

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République algérienne démocratique et populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
بلحاج بوشعيب جامعة عين تموشنت  
Université-Ain-Temouchent- Belhadj Bouchaib  
Faculté des Sciences et Technologie  
Département d'Electrotechnique



**Projet De Fin D'étude Pour L'obtention Du Diplôme De Master En :**  
**Domaine : Sciences et Technologie**  
**Filière : Electrotechnique**  
**Spécialité : Commande électrique**  
**Thème :**

*Commande de la machine synchrone à aimant permanent par  
la technique 'DTC' basée sur les systèmes de Neuro-Floues*

**Présente Par :**

- ❖ Melle : MELAB Yasmine
- ❖ Melle : BELLOUATI Wissame Fatima Zahra

**Devant Le Jury Compose De :**

✚ ZELMAT Samir	Pr	Uat.B.B (Ain Temouchent)	Président
✚ MENDEZ Kheira	M C A	Uat.B.B (Ain Temouchent )	Examinatrice
✚ ZEGAI Med Lamine	M C B	Uat.B.B (Ain Temouchent )	Encadrant

***Année Universitaire 2023/2024***



## REMERCIEMENT

Nous tenons à vous exprimer nos sincères remerciements pour l'opportunité de réaliser ce mémoire de fin d'études. Ce travail de recherche a été une expérience très enrichissante qui nous a permis d'approfondir nos connaissances techniques et de développer nos compétences d'analyse et de synthèse.

Nous remercions tout particulièrement notre directeur de mémoire, **Dr ZEGAI Med Lamine** pour ses précieux conseils, son suivi attentif et sa grande disponibilité tout au long de ce projet. Ses orientations judicieuses et son expertise nous ont été d'une aide inestimable pour mener à bien cette étude.

Nous souhaitons également remercier l'ensemble de l'équipe pédagogique de Belhadj Bouchaib pour la qualité de l'enseignement prodigué et pour nous avoir permis de réaliser ce mémoire dans les meilleures conditions.

Enfin, nous tenons à exprimer notre gratitude à notre famille et à nos amis pour leur soutien indéfectible et leurs encouragements tout au long de ces années d'études.

Ce mémoire représente l'aboutissement de notre cursus universitaire et ouvre de nouvelles perspectives pour la suite de notre parcours professionnel. Nous sommes reconnaissants envers tous ceux qui ont contribué à la réussite de ce projet.





## DÉDICACE I

À **ma chère mère "Amel"**, dont l'amour infini et le soutien indéfectible ont été ma source de force et d'inspiration tout au long de ce parcours. Tu es mon roc, ma lumière et mon guide.

À **mon cher père "Belgacem"**, dont la présence bienveillante et les conseils avisés ont été mes guides constants. Ta force, ta gentillesse et ton soutien sans faille ont été une lumière dans les moments de doute et de difficulté. Ton exemple m'a toujours inspiré à persévérer et à poursuivre mes rêves avec détermination.

À **mes sœurs "Soumia", "Meriem", "Amina" et mon frère "Med"**, qui ont partagé avec moi les joies, les peines et les moments précieux de la vie. Votre présence et votre amour ont rendu chaque étape de ce voyage encore plus significative.

À **ma famille "Melab" et "Remali"**, qui ont toujours été là pour moi, me soutenant et m'encourageant à atteindre mes objectifs. Votre soutien indéfectible a été un véritable cadeau dans ma vie.

À **mon encadrant "ZEGAI Med"**, pour ses conseils avisés, son soutien constant et son engagement à me pousser vers l'excellence. Votre expertise et votre mentorat ont été essentiels pour la réussite de ce travail.

À **mon amie "Maroua" et à sa mère "Nora"**, qui ont été comme une deuxième famille pour moi.

