arrêter, d'où une décroissance du couple, alors que le module du flux $\bar{\varphi}_s$ reste inchangée.

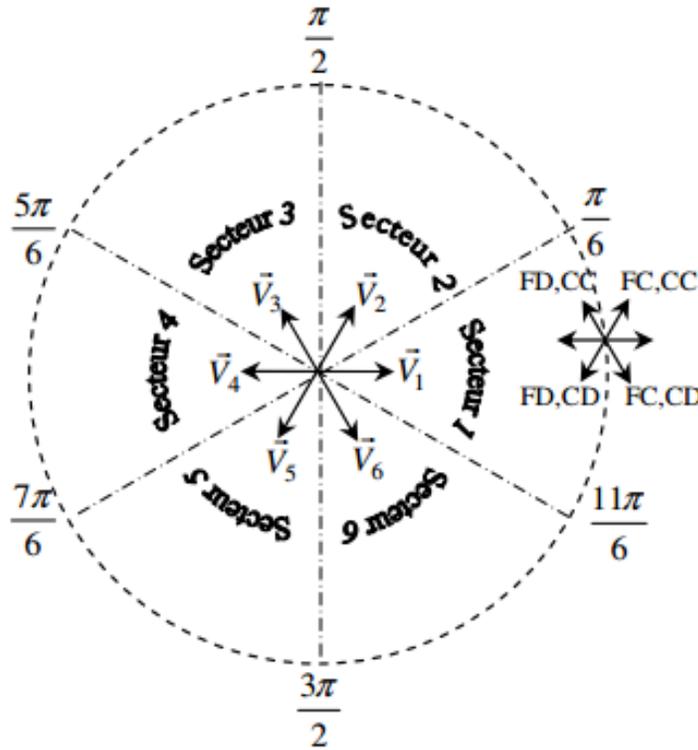


Figure (II.7): Variation du flux et du couple pour les différents vecteurs tensions possibles.

FC : flux croit, FD : flux décroit, CC : couple croit, CD: couple décroit.

La table (II.2) résume le sens de variations du flux et du couple.

Vecteur \bar{V}_s	\bar{V}_{i+1}	\bar{V}_{i+2}	\bar{V}_{i-1}	\bar{V}_{i-2}
$\bar{\varphi}_s$	↗	↘	↗	↘
C_e	↗	↗	↘	↘

Table (II.2): Sens de variations du flux et du couple.

II.6.2. Les estimateurs

II.6.2.1. Les estimations de flux statorique et la position de vecteur flux

a. Estimations de flux statorique

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir des vecteurs tension et courants statorique, l'expression du flux statorique s'écrit [20] :

$$\bar{\varphi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II.13})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) tel que :

$$\bar{\varphi}_s = \varphi_{s\alpha} + j \cdot \varphi_{s\beta} \quad (\text{II.14})$$

Pour calculer les composantes $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de Concordia, à partir des courants (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}) mesurés, soit :

$$\mathbf{I}_s = I_{s\alpha} + j \cdot I_{s\beta} \quad (\text{II.15})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

On obtient ainsi $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et des états de commande (T_a, T_b, T_c) , soient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_0 \left(T_a - \frac{1}{2} (T_b + T_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_0 (T_b - T_c) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\bar{\varphi}_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \tag{II.18}$$

b. Estimations de la position vecteur flux statorique

Pour choisir le vecteur tension convenable à appliquer à la machine, nous devons connaître la position du vecteur flux statorique dans l'un de six secteur du plan (α, β) , la détermination de cet angle par le calcul de l'arctangente comme le montre l'équation nécessite (II.19)un temps de calcul important.

$$\theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \tag{II.19}$$

Pour la commande directe du couple, il n'est pas nécessaire de connaître avec précision la valeur angle θ_s . Il suffit de connaître le secteur dans lequel évolue le flux statorique pour faire le choix du vecteur à appliquer. Pour définir ce secteur, on commence d'abord par déterminer le quadrant dans lequel se trouve le vecteur flux statorique $\bar{\varphi}_s$ en fonction des signes de $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$, puis on localise le secteur d'appartenance en comparant $\varphi_{s\alpha}$ à $\varphi_{s\alpha \max}$ et $\varphi_{s\beta}$ à $\varphi_{s\beta \max}$ peut effectuer trois test, comme le montre la figure (II.8) en suite, une table logique permet de déterminer le secteur cherché [18].

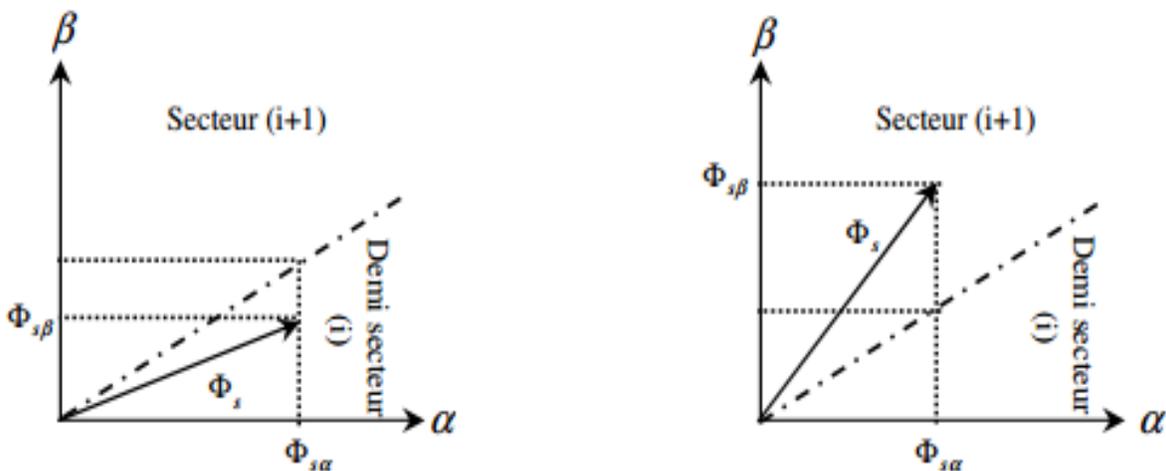


Figure (II.8): Estimation du secteur d'appartenance du vecteur flux.

Signe de $\varphi_{s\alpha}$	Signe de $\varphi_{s\beta}$	Quadrant
+	+	1
-	+	2
-	-	3
+	-	4

Table (II.3): Location du vecteur flux statorique dans l'un des quatre quadrants du plan (α, β)

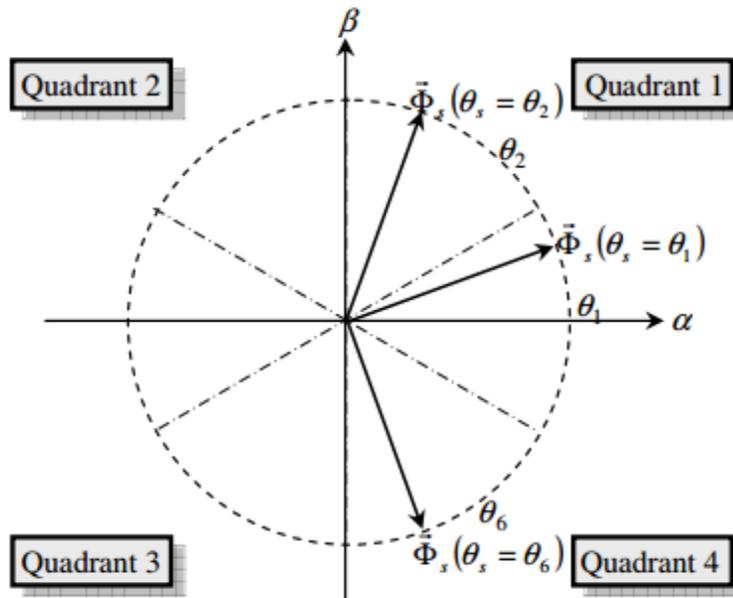


Figure (II.9): Quatre quadrants du plan (α, β)

On a :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \varphi_s \cdot \cos(\theta_s) \\ \varphi_{s\beta} = \varphi_s \cdot \sin(\theta_s) \end{cases} \tag{II.20}$$

Le maximum du demi-secteur est de 30° , dans cette condition on a :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha \max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \varphi_s \\ \varphi_{s\beta \max} = \frac{1}{2} \varphi_s \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

La position φ_s dans l'intervalle $[0, 2\pi]$ est donnée par la table et le numéro de secteur.

		θ_s
$\varphi_{s\alpha} > 0$	$\varphi_{s\beta} > 0$	$\arct(\varphi_{s\beta} / \varphi_{s\alpha})$
	$\varphi_{s\beta} < 0$	$\arct(\varphi_{s\beta} / \varphi_{s\alpha}) + 2\pi$
$\varphi_{s\alpha} < 0$		$\arct(\varphi_{s\beta} / \varphi_{s\alpha}) + \pi$
$\varphi_{s\alpha} = 0$	$\varphi_{s\beta} \geq 0$	$\pi/2$
	$\varphi_{s\beta} \leq 0$	$3\pi/2$

Table (II.4) : Position du flux statorique dans l'intervalle $[0, 2\pi]$

II.6.2.2. Les estimations du couple électromagnétique

On peut estimer le couple C_e uniquement en fonction des gradeurs statoriques (flux et courant) à partir de leurs composantes (α , β) le couple peut se mettre sous la forme [16] :

$$C_e = p \cdot (\varphi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{II.22})$$

II.7. ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

II.7.1. Correction de flux

Son but est maintenir l'extrémité du vecteur φ_s dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.10). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de φ_s , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (cflx) indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (cflx = 1) ou diminuée (cflx = 0) de façon à maintenir [12]-[21] :

$$|\varphi_{sref} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s \tag{II.23}$$

Où :

$\Delta\varphi_s$ = Largeur de la bande d'hystérésis du correcteur.

φ_{sref} = Flux de référence.

φ_s = Flux statorique.

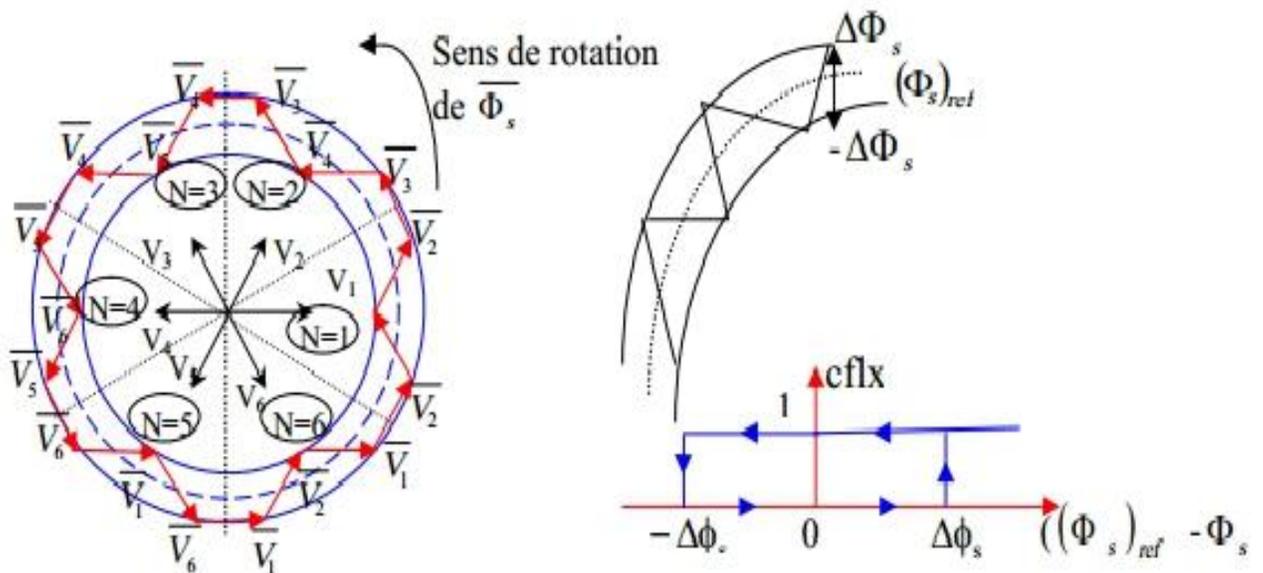


Figure (II.10): Correcteur à deux niveaux du flux à hystérésis et sélection des vecteurs correspondants.

II.7.2. Correction de couple

Le contrôle du couple va maintenir le couple électromagnétique dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence. La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou à trois niveaux.

Le contrôleur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux statorique. La figure (II.11) présente l'avantage de la simplicité d'implémentation, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation ; donc pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant, le contrôleur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable logique booléenne ($ccpl$) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ; ($ccpl=1$) pour une consigne positive et ($ccpl=-1$) pour une consigne négative ; ou diminuée ($ccpl=0$).

$$|C_{e-ref} - C_e| \leq \Delta C_e \quad (II.24)$$

Où :

C_{e-ref} = Couple référence.

C_e = Couple estimé

ΔC_e = Largeur de la bande d'hystérésis du correcteur

La figure (II.11) montre ce type de correcteur [21].

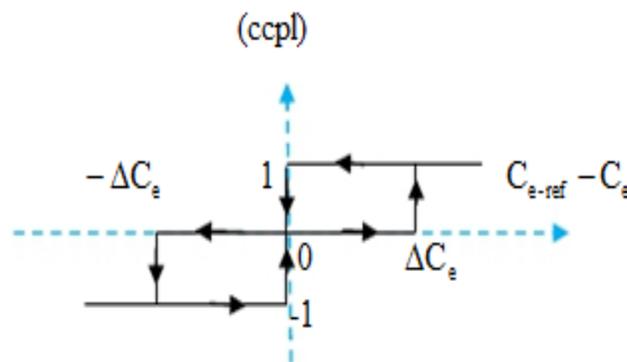


Figure (II.11) : Correcteur du couple à trois niveaux

II.8. ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION

La table de commutation est construite en fonction de l'état des variables des sorties du correcteur à hystérésis du flux (cflx) et du correcteur à hystérésis du couple (ccpl) et de la zone de position de φ_s [1].

Les vecteurs V_0 et V_7 sont choisis alternativement pour minimiser le nombre de commutation dans les bras de l'onduleur.

N		θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	Régulateur
cflx = 1	ccpl = 1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveaux
	ccpl = 0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	ccpl = -1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 niveaux
cflx = 0	ccpl = 1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveaux
	ccpl = 0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	ccpl = -1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux
$V_0 = [0, 0, 0]$; $V_1 = [1, 0, 0]$; $V_2 = [1, 1, 0]$; $V_3 = [0, 1, 0]$; $V_4 = [0, 1, 1]$; $V_5 = [0, 0, 1]$; $V_6 = [1, 0, 1]$; $V_7 = [1, 1, 1]$								

Table (II.5): Table de commutation de la DTC classique.

II.9. STRUCTURE GENERALE DE LA DTC APPLIQUE AU MSAP

La structure de la commande DTC appliquée au MSAP est représentée sur la figure (II.12). On utilise le tableau classique des séquences proposées par TAKAHASHI. Le choix du vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e

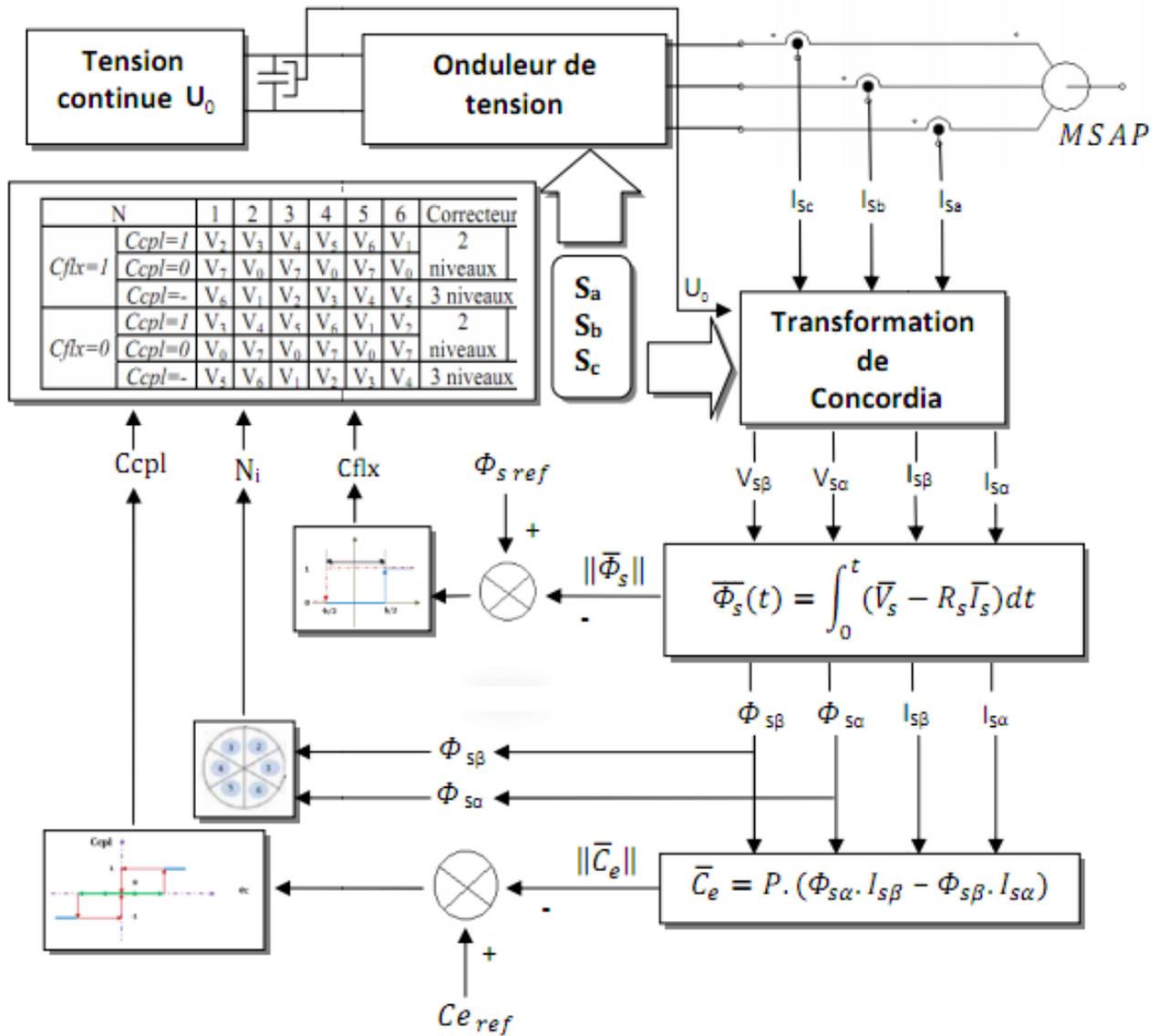


Figure (II.12): Structure générale de la commande directe de couple (DTC)

II.9.1. Régulateur de vitesse [22]

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel représenté par la figure (II.13).

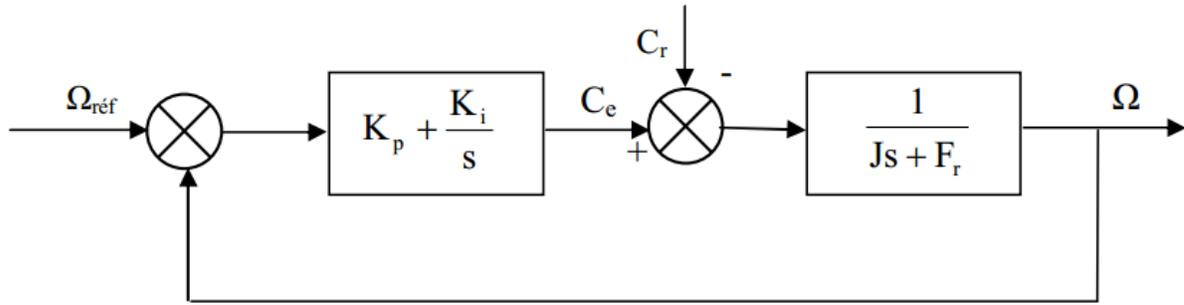


Figure (II.13): Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.24})$$

La détermination des paramètres du régulateur PI est basée sur l'équation mécanique du moteur. En effet cette équation à la forme suivante dans le plan de Laplace :

$$\Omega(s) = \frac{1}{Js + F_r} [C_e(s) - C_r(s)] \quad (\text{II.25})$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit alors :

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \left(\frac{K_p + F_r}{K_i}\right) s + 1} \Omega_{\text{réf}} \quad (\text{II.26})$$

Où :

$$C_r(s) = 0$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du deuxième ordre, sa fonction de transfert en boucle fermée en négligeant le frottement est donnée par :

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{K_p}{K_i} s + 1} \Omega_{\text{réf}} \quad (\text{II.27})$$

Sachant que la fonction de transfert d'un système du second ordre est donnée par l'expression suivante :

$$\Omega(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right) s + 1} \quad (\text{II.28})$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{aligned} \frac{J}{K_i} &= \frac{1}{\omega_n^2} ; \\ \frac{K_p}{K_i} &= \frac{2\xi}{\omega_n} ; \\ \frac{K_p}{K_i} &= \tau ; \end{aligned} \quad (\text{II.29})$$

ω_n : Fréquence propre d'oscillation ;

ξ : Coefficient de temps associé au régulateur (PI) ;

Pour un amortissement critique ($\xi = 1$), on obtient :

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{4J}{\tau} \\ K_i &= \frac{4J}{\tau^2} \\ K_p &= K_i \cdot \tau \end{aligned} \quad (\text{II.30})$$

La constante de temps électrique τ doit être inférieure à celle de la machine $\frac{L_q}{R_s}$.

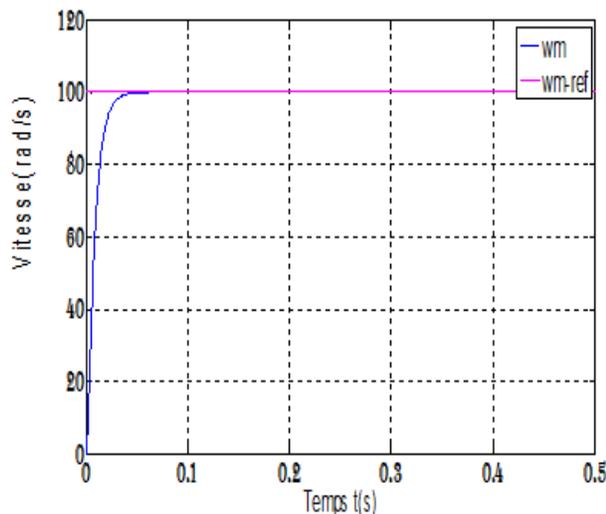
II.10. RESULTATS DE SIMULATION

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une MSAP alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par le vecteur de commande élaborée par la DTC classique avec boucle de vitesse, en présence et en absence de la charge, et aussi pour une inversion de la consigne de la vitesse. Les simulations ont été faites avec une consigne de flux $\varphi_{s-ref} = 0.3\text{Wb}$, une bande d'hystérésis pour le correcteur de flux de 0.01Wb , et une bande d'hystérésis pour le correcteur de couple de 0.01Nm et une période d'échantillonnage de $10\mu\text{s}$.

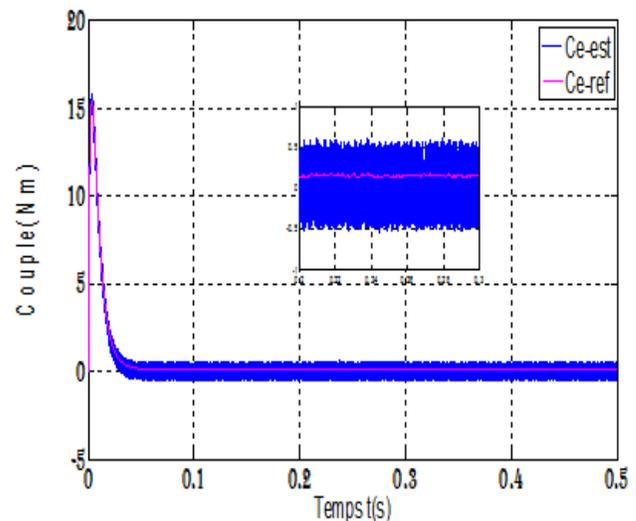
II.10.1. Test à vide

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de 100 rad/s . La figure (II.14) représente les résultats de simulations de l'essai à vide.