À **ma binôme "Wissame"**, pour ta persévérance et ton engagement sans faille. Tu incarnes l'amitié fidèle et tu es une collaboratrice exceptionnelle. À **ses parents** pour leur soutien indéfectible et leur accueil chaleureux, vous êtes un moteur essentiel de notre détermination et de notre réussite

À **vous tous**, je dédie ce travail avec gratitude et affection. Votre influence positive dans ma vie a été immense, et ce mémoire est aussi le vôtre, car vous en avez été une part essentielle. Merci pour tout

*Yasmine MELAB*





## DÉDICACE II

Avec un grand merci, je dédie ce travail modeste à ceux que je ne pourrais jamais assez remercier, même avec les meilleurs mots, pour tout l'amour sincère qu'ils m'ont donné.

À ma Chère Maman (Mama), Grâce à toi, j'ai réussi ce travail. Ta force et ton amour infini m'ont inspiré. Ce mémoire t'est dédié avec gratitude. Merci d'être la meilleure maman au monde.

À mon père (Fawzi), Je peine à exprimer l'amour, le respect et l'estime que j'ai pour toi. Tes efforts incessants pour mon éducation et mon bien-être sont inégalés. Ce travail est le fruit direct de tes sacrifices pour moi.

“À mon cher frère et mes chères sœurs (Moncef) (Soundous) (Yakine) et (Hadjer), Ce modeste travail est dédié à notre lien spécial, à nos souvenirs partagés et à votre soutien précieux. Merci d'être toujours là pour moi.”

À ma tante (Djamila), un grand merci pour ta présence toujours fidèle à mes côtés.

"A mon encadrant (D.Zegai Med lamine), votre soutien et vos conseils ont été essentiels pour la réussite de notre mémoire. Merci pour votre précieuse aide."

"A mon partenaire de treize ans (Yasmine), mon meilleur ami, votre présence, votre soutien, Merci pour notre amitié et pour tous les moments que nous avons partagés. Ta amitié signifie beaucoup pour moi."

*Wissame Bellouati*



## Résumé

La commande DTC est une méthode avancée de contrôle de moteur qui vise à obtenir un contrôle précis du couple et de la vitesse. Lorsqu'elle est appliquée au moteur synchrone à aimants permanents, elle permet une gestion efficace du couple et de la vitesse sans nécessiter de capteurs de position mécaniques supplémentaires. En intégrant la technique Neuro-Floue, qui combine des réseaux de neurones artificiels avec des algorithmes de contrôle adaptatif, la commande devient encore plus performante. Cela permet d'optimiser la réponse dynamique du moteur, de réduire les pertes d'énergie et d'améliorer globalement son efficacité opérationnelle.

**Mots clés :** La Commande DTC, moteur synchrone à aimants permanents la technique neuro-floue.

## Summary

"Direct Torque Control (DTC) is an advanced method of motor control aimed at achieving precise torque and speed control. When applied to the MSAP motor (Permanent Magnet Synchronous Motor), it enables efficient management of torque and speed without requiring additional mechanical position sensors. By integrating the Neuro-Fuzzy technique, which combines artificial neural networks with adaptive control algorithms, the control becomes even more effective. This allows for optimizing the motor's dynamic response, reducing energy losses, and improving overall operational efficiency."

**Keywords :** DTC control ,Permanent Magnet Synchronous Motor ,neuro-fuzzy technique.

## ملخص

التحكم المباشر بالعزم هو أسلوب متقدم للتحكم في المحرك يهدف الى تحقيق تحكم دقيق في العزم و السرعة عند تطبيقه على المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم , يتيح لنا إدارة فعالة للعزم و السرعة دون الحاجة إلى مستشعرات ميكانيكية إضافية للموضع . من خلال دمج تقنية الشبكات العصبية الضبابية، التي تجمع بين الشبكات العصبية الاصطناعية مع خوارزميات التحكم التكيفية، يصبح التحكم أكثر كفاءة. يتيح ذلك تحسين الإستجابة الديناميكية للمحرك، و تقليل خسائر الطاقة ، و تحسين كفاءته العامة في التشغيل.

**الكلمات المفتاحية:** التحكم المباشر للعزم، المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم، تقنية الشبكات العصبية الضبابية.

# ABRÉVIATIONS

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
DTC	Direct Torque Control (Commande Directe du Couple)
FOC	Field Oriented Control
MLI	Modulation par Largeur d'Impulsion
PID	Proportionnel-intégrale-dérivé
NF	Neuro-flou
DTC_NF	Commande directe du couple par neuro-flou
ANFIS	Adaptive Neural Fuzzy Inference System
THD	Le Taux Distorsion Harmonique

# Liste des Symboles

Symboles	Significations
$a, b, c$	Axe liés aux enroulements triphasés.
$d, q$	Axe de référentiel de Park.
$\alpha, \beta$	Axe de référentiel statorique.
$V_s$	Tension statorique.
$V_a, V_b, V_c$	Tensions statoriques de phase a, b, c.
$I_s$	Courant statorique.
$I_a, I_b, I_c$	Courant statorique de phase a, b, c.
$\varphi_s$	Flux statorique.
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux statorique de phase a, b, c.
$R_s$	Résistance d'une phase du stator.
$L_s$	Inductance propre d'une phase statorique.
$[L]$	Matrice inductance (propre et mutuelle statorique).
$M_s$	Matrice inductance (propre et mutuelle statorique).
$C_{em}$	Couple électromagnétique.
$C_r$	Couple résistant.
$J$	Moment d'inertie de la machine tournante.
$F$	Frottement de la machine.
$P(\theta)$	Matrice de Park.
$P^{-1}(\theta)$	Matrice inverse de Park.

## Liste des symboles

---

---

$V_d, V_q$	composantes de la tension statorique dans le repère $(d, q)$ .
$I_d, I_q$	composantes du courant statorique dans le repère $(d, q)$ .
$C$	Matrice de Concordia.
$I_{s\beta}, I_{s\alpha}$	Courant statorique dans l'axe $(\alpha, \beta)$ .
$p$	Nombre de paires de pôles.
$T$	Temps
$U_c$	Vecteur de commande.
$X$	Vecteur d'état.
$X_i$	Vecteur de position des particules.
$V_i$	Vecteur de vitesse des particules.
$K_p$	Coefficient proportionnel du régulateur PID.
$K_i$	Coefficient intégral du régulateur PID.
$K_d$	Coefficient Dérivé du régulateur PID.
$T_i$	Largeurs des impulsions des signaux MLI.
$S_a, S_b, S_c$	Signaux de commande des interrupteurs de puissance.
$\alpha, \beta$	Axe de référentiel statorique.
$\Omega$	Vitesse de rotation de la machine (vitesse mécanique).
$\omega$	vitesse de rotation électrique
$s, r$	Axe liés aux enroulements Indices correspondants respectivement au stator et au rotor.



## LISTE DES TABLEAUX

<b>Tableau (III.1) :</b> Sens de variations du flux et du couple	40
<b>Tableau (III.2) :</b> Table de localisation selon 'I. Takahashi' pour le réglage du flux et du couple (DTC classique)	44
<b>Tableau (IV.1) :</b> Les fonctions d'activation	58
<b>Tableau (IV.2) :</b> Nombre de paramètres par couche.	67

## *Liste des figures*

<b>Chapitre I</b>	
<b>Figure I.1:</b> Schéma d'un alternateur.	04
<b>Figure I.2:</b> Modèle électrique par phase d'un alternateur.	05
<b>Figure I.3:</b> Les caractéristiques à vide internes d'un alternateur.	07
<b>Figure I.4:</b> Diagramme de behn Eschenburg.	07
<b>Figure I.5:</b> Bilan de puissance.	08
<b>Figure I.6:</b> Principe de fonctionnement du moteur à aimant permanent.	09
<b>Figure I.7:</b> Machine synchrone à aimants permanents montés en sur	11
<b>Figure I.8:</b> Machine synchrone à aimants permanents insérés.	11
<b>Figure I.9:</b> Machine synchrone à aimants permanents chapeautés.	12
<b>Figure I.10:</b> Machines synchrones à aimants permanents enterrés.	12
<b>Figure I.11:</b> Principales applications des machines synchrones à aimants permanents.	14
<b>Figure I.12:</b> Quelques techniques de contrôle de commande utilisées pour MSAP.	15
<b>Figure I.13:</b> Schéma classique de la commande scalaire.	16
<b>Figure I.14:</b> Commande vectorielle de la MSAP.	16
<b>Figure I.15:</b> Schéma synoptique de la commande DTC selon I. TAKAHASHI.	17
<b>Chapitre II</b>	
<b>Figure II.1:</b> Circuit équivalent du MSAP	20
<b>Figure II.2:</b> Représentation symbolique de la MSAP.	21
<b>Figure II.3:</b> Schéma équivalent de la MSAP dans le repère $(d, q)$ .	24
<b>Figure II.4:</b> Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé $d, q$ .	25
<b>Figure II.5:</b> Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe $d, q$ .	26
<b>Figure II.6:</b> Schéma de principe de l'onduleur de tension.	31
<b>Figure II.7:</b> Représentation des interrupteurs.	32
<b>Figure II.8:</b> Principe de la commande MLI.	34