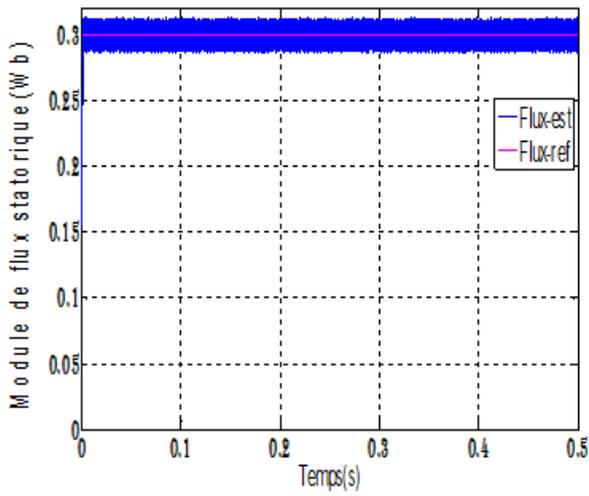
Au démarrage de la machine le couple électromagnétique atteint une valeur maximale de 15.6Nm et stabilise à une valeur nulle en régime permanent avec des oscillations. Après 0.03s la vitesse croit linéairement avec le temps jusqu'à point de stabilité puis il reste stable à la valeur désirée 100 rad/s . La trajectoire du flux décrit un cercle dans le plan (α, β) , le module du flux garde la même valeur de référence, deux composantes du flux $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ sont en quadrature ($\varphi_{s\alpha}$ est cos sinusoïdale, $\varphi_{s\beta}$ est sinusoïdale)



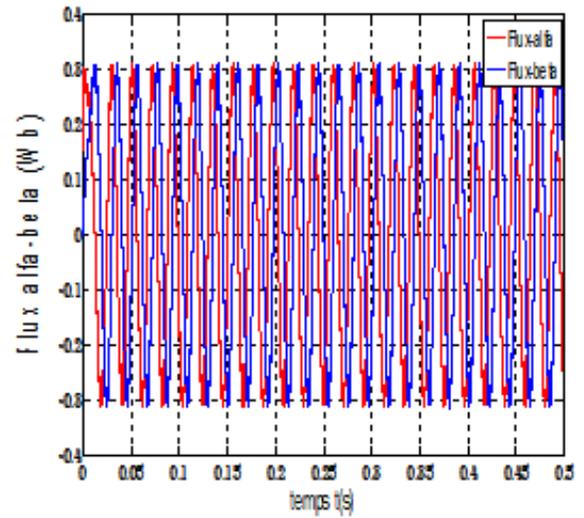
(a) Vitesse de rotation [rad/s]



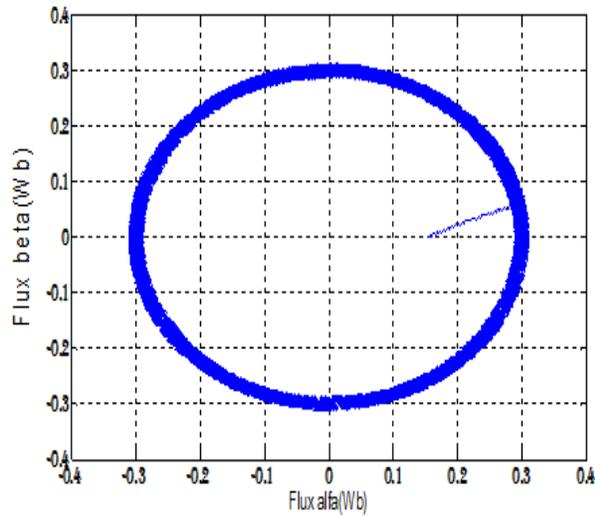
(b) Couple électromagnétique [Nm]



(c) Module de flux statorique



(d) Composante de flux alfa-beta [Wb]

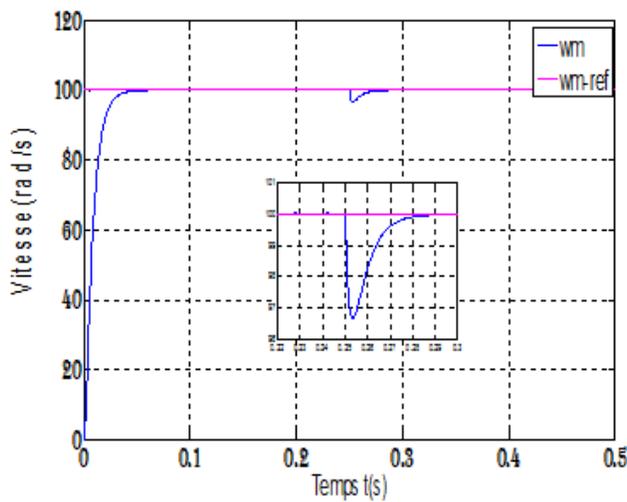


(e) Trajectoire circulaire du flux statorique

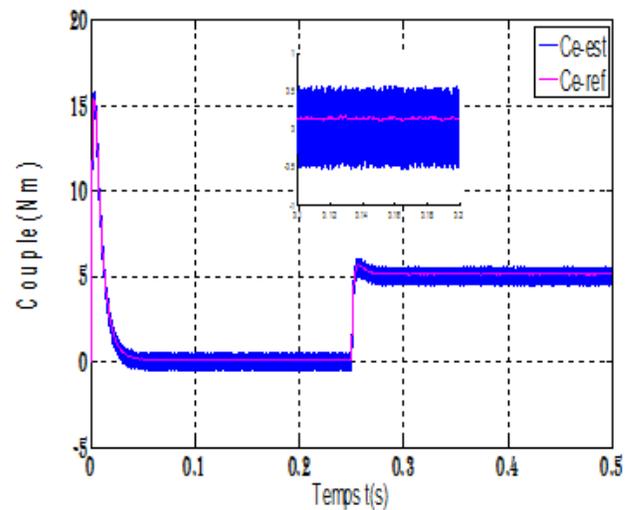
Figure (II.14): Résultat de simulation de la DTC pour un démarrage à vide $C_r = 0\text{Nm}$

II.10.2. Test en charge

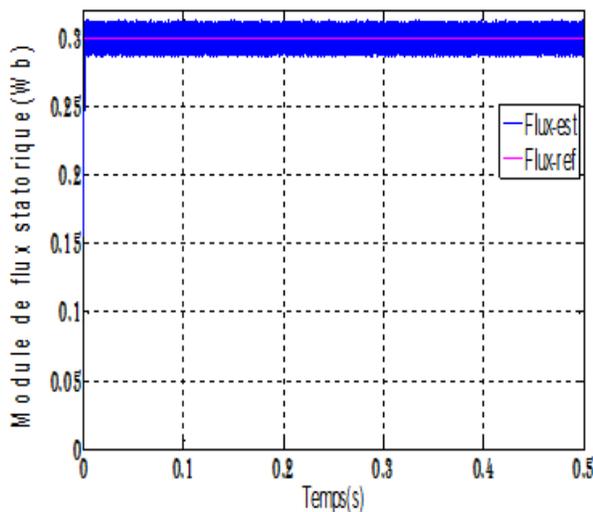
Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale 15.6Nm et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent après un temps de démarrage 0.03s puis se stabilise à une valeur finale 5Nm avec une oscillation importante pour un couple de charge 5Nm ; en plus en remarque que la vitesse suivre la valeur de référence après 0.05s avec un pic à 0.25s le temps de l'application de la charge. La trajectoire du flux décrit un cercle dans le plan (α, β), le module du flux garde la même valeur de référence ; il n'est pas affecté par la variation de la charge ; deux composantes du flux $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ sont sinusoïdale.



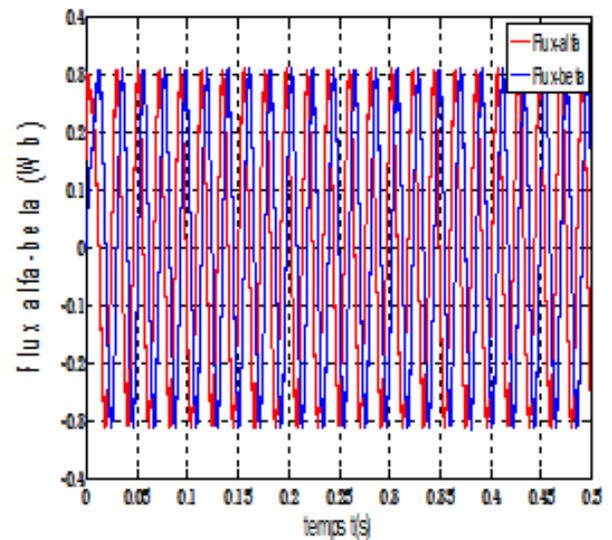
(a) Vitesse de rotation [rad/s]



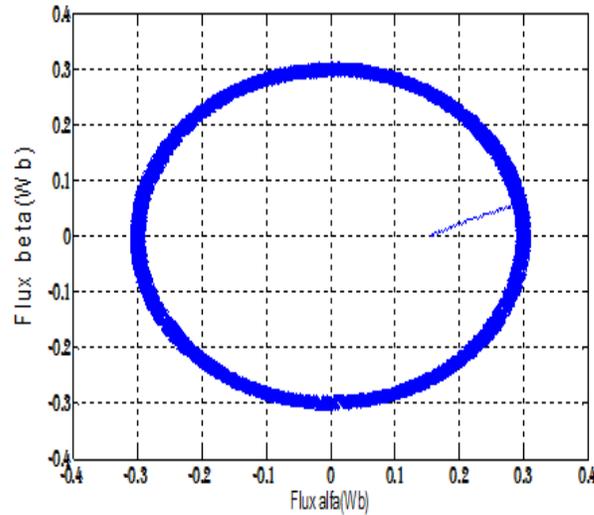
(b) Couple électromagnétique [Nm]



(c) Module de flux statorique



(d) Composante de flux alfa-beta [Wb]



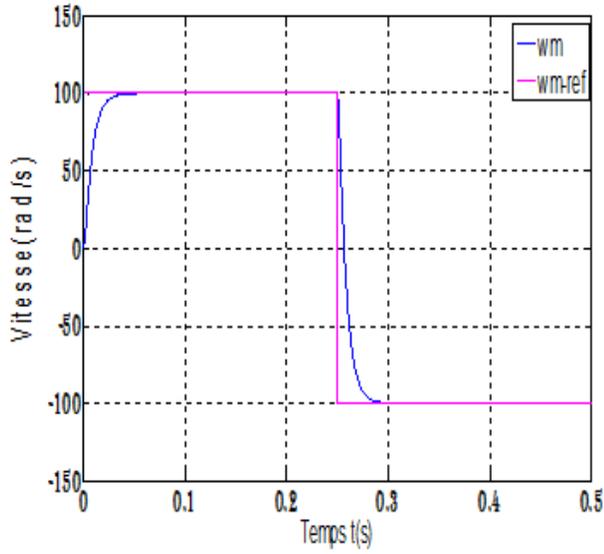
(e) Trajectoire circulaire du flux statorique

Figure (II.15): Résultat de simulation de la DTC en charge ($C_r = 5.Nm$ à $t = 0.25s$)

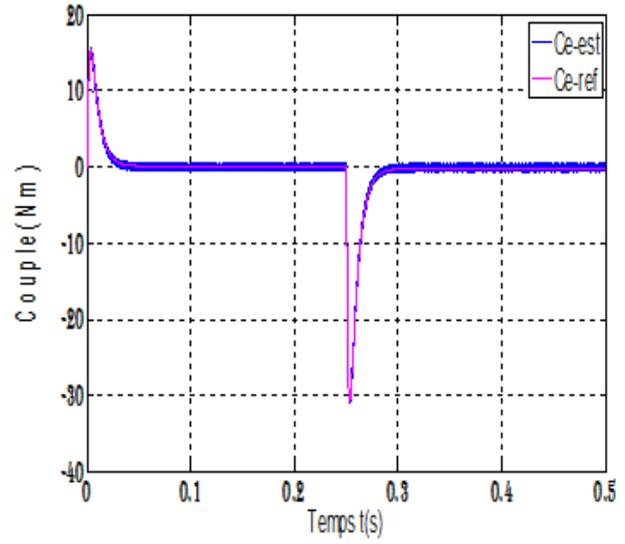
II.10.3. Teste de l'inversion de sens de rotation de la machine

Pour avérer l'avantage de la robustesse de la commande vis-à-vis des variations de référence de la vitesse, on introduit un changement au consigne de vitesse 100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t=0.25s$ après un démarrage à vide.

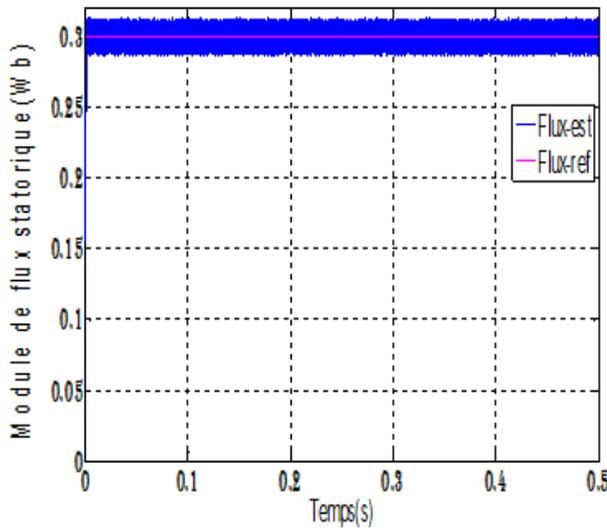
On constate de cette figure (II.16) que les grandeurs tels que la vitesse, le couple et les courants et les deux composantes du flux $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ sont influencés par cette variation. On observe également que la vitesse et le couple suivent leurs valeurs de consigne. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans dépassement. On peut dire donc, que la commande permet d'obtenir une réponse très rapide des grandeurs de commande.



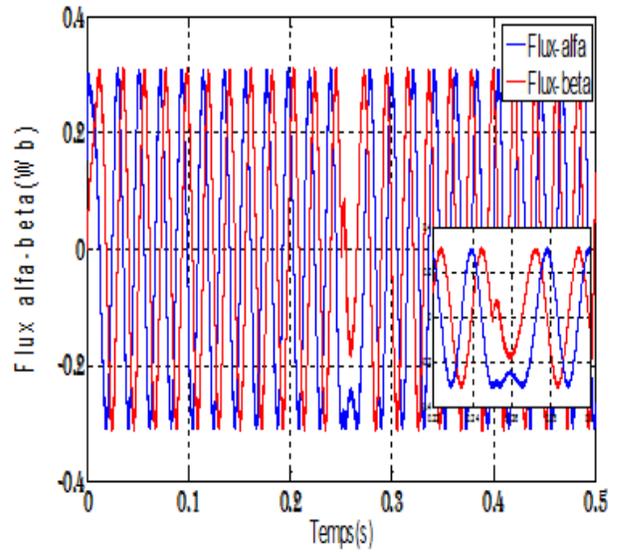
(a) Vitesse de rotation [rad/s]



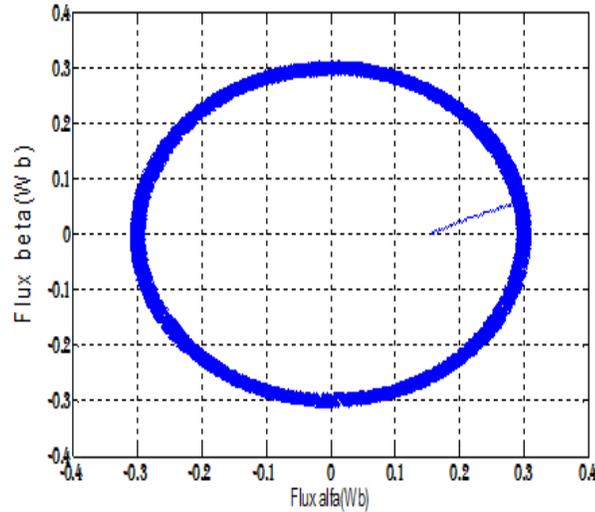
(b) Couple électromagnétique [Nm]



(c) Module de flux statorique



(d) Composante de flux alfa-beta [Wb]



(e) Trajectoire circulaire du flux statorique

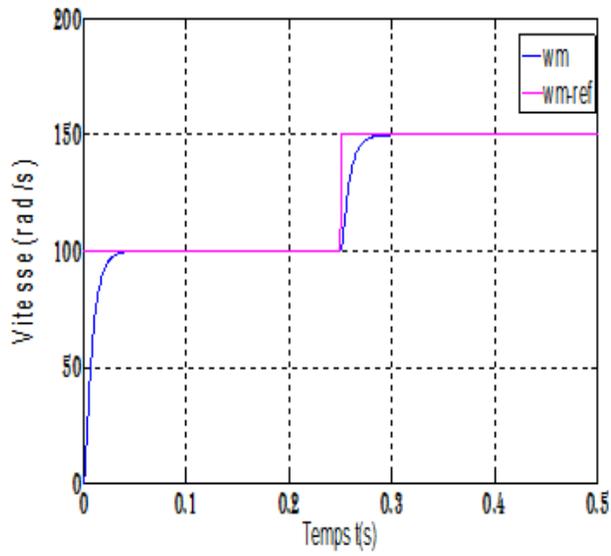
Figure (II.16): Résultat de simulation pour l'inversion de la vitesse (+100rad/s à -100rad/s)

II.10.4. Teste de survitesse

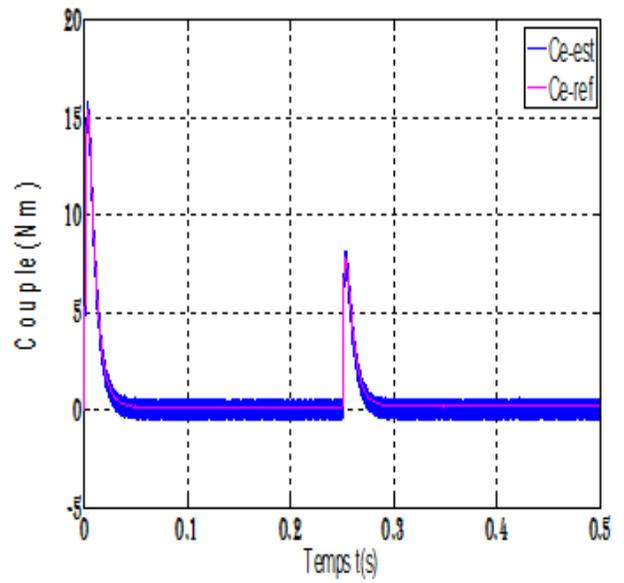
Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de $\Omega = 100\text{rad/s}$ à $\Omega = 150\text{rad/s}$ à l'instant $t=0.25\text{s}$, sont représentés dans la figure (II.17).

On remarque que la variation de la vitesse entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les deux composantes du flux $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ et le couple.

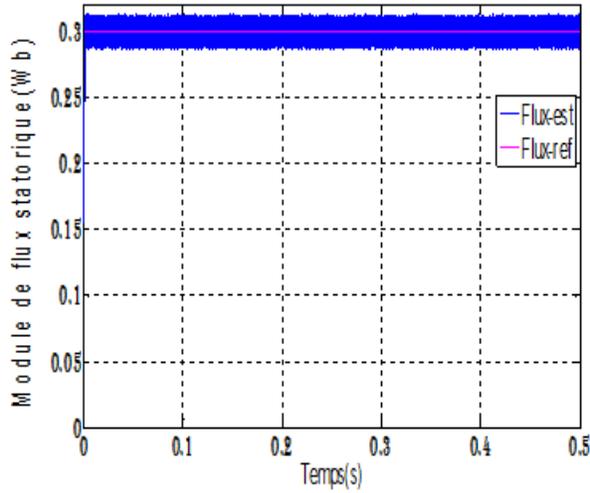
On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence sans erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le module du flux garde la même valeur de référence, il n'est pas affecté par cette variation de vitesse.



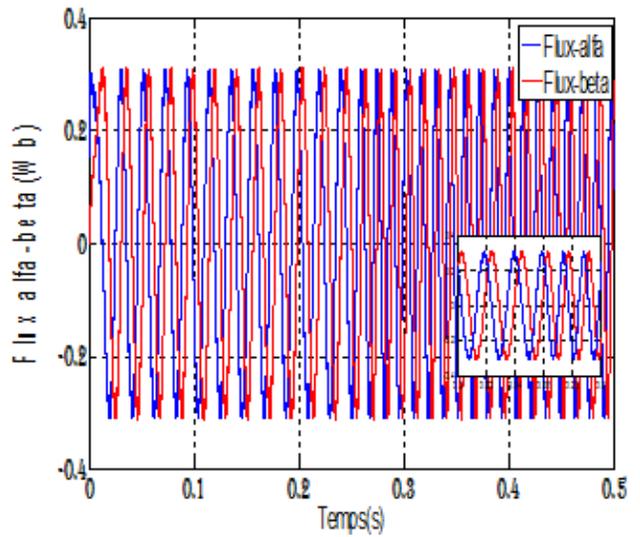
(a) Vitesse de rotation [rad/s]



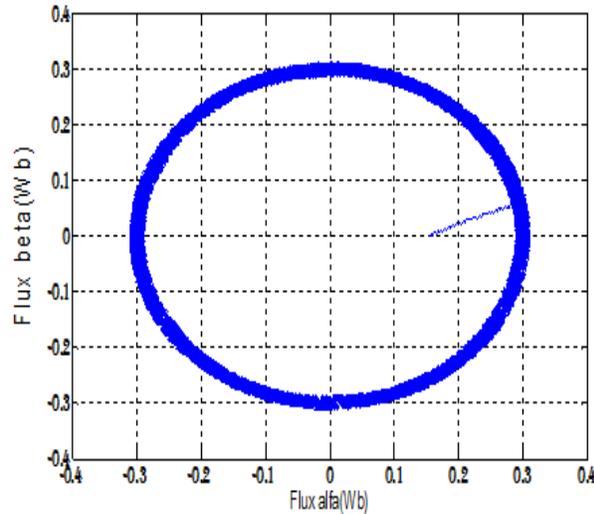
(b) Couple électromagnétique [Nm]



(c) Module de flux statorique



(d) Composante de flux alfa-beta [Wb]



(f) Trajectoire circulaire du flux statorique

Figure (II.17): Résultat de simulation pour variation de la vitesse (+100rad/s à +150rad/s)

II.11. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'application de la commande directe de couple classique (DTC) à une machine synchrone à aimants permanents. Nous avons abordé une structure de commande de la vitesse de rotation par un correcteur PI.

Les résultats obtenus par la simulation montrent que la commande DTC permet d'obtenir des performances dynamiques très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement ou d'oscillations transitoires. Par conséquent cette commande apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse par rapport à la commande vectorielle.

Le choix d'un correcteur à hystérésis malgré sa simplicité est une solution bien adaptée pour la commande directe du couple. L'application de cette commande nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour réduire les ondulations de flux statorique et surtout de couple électromagnétique.

CHAPITRE III

AMELIORATION DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE A AIMANTS PERMANENTS

AMELIORATION DE LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE DE LA MACHINE A AIMANTS PERMANENTS

III.1. INTRODUCTION

Comme toute commande, la DTC à des inconvénients dont on cite la sensibilité face à la variation et les fluctuations de couple causées par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné. Par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable qui augmenter les risques d'excitation des résonances mécanique ou acoustiques.

L'échantillonnage à fréquence finie se traduit par un dépassement pseudo-aléatoire de la bande d'hystérésis. Différentes alternatives ont été utilisées pour surmonter ces problèmes [9].

Le but de cette section est d'améliorer la commande directe du couple classique surtout au niveau de la réduction des ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique et pour la maîtrise de la variation fréquence de commutation.

Il existe plusieurs types d'amélioration de la DTC classique présentés dans la littérature. On a choisi d'exposer deux approches définies par l'utilisation d'autres types de structures de la DTC [23].

- DTC Modifiée.
- DTC 12 secteur.

III.2. REDUCTION DES FLUCTUATIONS DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE ET DE FLUX :

Dans cette partie, on va réduire les fluctuations du couple électromagnétique et de flux d'un moteur synchrone à aimants permanents contrôlée par la commande directe du couple. En utilisant des techniques améliorées pour sélectionner les états des interrupteurs de l'onduleur de tension. Pour cela, on présente dans ce qui suit quelques stratégies de commande qui minimisent ces ondulations.