## Liste des figures

<b>Figure II.9:</b> La réponse de couple électromagnétique.	35
<b>Figure II.10:</b> La réponse de la vitesse de rotation.	35
<b>Figure II.11 :</b> La réponse du flux $\Phi_d - \Phi_q$ .	35
<b>Figure II.12:</b> La réponse des courants $I_d - I_q$ .	35
<b>Figure II.13:</b> les résultats de simulation de la MSAP alimenté Par Réseau triphasé.	35
<b>Figure II.14:</b> La réponse de couple électromagnétique.	36
<b>Figure II.15:</b> La réponse de la vitesse de rotation.	36
<b>Figure II.16:</b> La réponse du flux $\Phi_d - \Phi_q$ .	37
<b>Figure II.17:</b> La réponse des courants $I_d - I_q$ .	37
<b>Figure II.18:</b> représente résultat de simulation de la MSAP alimenté par un onduleur de tension.	37
<b>Chapitre III</b>	
<b>Figure III.1:</b> Schéma synoptique de la commande DTC.	39
<b>Figure III.2:</b> Sélection du vecteur de tension.	40
<b>Figure III.3:</b> Le correcteur du flux.	43
<b>Figure III.4:</b> Evaluation du vecteur du flux statorique dans la plan $(\alpha, \beta)$ .	46
<b>Figure III.5:</b> Structure générale de la commande directe de couple (DTC).	47
<b>Figure III.6:</b> Schéma de la régulation de vitesse de la MSAP par un correcteur PID.	48
<b>Figure III.7:</b> La réponse de la vitesse de rotation.	50
<b>Figure III.8:</b> La réponse du couple électromagnétique.	50
<b>Figure III.9:</b> La réponse des courants statorique.	50
<b>Figure III.10:</b> La réponse du module du flux statorique.	50
<b>Figure III.11:</b> La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel $(\alpha, \beta)$ .	51
<b>Figure III.12:</b> La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan referential $(\alpha, \beta)$ .	51
<b>Figure III.13:</b> L'évolution des secteurs de répartition de flux statorique estimée dans la plan référentiel $(\alpha, \beta)$ .	51

<b>Figure III.14:</b> Le taux distorsion harmonique (THD).	52
<b>Chapitre VI</b>	
<b>Figure VI.1:</b> Principe de la commande par logique flou.	56
<b>Figure VI.2:</b> Neurone biologique.	57
<b>Figure VI.3:</b> Neurone formel.	58
<b>Figure VI.4:</b> Réseau de neurone non bouclé.	59
<b>Figure VI.5:</b> Réseau à connexions locales.	60
<b>Figure VI.6:</b> Réseau de neurone bouclé.	60
<b>Figure VI.7:</b> Principe du neuro-flou.	62
<b>Figure VI.8:</b> Structure générale d'un neuro-flou.	62
<b>Figure VI.9:</b> Principe de fonctionnement d'un Réseau neuro-flou.	63
<b>Figure VI.10:</b> Système neuro-flou concurrent.	64
<b>Figure VI.11:</b> Système neuro-flou coopératif.	64
<b>Figure VI.12:</b> Architecture du modèle ANFIS.	67
<b>Figure VI.13:</b> Etapes de création d'un système neuro-flou.	68
<b>Figure VI.14:</b> Editeur d'apprentissage un régulateur neuro-floue sous Matlab.	70
<b>Figure VI.15 :</b> Fonctions d'appartenances de premier neurone.	70
<b>Figure VI.16 :</b> Fonctions d'appartenances de deuxième neurone.	71
<b>Figure VI.17 :</b> Fonctions d'appartenances de troisième neurone.	71
<b>Figure VI.18 :</b> La structure générale du régulateur neuro-flou proposé.	71
<b>Figure VI.19 :</b> Surface de régulateur neuro-flou proposé.	72
<b>Figure VI.20 :</b> Schéma synoptique de la commande neuro-floue directe du couple pour une machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux.	72
<b>Figure VI.21 :</b> La réponse de la vitesse de rotation.	73
<b>Figure VI.22 :</b> La réponse du couple électromagnétique.	73
<b>Figure VI.23 :</b> La réponse des courants statorique.	73

## ***Liste des figures***

---

---

<b>Figure VI.24</b> : La réponse du module du flux statorique.	73
<b>Figure VI.25</b> : La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel $(\alpha, \beta)$ .	74
<b>Figure VI.26</b> : La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel $(\alpha, \beta)$ .	74
<b>Figure VI.27</b> : L'évolution des secteurs de répartition de flux statorique estimée dans la plan référentiel $(\alpha, \beta)$ .	74
<b>Figure VI.28</b> : Le taux distorsion harmonique (THD).	75

## Table des matières

Remerciements	
Dédicace I	
Dédicace II	
Résumé	
Abréviation	
Liste des symboles	
Liste des tableaux	
Liste des figures	

### *sommaire*

I.1. Introduction générale.....	1
---------------------------------	---

### **Chapitre I : généralité sur les machines synchrones à aimant permanents**

I.1. Introduction .....	3
I.2. Machine synchrone à aimant permanent .....	3
I.3. Technologie des machines synchrones.....	3
I.3.1 L'alternateur triphasé .....	3
I.3.1.1. Constitution d'un alternateur .....	4
I.3.1.2 Le principe de fonctionnement.....	5
I.3.1.3. Modèle équivalent d'une phase d'alternateur .....	5
I.4. Principe de fonctionnement de la MSAP .....	9
I.5. La structure d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP).....	9
I.5.1. Stator.....	9
I.5.2. Rotor.....	9
I.5.3. Aimants permanents .....	10
I.5.4. Enroulements triphasés du stator .....	10
I.5.5. Collecteur ou système de commutation (si nécessaire) .....	10
I.5.6. Paliers et système mécanique .....	10
I.5.7. Boîtier de protection .....	10
I.6. Catégories de la MSAP.....	11
I.6.1. Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS).....	11
I.6.2. Machine synchrone à aimants permanents insérés (MSAPI).....	11

# Sommaire

I.6.3. Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC) .....	12
I.6.4. Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE) .....	12
I.7. Les Avantages de la MSAP .....	12
I.8. Les Inconvénients de la MSAP .....	13
I.9. Les domaines d'application de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) ....	13
I.10. Techniques de Commande de la MSAP .....	14
I.10.1. Commande scalaire.....	15
I.10.2. Commande vectorielle (FOC) .....	16
I.10.3. Commande directe de couple (DTC).....	17
I.11. Conclusion .....	18

## Chapitre II : Modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents

II.1. Introduction .....	19
II.2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	19
II.2.1. Circuit équivalent du MSAP .....	20
II.2.2. Hypothèse simplificatrices .....	20
II.2.3. Modèle de MSAP triphasée.....	21
II.2.4. Mise en équation de la MSAP en biphasé.....	22
a. Les équations électriques.....	22
b. Equations magnétiques.....	22
c. Equations mécanique.....	23
II.3. Transformation de Park.....	24
II.3.1. Principe de la transformation de Park .....	24
II.3.2. Application de la transformation de Park à la MSAP .....	25
II.3.3. Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le système d'axes d-q.....	26
II.3.3.1. Équation de la puissance instantanée.....	28
II.3.3.2. Équation du couple électromagnétique.....	28
II.3.3.3. Équations du mouvement .....	29
II.3.4. Transformation de Concordia.....	29
II.3.5. Passage du repère $\alpha, \beta$ au repéré d, q.....	30
II.3.6. Equations d'état de la MSAP dans repère de Park.....	30
II.4. Choix du référentiel .....	31
II.4.1. Lié au stator (fixe comme le stator) .....	31
II.4.2. Lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor) .....	31
II.4.3. Lié au champ tournant (référentiel immobile par rapport au champ tournant) .....	31
II.5. Modélisation de l'onduleur .....	31
II.5.1. Définition de l'onduleur .....	31