III.2.1. Commande directe de couple modifiée

Dans un objectif de minimiser les ondulations du couple et du flux statorique, nous proposons une nouvelle stratégie de contrôle, nommée commande directe du couple modifiée, dont l'idée est changer la table de vérité à partir d'une modification des secteurs de la DTC classique. Ainsi on change la variation de premier secteur de 0° à 60° au lieu de -30° à 30° (figure (III.1)).

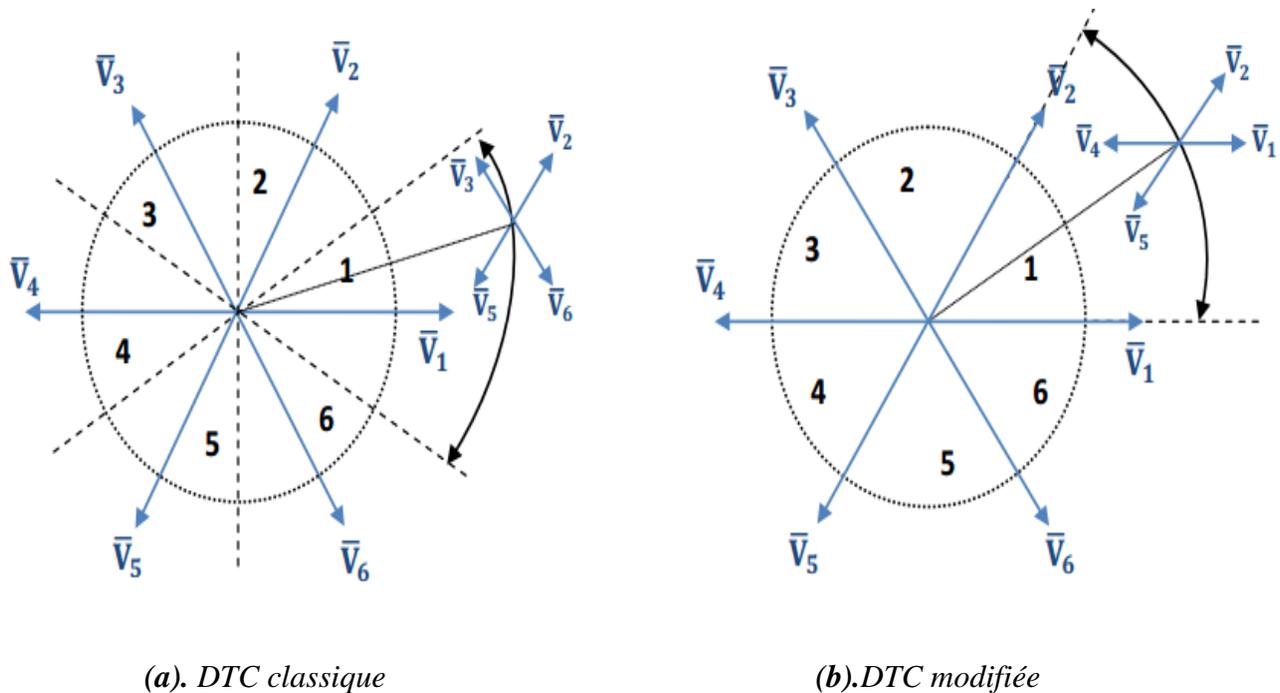


Figure (III.1): Nouvelle position des secteurs

Comme le montre la figure (III.1), les vecteurs de tension non utilisés dans le premier secteur seront \bar{V}_3 et \bar{V}_6 au lieu de \bar{V}_1 et \bar{V}_4 . En effet, les états \bar{V}_1 et \bar{V}_4 ne sont pas utilisés dans la DTC classique à cause de l'ambiguïté sur le couple, car ils peuvent augmenter ou diminuer le couple dans le même secteur selon que la position du vecteur flux statorique est dans les premier et deuxième 30° . Pour la DTC modifiée, c'est les vecteurs \bar{V}_3 et \bar{V}_6 qui ne sont pas utilisés, car ils posent une ambiguïté sur le flux [24].

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 [27].

L'effet des six vecteurs de tension sur le couple et le flux dans premier secteur de chaque structure est résumé dans la table (III.1).

Les vecteurs	DTC classique [-30° , $+30^\circ$]	DTC modifiée [0° , $+60^\circ$]
\bar{V}_1	Ambiguïté sur le couple	$C_e \downarrow \varphi_s \uparrow$
\bar{V}_2	$C_e \uparrow, \varphi_s \uparrow$	$C_e \uparrow \varphi_s \uparrow$
\bar{V}_3	$C_e \uparrow \varphi_s \downarrow$	Ambiguïté sur le flux
\bar{V}_4	Ambiguïté sur le couple	$C_e \uparrow \varphi_s \downarrow$
\bar{V}_5	$C_e \downarrow \varphi_s \downarrow$	$C_e \downarrow \varphi_s \downarrow$
\bar{V}_6	$C_e \downarrow \varphi_s \uparrow$	Ambiguïté sur le flux

Table (III.1): Effet des vecteurs tension dans le secteur S_1

La table de commutation de la commande directe de couple modifiée est donnée dans la table (III.2), suivante :

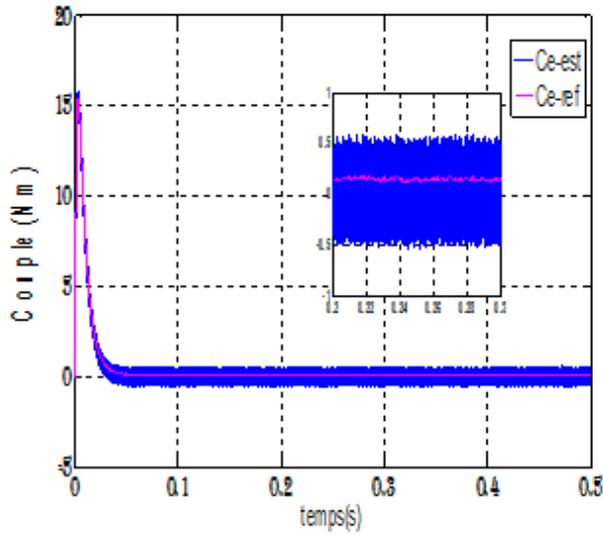
N		θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	Régulateur
cflx = 1	ccpl = 1	\mathbf{V}_2	\mathbf{V}_3	\mathbf{V}_4	\mathbf{V}_5	\mathbf{V}_6	\mathbf{V}_1	2 niveaux
	ccpl = 0	\mathbf{V}_7	\mathbf{V}_0	\mathbf{V}_7	\mathbf{V}_0	\mathbf{V}_7	\mathbf{V}_0	
	ccpl = -1	\mathbf{V}_1	\mathbf{V}_2	\mathbf{V}_3	\mathbf{V}_4	\mathbf{V}_5	\mathbf{V}_6	3 niveaux
cflx = 0	ccpl = 1	\mathbf{V}_4	\mathbf{V}_5	\mathbf{V}_6	\mathbf{V}_7	\mathbf{V}_1	\mathbf{V}_2	2 niveaux
	ccpl = 0	\mathbf{V}_0	\mathbf{V}_7	\mathbf{V}_0	\mathbf{V}_7	\mathbf{V}_0	\mathbf{V}_7	
	ccpl = -1	\mathbf{V}_5	\mathbf{V}_6	\mathbf{V}_1	\mathbf{V}_2	\mathbf{V}_3	\mathbf{V}_4	3 niveaux
$\mathbf{V}_0 = [0, 0, 0]$; $\mathbf{V}_1 = [1, 0, 0]$; $\mathbf{V}_2 = [1, 1, 0]$; $\mathbf{V}_3 = [0, 1, 0]$; $\mathbf{V}_4 = [0, 1, 1]$; $\mathbf{V}_5 = [0, 0, 1]$; $\mathbf{V}_6 = [1, 0, 1]$; $\mathbf{V}_7 = [1, 1, 1]$								

Table (III.2): Table de commutation de la DTC modifiée

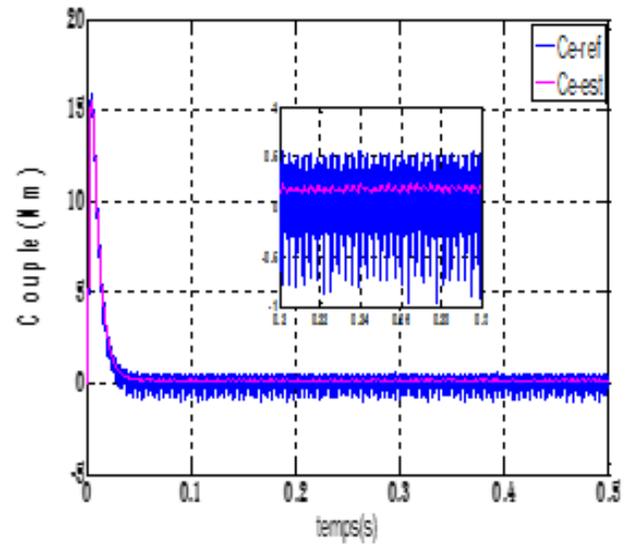
III.2.1.1. Résultats de simulation :

La comparaison des résultats de simulation entre la DTC classique et la DTC modifiée sont montrés par la figure (III.2). Les résultats Montrent que le module du vecteur du flux statorique suit parfaitement sa référence et que celui-ci s'établit plus rapidement que celui de la DTC classique et l'évolution du flux dans le plan (α, β) , est parfaitement circulaire ; ce que entraine une diminution des pics du courant au démarrage de la machine. Cependant, le couple de la DTC modifiée montre de grandes oscillations avec dépassement des bandes du comparateur, ce qui indique que la DTC modifiée présente faible dynamique du couple par rapport au DTC classique (figure (III.2)).

Ces résultats indiquent que la DTC modifiée ne peut être fonctionnelle normalement pour les grandes variations de couple ou de vitesse. Donc, il est clair qu'on peut composer une stratégie de commande combinant à la fois la DTC modifiée pour les faibles vitesses et la DTC classique pour les grandes vitesses.

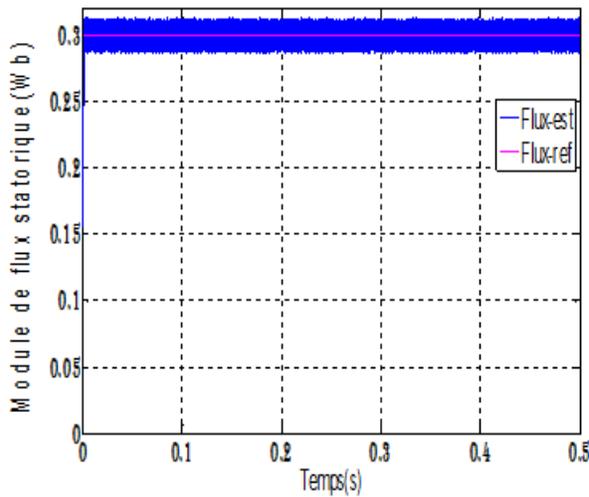


a- DTC Classique

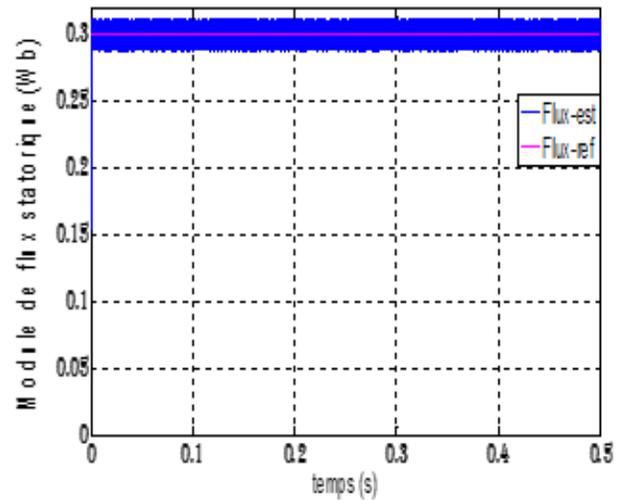


b- DTC Modifiée

A) Réponse de couple électromagnétique

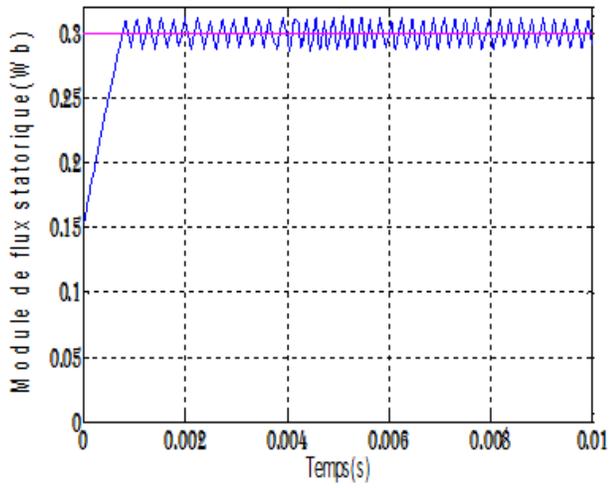


a- DTC Classique

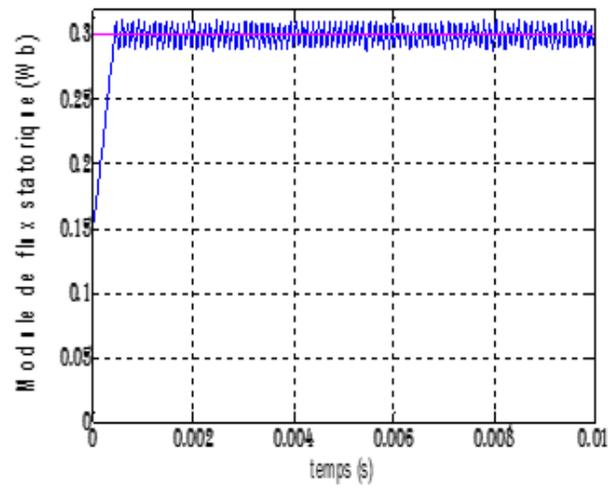


b- DTC Modifiée

B) Réponse dynamique du flux

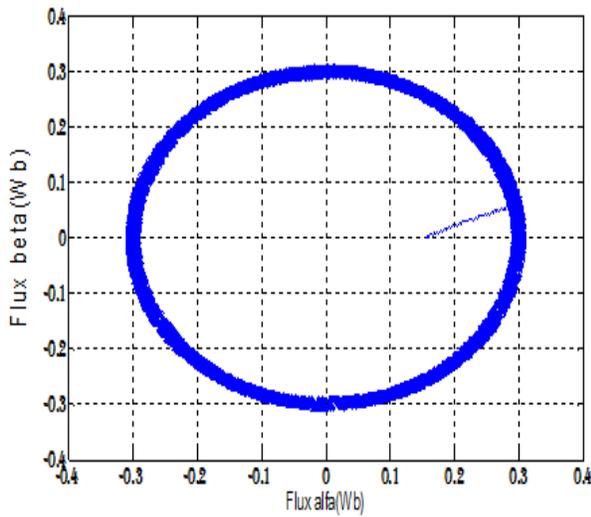


a- DTC Classique

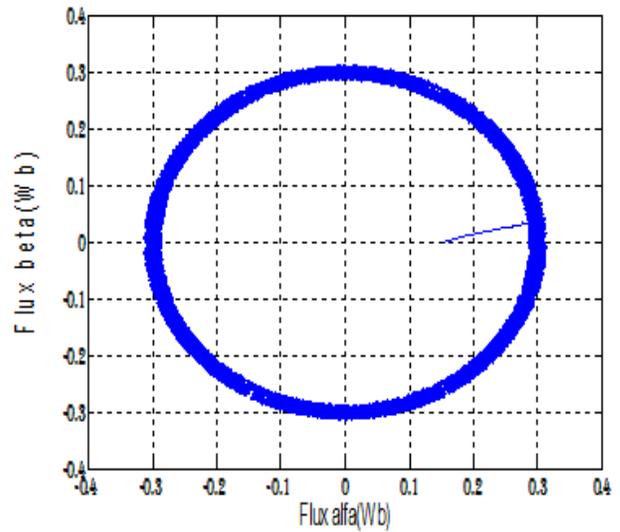


b- DTC Modifiée

C) Zoom réponse dynamique du flux



a- DTC Classique



b- DTC Modifiée

D) Trajectoire circulaire du flux statorique

Figure (III.2) : Réponse dynamique pour la DTC classique et la DTC Modifiée

III.2.2. Commande directe de couple douze secteurs :

Dans la DTC classique il y a deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} par secteur S_i qui ne sont pas utilisées, car ils présentent une ambiguïté du contrôle de couple. De même, introduisent une ambiguïté du deux vecteurs \bar{V}_{i+2} et \bar{V}_{i+5} ne sont pas utilisées par ce qu'elles introduisent une ambiguïté du contrôle du flux. Pour résoudre le problème du couple et du flux, nous proposons de diviser la position du flux statorique en douze secteurs au lieu de six, et dans ce cas les six vecteurs peuvent être utilisés pour le même secteur. Cependant, les composantes tangentielles des vecteurs tensions peuvent avoir des valeurs faibles et par conséquent la variation du couple serait aussi faible, pour cela il faut introduire l'idée de la petite augmentation [12].

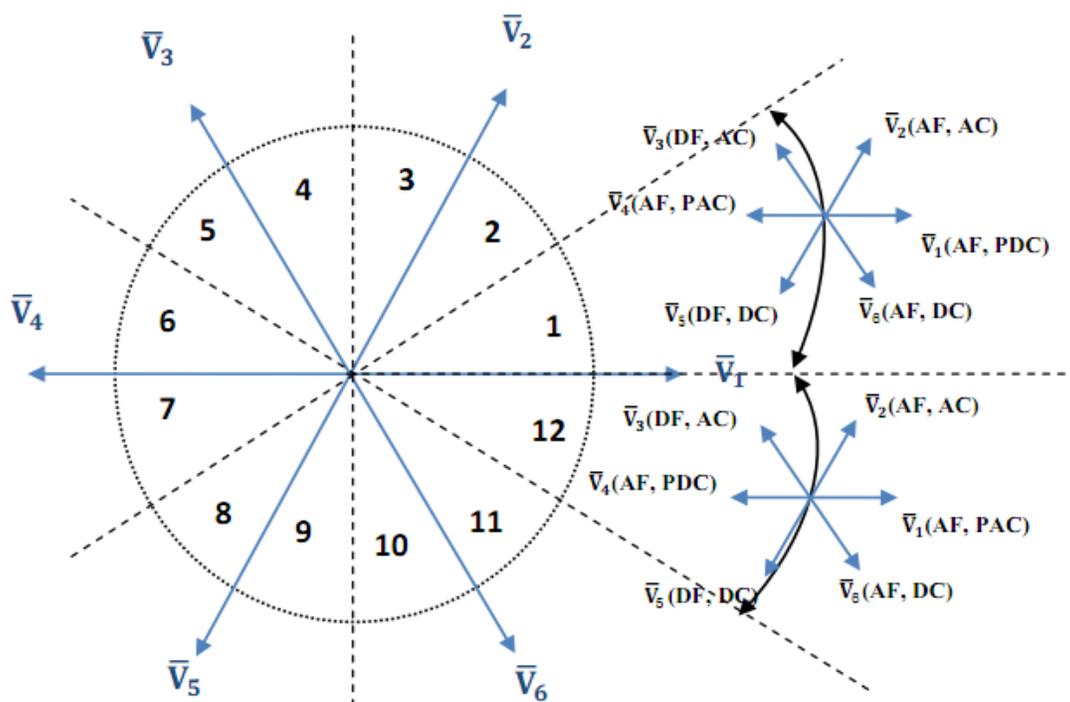


Figure (III.3): Position des secteurs de la DTC douze secteurs

- DF** : Diminution du flux ;
- AF** : Augmentation du flux ;
- DC** : Diminution du couple ;
- AC** : Augmentation du couple ;
- PDC** : Petite diminution du couple ;
- PAC** : Petite augmentation du couple.

Le tableau représente l'effet des six vecteurs tensions sur le flux et le couple dans les secteurs S_1 et S_{12} .

		Augmentation	Diminution
S_{12}	Flux statorique	$\bar{V}_1, \bar{V}_2, \bar{V}_3$	$\bar{V}_3, \bar{V}_4, \bar{V}_5$
	Couple électromagnétique	$\bar{V}_1, \bar{V}_2, \bar{V}_3$	$\bar{V}_4, \bar{V}_5, \bar{V}_6$
S_1	Flux statorique	$\bar{V}_1, \bar{V}_2, \bar{V}_6$	$\bar{V}_3, \bar{V}_4, \bar{V}_5$
	Couple électromagnétique	$\bar{V}_2, \bar{V}_2, \bar{V}_4$	$\bar{V}_5, \bar{V}_6, \bar{V}_1$

Table (III.3): Effet des vecteurs tensions dans les secteurs S_1 et S_{12} pour douze secteurs.

Pour mieux exploiter les six vecteurs de tension permis par l'onduleur, on utilise un comparateur à hystérésis à quatre niveaux pour le couple (figure (III.5)). Ceci permet de définir les petites et les grandes variations du couple engendrées par ces vecteurs tensions selon leurs déphasages par rapport aux limites des secteurs. Par exemple, dans le secteur S_{12} , si le vecteur \bar{V}_1 est sélectionné il va produire une augmentation du couple, et si \bar{V}_2 est sélectionné, le couple sera fortement augmenté [24].

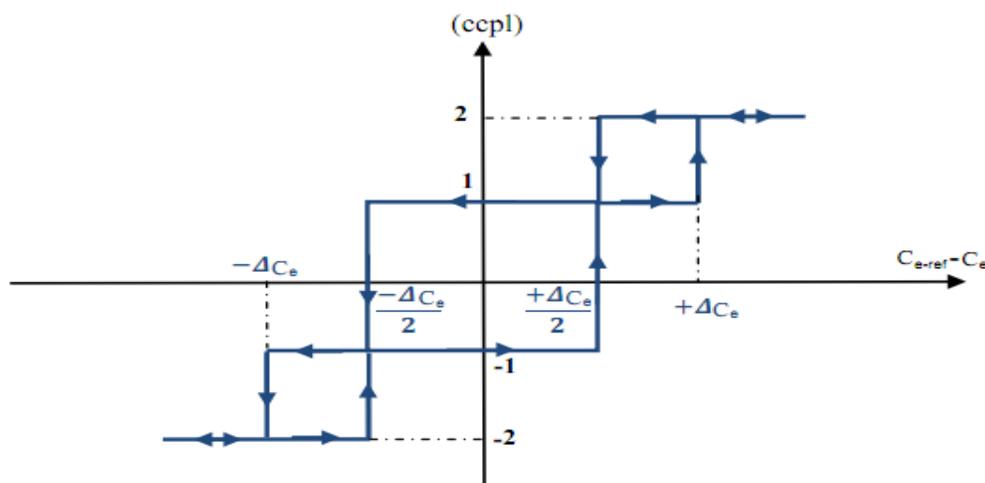


Figure (III.4): Correcteur du couple à hystérésis à quatre niveaux

Finalement la table de commutation pour cette stratégie de commande est donnée par la table (III.4).

N		θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
cflx = 1	ccp1 = 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
	ccp1 = 1	* V_2	V_2	* V_3	V_3	* V_4	V_4	* V_5	V_5	* V_6	V_6	* V_1	V_1
	ccp1 = -1	V_1	* V_1	V_2	* V_2	V_3	* V_3	V_4	* V_4	V_5	* V_5	V_6	* V_6
	ccp1 = -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
cflx = 0	ccp1 = 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
	ccp1 = 1	V_4	* V_4	V_3	* V_3	V_4	* V_4	V_5	* V_5	V_6	* V_6	V_1	* V_1
	ccp1 = -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
	ccp1 = -2	V_5	V_6	V_6	V_5	V_5	V_4	V_4	V_3	V_3	V_2	V_2	V_5
$V_0 = [0, 0, 0]$; $V_1 = [1, 0, 0]$; $V_2 = [1, 1, 0]$; $V_3 = [0, 1, 0]$; $V_4 = [0, 1, 1]$; $V_5 = [0, 0, 1]$; $V_6 = [1, 0, 1]$; $V_7 = [1, 1, 1]$													

Table (III.4): Table de commutation de la DTC douze secteurs.