# Sommaire

---

II.5.2. Stratégies de Commande des onduleurs .....	33
II.5.3. Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-triangle) .....	33
II.6. Résultats de simulation .....	35
I.7. Conclusion.....	37

## Chapitre III : La commande direct du couple (DTC) de la MSAP

III.1. Introduction .....	38
III.2. L'objectif de la Commande DTC.....	38
III.3. Principe de la DTC .....	38
III.4. Description de la structure de contrôle .....	39
III.4.1. Sélection du vecteur de tension.....	39
III.4.2. Estimation du Flux et du Couple .....	41
III.4.2.1. Estimation du flux statorique.....	41
III.4.2.2. Estimation du couple électromagnétique .....	42
III.5. Elaboration du vecteur de commande pour la DTC .....	42
III.5.1 Le correcteur du flux .....	42
III.5.2 Le correcteur du couple .....	43
III.5.3. Le correcteur à deux niveaux.....	43
III.5.4. Le correcteur à hystérésis à trois niveaux .....	44
III.6. Elaboration De La Table De Commande.....	44
III.7. Stratégie de commande directe de couple et de flux .....	44
III.8. Contrôle du vecteur flux statorique .....	45
III.9. Contrôle du couple électromagnétique.....	46
III.10. Structure Générale de la DTC appliqué au MSAP .....	47
III.11. Les Caractéristiques Générales D'une Commande Directe Du Couple.....	47
III.12. Régulateur de vitesse PID.....	48
III.13. Les avantages et les inconvénients de cette technique .....	49
III.13.1 Les avantages .....	49
III.13.2 Les inconvénients.....	49
III.14. Résultats de simulation .....	49
III.15. Conclusion .....	53



# Sommaire

## Chapitre IV : les systèmes neuro-flous (NF) dans la commande DTC

IV.1 Introduction .....	54
IV.2 La logique floue .....	54
IV.2.1. Principes de la logique floue .....	54
IV.2.2. Notions de sous-ensembles flous.....	55
IV.2.3. Commande par logique floue .....	55
IV.2.4. Principes généraux d'une commande par logique floue.....	55
IV.3. Le neurone artificiel .....	57
IV.3.1. Neurone biologique.....	57
IV.3.2. Le neurone formel.....	57
IV.3.2.1. Définition .....	58
IV.3.2.2 Fonctionnement de base des réseaux de neurones formels.....	59
IV.3.3. Architecture des réseaux de neurones.....	59
IV.3.3.1. Réseaux multicouches.....	59
IV.3.3.2. Réseaux à connexions locales.....	60
IV.3.3.3. Les réseaux de neurones récurrents .....	60
IV.3.3.4. Les réseaux de neurones à connexion complète .....	61
IV.3.4. Types d'apprentissages .....	61
IV.4. Neuro-flou .....	61
IV.4.1. Définition.....	61
IV.4.2. Structure de commande neuro flou.....	62
IV.4.3. Principe de fonctionnement .....	63
IV.4.4. Les méthodes de combinaison neuro floue.....	63
IV.4.4.1. Réseau neuro-flou concurrent.....	63
IV.4.4.2. Réseau neuro-flou coopératifs .....	64
IV.4.4.3. Les systèmes neuro- flous hybrides.....	64
IV.4.5. Les avantage des systèmes neuro-flous .....	65
IV.4.6. Adaptive Neural Fuzzy Inference System (ANFIS).....	65
IV.4.6.1. Architecture .....	65
IV.4.6.2. Apprentissage.....	66
IV.4.7. Applications des systèmes neuro-flous.....	67
IV.5. Application de neuro-flou dans la DTC .....	69
IV.6. Régulateur neuro-flou appliqué à la commande DTC.....	69
IV.7. Les étapes à suivre pour établir un régulateur neuro- flou.....	69
IV.8. Résultats de simulation (DTC neuro-flou) .....	73