* : Séquence non désirée (pas de petite variation de couple).

(1,-1) : grand diminution ou augmentation de couple.

(2,-2) : petite diminution ou augmentation de couple.

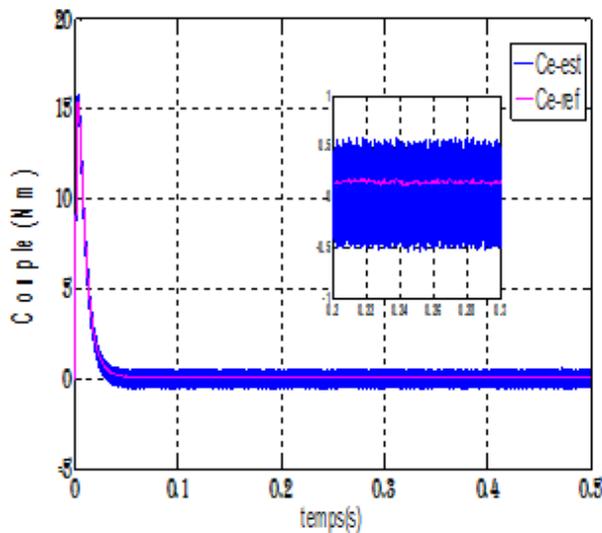
III.2.2.1 Résultats de simulation :

Pour valider l'amélioration apportée par la commande DTC douze secteurs par rapport à la commande DTC classique six secteurs, nous présentons des résultats de simulation qui reprennent les mêmes conditions de fonctionnement que pour la DTC classique et la DTC modifiée.

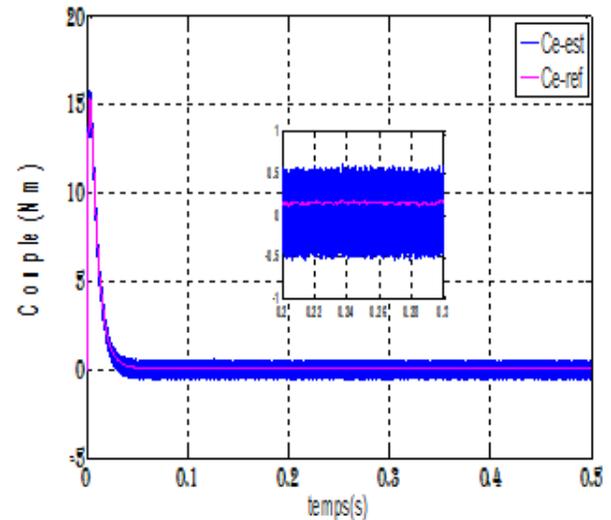
Les résultats de simulation sont donnés par la figure (III.6), ou nous représentons l'évolution du couple électromagnétique, le module et l'extrémité du flux statorique

Les résultats de simulation obtenus, montrent que la nouvelle stratégie possède un régime transitoire rapide du couple électromagnétique, suivi d'un régime établi où le couple suit sa référence avec moins de dépassement hors sa bande d'hystérésis. Nous remarquons aussi que le flux statorique s'établit plus rapidement que celui de la DTC classique avec une réduction notable des oscillations, et que son extrémité suit une trajectoire parfaitement circulaire. Par conséquent le courant statorique a moins de pics au démarrage de la machine.

En effet, la DTC Douze secteur utilise les mêmes vecteurs tensions de la DTC classique pour les grandes variations du couple (régime transitoire), donc ils ont les mêmes dynamiques de réponse de couple. Par contre, pour les petites variations du couple (régime permanent) la DTC Douze secteur 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 Douze secteur s'intéresse beaucoup plus au couple du fait qu'elle utilise un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le contrôle du couple.

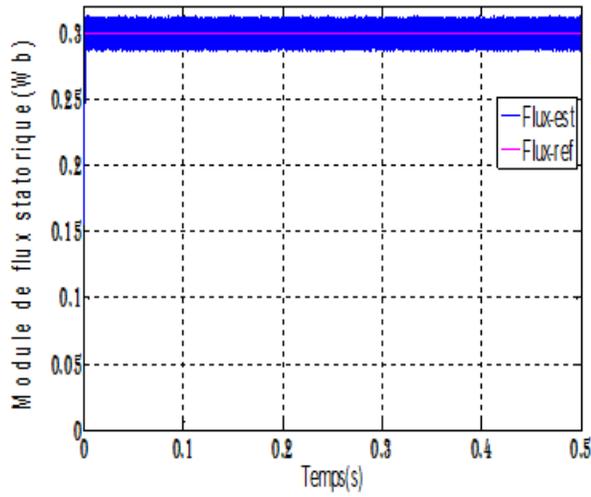


a- DTC Classique

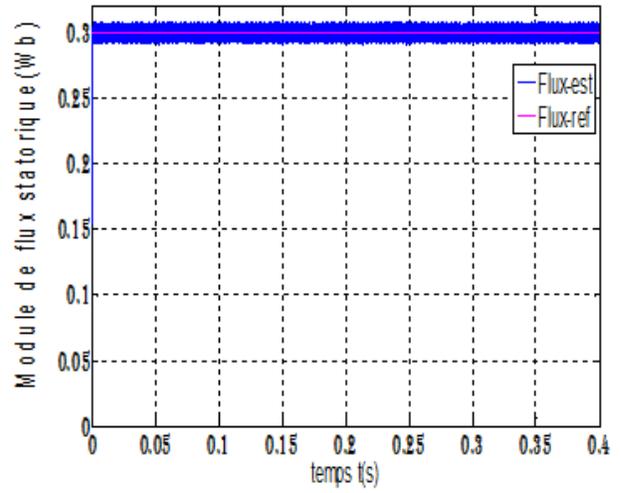


b- DTC Douze secteurs

A) Réponse de couple électromagnétique

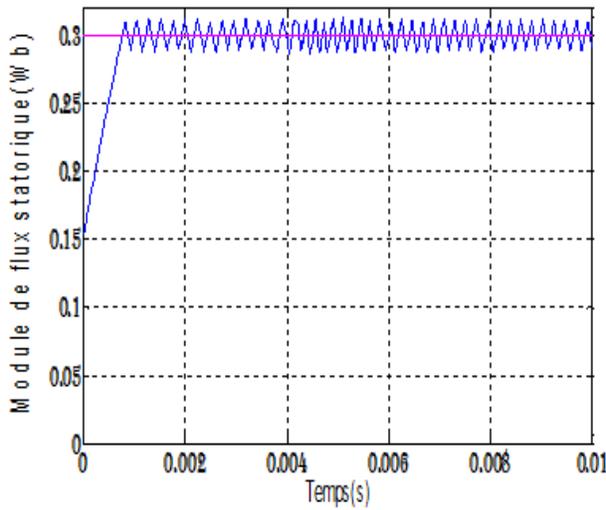


a- DTC Classique

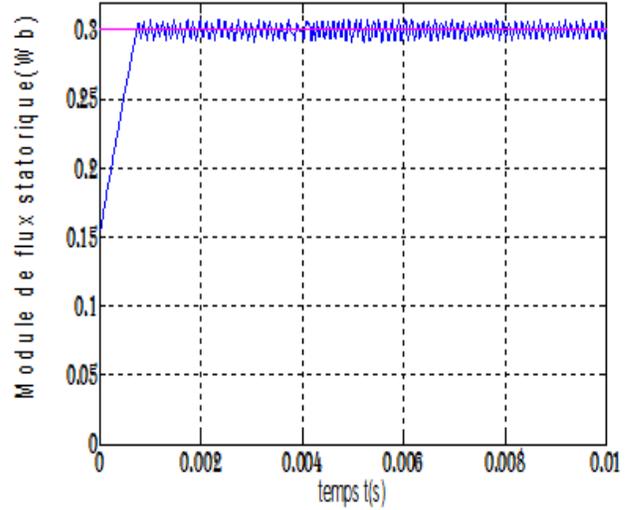


b- DTC Douze secteurs

B) Réponse dynamique de flux statorique

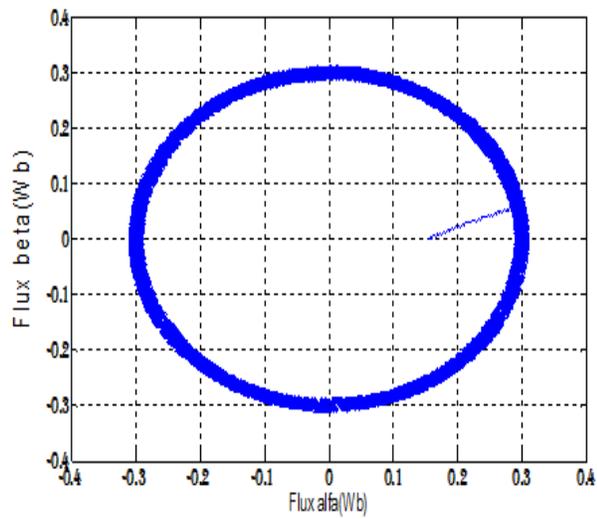
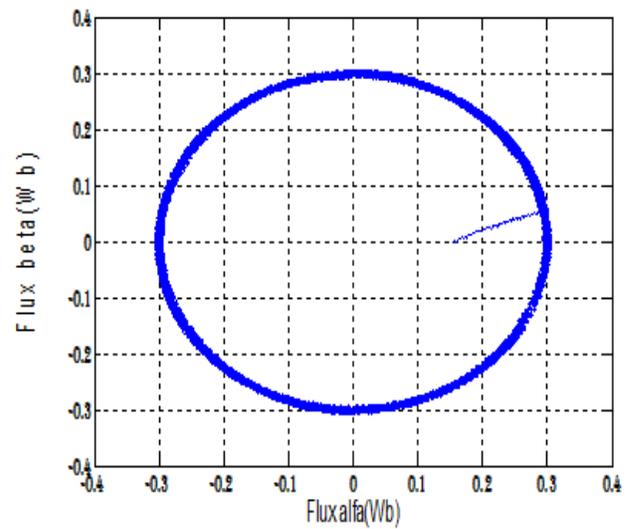


a- DTC Classique



b- DTC Douze secteurs

C) Zoom de réponse dynamique de flux statorique

**a-** DTC Classique**b-** DTC Douze secteurs**D)** Trajectoire circulaire du flux statorique**Figure (III.5):** Réponse dynamique pour la DTC classique et DTC douze secteurs

III. 3. COMPARAISON ENTRE LES COMMANDES DTC CLASSIQUE, DTC MODIFIEE ET DTC DOUZE SECTEURS

La synthèse de la Comparaison entre les commandes : DTC classique, DTC modifiée et DTC douze secteurs est récapitulée dans le tableau suivant :

Commande \ Caractéristique	DTC classique	DTC modifiée	DTC douze secteurs
Réponse dynamique du couple	Très rapide	Très rapide	Très rapide
Couple en régime permanent	Présence d'ondulation	Plus d'ondulation	Moins d'ondulation
Réponse dynamique du flux	Rapide 0.0008s	Très rapide 0.0004s	Très rapide 0.0006s
Flux en régime permanent	Plus d'ondulation	Moins d'ondulation	Moins d'ondulation
Courant statorique (pic de démarrage)	Plus de pic 0.00010s	Moins de pic 0.0005s	Moins de pic 0.0008s
La fréquence de commutation	Variable	Constante	Presque constant
Implantation	Simple	Simple	Moyenne (comparateurs 4 niveaux, table de grand taille)

Table (III.5): Comparaison entre les commandes : DTC classique, DTC modifiée et DTC douze secteurs

III.4.AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES TROIS STRATEGIE

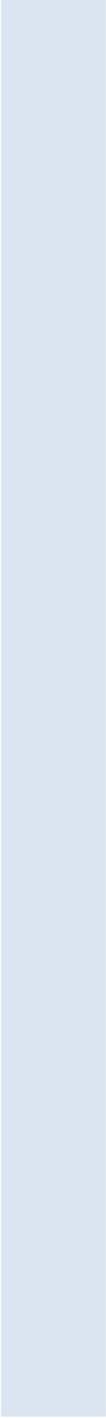
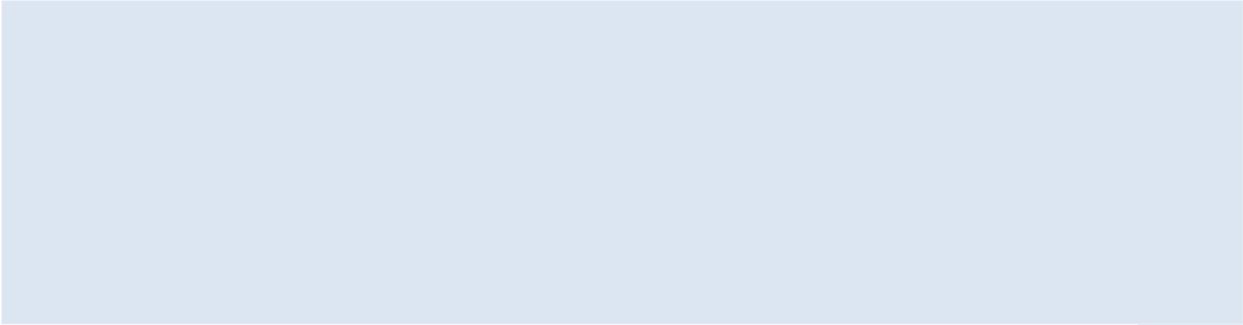
Stratégie	Avantage	Inconvénients
DTC classique	<ul style="list-style-type: none"> - Structure simple - Robuste contre la variation paramétrique - Flux et couple suivant parfaitement ses références 	<ul style="list-style-type: none"> - Ondulation du couple et flux - La fréquence commutation variable - Le courant sinusoïdal bruité - Le flux est difficile à contrôle en basse vitesse.
DTC modifiée	<ul style="list-style-type: none"> - La réponse du flux est très rapide et bien contrôler - La fréquence commutation constante 	<ul style="list-style-type: none"> - Grande ondulation du couple - Ondulation de flux - Plus de distorsions
DTC 12 secteurs	<ul style="list-style-type: none"> - Réduire les ondulations de couple et de flux - Minimiser la fréquence commutation presque constante - Moins de distorsions 	<ul style="list-style-type: none"> - La table de grande taille - Quelque dépassement des bandes de couple

Table (III.6): Avantage et inconvénient entre les trois stratégies de commandes DTC

III.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre deux approches ont été exposé pour l'amélioration des performances de la DTC dont les principaux problèmes sont l'évolution de la fréquence de commutation, les ondulations sur le couple, sur le flux et sur le courant. En effet, nous avons commencé par des stratégies simples qui n'introduisent pas des modifications notables sur la commande afin de respecter la simplicité de la DTC classique.

Des changements de tables de vérité sont effectués avec des modifications sur les zones de la DTC. La technique dite DTC modifiée à la même simplicité de la DTC classique (présente de bonnes réponses du flux et du couple). Ce qui nous a conduits à utiliser une autre table plus précise qui est la DTC douze secteurs. Cette technique de commande améliore nettement la forme du couple et flux par la minimisation de ses ondulations tout en conservant la même dynamique de la DTC classique.



CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail réalisé dans le cadre de cette thèse présente le contrôle direct de couple (DTC) comme une alternative aux commandes vectorielles basées sur l'orientation du flux rotorique. Peu sensible aux variations de paramètres de la machine, cette nouvelle structure ne nécessite pas de capteur mécanique pour connaître la position du rotor et la vitesse de la machine. La dynamique du couple obtenue est très importante tout en gardant une bonne précision du contrôle. De plus, elle peut être utilisée pour divers types de machines synchrones aussi bien que pour les machines asynchrones sans modification importante.

L'étude théorique sur le principe du contrôle direct du couple de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), développée dans le premier chapitre du mémoire, montre la faisabilité de la commande.

La simulation de la structure de la DTC ne nécessite pas de bloc modulateur de tension MLI, ni de boucles de régulation de courants. La table de commutation ne faisant pas intervenir les vecteurs de tension nuls donne les meilleures performances dynamiques pour la MSAP.

Les résultats de simulations obtenus ont permis de juger la qualité de la commande qui caractérisée par l'absence de dépassement et des courts temps de réponse, elle présente également une bonne robustesse contre variation paramétrique. Ces performances sont réalisées avec une structure simple. Cette technique n'exige pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire aux exigences de l'utilisateur. Cependant, deux inconvénients majeurs sont présents. Premièrement, la détermination des états de commutation est déterminée par les informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis. Deuxièmes, la durée des commutations est variable, ce qui conduit à des oscillations du couple et de flux. Les résultats de simulation de la DTC ont confirmé ces inconvénients (oscillations du couple et de flux).

L'application du DTC nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour réduire les ondulations sur le flux statorique et le couple.

Cependant, une valeur élevée a pour conséquence une augmentation des pertes par commutation et la nécessité d'utiliser une unité de traitement rapide. Des tables de commutations améliorées, basées sur le changement des secteurs (DTC Modifiée) ou l'augmentation de leur nombre à douze, sont également proposées pour supprimer l'ambiguïté sur le couple et introduire des niveaux de variations sur la valeur du couple désirée. Les résultats de simulation montrent la faisabilité de ces approches qui présentent l'avantage par rapport à la DTC conventionnelle de réduire les temps de retard dans la structure de commande et d'améliorer les performances dynamiques de la machine. Elles sont très séduisantes et offrent une alternative très intéressante par rapport aux méthodes classiques.

En conclusion, le travail présenté dans ce mémoire constitue une référence théorique pour la poursuite des travaux de recherche dans le domaine de la commande des machines synchrones à aimants permanents par les techniques d'intelligence artificielle.

Au cours de nos travaux, nous avons été contraints de laisser inachevés certains sujets qu'il serait intéressant de poursuivre et qui compléteraient cette étude:

- Utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.
- Application d'autres technique de commande robuste, tels que : la commande adaptative, les réseaux de neurones-flou, backstepping.
- La combinaison entre les différentes techniques associées à la commande DTC (PI flou, glissement flou, SVM-DTC, DTC prédictive).

ANNEXES

- Paramètre du moteur synchrone à aimants permanents étudié :

Paramètres	Valeurs
Puissance nominal	1.5 KW
Tension nominal	220/380 V
Courant nominal	6.2 A
Rs	1.4
Ld	6.6 Mh
Lq	5.8 Mh
Flux d'aimants	0.1546 Wb
Moment de l'inertie	0.00176 N.m.s ² /rd
Coeff. Frottement	0.00038818 N.m.s/rd
Nombre de pole	3
Couple nominal	14.28 Nm
Vitesse nominal	105 rad/s

- Paramètre de la simulation DTC :

Paramètres	Valeurs
Période de d'échantillonnage	0.00001 s
Bande du contrôleur du flux	0.01 Wb
Flux de reference	0.3 Wb
Couple de charge	5.5 Nm
Tension d'alimentation de l'onduleur	240 V
Bande du contrôleur du couple	0.01 Wb

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIE

- [1] : **MERZUOG MED SALAH**, «Etude comparative des performances d'un DTC et une FOC d'une Machine synchrone a aimant permanent (MSAP)», Thèse de Magister Electrotechnique, Université Batna
- [2] : **HACENE BENSAADI**, « Commande DTC-SVM d'une machine synchrone à aimant permanent», Thèse de Magister Electrotechnique, Université Batna, 2012.
- [3] : **JAWAD AHMED FAROOQ**, « Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents », Thèse de Doctorat, Université de technologie de Belfort-Montbéliard, 2008.
- [4] : **ANNANE ADEL**, «Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entrainements électrique a vitesse variable», Thèse de Magister Electromécanique, Université Badji Mokhtar Annaba, 2010.
- [5] : **AMIRI MOHAMMED, ALI DAHMANE OUSSAMA**, « Commande vectorielle des machine synchrones à aimants permanents dotée observateur mode glissent», Thèse de Master Electrotechnique, Université AboubakrBelkaid Tlemcen, 2017.
- [6] : **Mr. NOUREDDINE BOUNASLA**, «Commande par Mode glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone a aimant permanent», Thèse de Magister Electrotechnique, Université Ferhat Abbas Sétif, 2014.
- [7] : **BENALI WALID**, «Commande LQ d'un moteur synchrone», Thèse de Magiste Electrotechnique, Université Batna, 2014
- [8] : **RACHID ABDESSAMED**, «Modélisation et simulation des machines électrique», livre en électrotechnique, Ellipses Edition Marketing S, A, 2011, Paris.
- [9] : **SAAD KHADAR**, «Les stratégies de réduction des fluctuations du couple et du flux d'une machine synchrone à aimants permanent commandé par DTC», Thèse de Master Electromécanique, Université de M'SILA, 2016
- [10] : **MR DISSA ABDENNOUR**, «Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire», Thèse de Magister Electrotechnique, Université Batna,

- [11] : **KERRACHE ABDELAZIZ, KORICH AHMED**, «Commande DTC-SVM prédictive d'un moteur asynchrone à cage sans capteur mécanique», Thèse de Master Electrotechnique, Université KasdiMerbah Ouargla, 2013
- [12] : **MR TOUFOUTI RIAD**, «Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone», Thèse de Doctorat Electrotechnique, Université Mentouri Constantine, 2008.
- [13] : **TEGGAR AYOUB**, «Etude comparative entre La commande vectorielle à flux orienté et la commande directe du couple de la machine asynchrone», Thèse de Master Professionnel Electronique, Université KasdiMerbah Ouargla, 2016.
- [14] : **ABDERRAHIM ZEMMIT**, «Contribution à la commande asynchrone à double alimentation {MADA} par les techniques intelligentes», Thèse de Doctorat Electrotechnique, Université de M'SILA, 2017.
- [15] : **SEDDIKI AREZKI**, «Contribution au contrôle directe du couple(DTC) d'une à cage alimentée par un onduleur multi niveaux», Thèse de Magister Electrotechnique, Université de Boumerdés, 2009.
- [16] : **MR AMEUR AISSA**, «Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimant permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants», Thèse de Magister Electrotechnique, Université Batna, 2005.
- [17] : **BELKACEM SEBTI**, «Contribution à la commande directe du couple de la machine à induction», Thèse de Doctorat Electrotechnique, Université Batna, 2001.
- [18] : **DR. KADA HARTANI**, «Commande des machines à courant alternatif», Cours commande des actionneurs.
- [19] : **DJAGHDALI LAKHDAR**, «Contribution à la commande prédictive directe du couple de la machine à induction», Thèse de Doctorat Electrotechnique, Université Batna2, 2016.
- [20] : **BENAMOR MESSAOUD**, «Commande par DTC de la machine à Induction sans capteur de vitesse. Utilisation du filtre de Kalman pour l'estimation de la vitesse», Thèse de Magister Electrotechnique, Université Batna, 2012.
- [21] : **BERRABAH FOUAD**, «Commande sans capteur directe de la machine asynchrone», Thèse de Doctorat Electromécanique, Université Badji Mokhtar Annaba, 2016.
- [22] : **ZEGUEB BOUBAKER**, «Commande d'une machine synchrone à aimant permanent sans capteur de vitesse. Utilisation d'un observateur non linéaire», Thèse de Magister Electrotechnique, Université Batna, 2008.

- [23] : **DR. A. MEROUFEL**, «Contrôle de la machine asynchrone», Polycopie de cours, Université Djilali liabes de sidi bel-abbés, Algérie, 2009.
- [24] : **HAMID CHAIKHY**, «Contribution au développement et à l'implantation des stratégies de commandes évoluées des machine asynchrone», Thèse de Doctorat National, Université Hassan II Casablanca, Maroc, 2013.
- [25] : **HOUICHE NASMA**, «Commande DTC Flou D'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent», Thèse de Master Electrotechnique, Université Mohamed Boudiaf M'SILA, 2016.
- [26] : **DJERIRI YOUSEF**, «Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle», Thèse de Doctorat Electrotechnique, Université Djilali liabes de sidi bel-abbés, 2015.
- [27] : **HABIB BENBOUHENNI, RACHID TALEB, HACENE MELLAH**, «Nouvelle approche pour la DTC modifié. Application à un actionneur électrique», Conférence Internationale en Automatique & Traitement de Signal (ATS-2017) Proceedings of Engineering Technology – PET Vol.24 pp.5- 12.