# *Sommaire*

---

---

IV.9. Conclusion.....	76
Conclusion générale.....	77
ANNEXES .....	79
Bibliographie	



**Introduction**

**Générale**

### Introduction générale

Ces dernières années, les composants de l'électronique de puissance ont connu une évolution significative, notamment avec l'introduction de composants de commutation rapide et le progrès des techniques de commande. Cette avancée a permis le développement de convertisseurs statiques capables d'alimenter des moteurs à courant alternatif avec une amplitude et une fréquence variable. Dans ce contexte, les collecteurs mécaniques traditionnels des machines à courant continu ont été remplacés par des inducteurs à aimants permanents dans le cas des machines à courant alternatif, éliminant ainsi les contacts glissants. Cette évolution conjointe de l'électronique de puissance et des aimants permanents a donné naissance à un nouveau type de machine synchrone, excitée par des aimants permanents, connu sous le nom de Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP).

Toutefois, la commande des MSAP présente des défis en raison de l'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit, ce qui complique leur contrôle malgré leur simplicité structurelle. La mise en œuvre de techniques de commande telles que le Contrôle Direct du Couple (DTC) a été explorée pour surmonter ces défis. Le DTC offre une approche attrayante en estimant le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures de courant et de tension statoriques, sans recourir à une modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore les performances dynamiques.

Cependant, le DTC présente des inconvénients, notamment la présence d'harmoniques de courant et de flux qui peuvent engendrer des problèmes de compatibilité électromagnétique, tels que le bruit excessif et l'excitation de modes mécaniques résonants. Pour remédier à ces problèmes, plusieurs recherches se sont concentrées sur la réduction des harmoniques et la régulation de la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

Dans ce travail, l'étude se concentre sur l'étude du DTC des MSAP en utilisant une approche basée sur la technique des systèmes neuro-floue.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

**Le premier chapitre** présente une vue d'ensemble des MSAP, leur fonctionnement, avantages, inconvénients et domaines d'application, ainsi qu'une revue des techniques de commande associées.

## Introduction Générale

---

Le **deuxième chapitre** aborde la modélisation des MSAP dans le référentiel de Park, leur alimentation, et comprend des simulations alimentées par une source de tension triphasée et un onduleur triphasé contrôlé par MLI.

Le **troisième chapitre** se concentre sur le contrôle direct du couple des MSAP avec une régulation de vitesse, accompagné de résultats de simulation.

Enfin, le **quatrième chapitre** explore l'utilisation de la technique des systèmes neuro-floues dans la DTC et conclut avec une synthèse générale et des perspectives futures.



# Chapitre I

## **I.1. Introduction :**

La présence du système balais collecteur dans les moteurs à courant continu a toujours posé des grands problèmes qui limitent de plus en plus son utilisation. Toutefois, la fragilité du système balais collecteur a été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on ait orienté à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient. Durant les dernières années, le moteur à courant continu est remplacé par le moteur synchrone à aimants permanents dans le milieu industriel. Le moteur à aimants permanents reste le bon choix dû à leurs excellentes caractéristiques dynamiques, à ses faibles pertes ainsi qu'à son important couple massique, qui le rend mieux adapté aux applications industrielles et donc facilite les commandes en position ou en vitesse [1]-[2].

## **I.2. Machine synchrone à aimant permanent :**

La machine synchrone à aimants permanents est l'une des machines électriques les plus couramment utilisées. Elle présente de bonnes performances, et un faible moment d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps, permettant ainsi de concevoir des meilleures stratégies de commandes. [3]

Une machine synchrone à aimants permanents est un convertisseur électromécanique d'énergie réversible. Elle peut fonctionner en mode moteur tout comme en mode générateur.

Sa particularité par rapport aux autres machines conventionnelles, réside au niveau du champ magnétique produit par les aimants permanents au rotor, mais son bobinage statorique reste identique à celui des autres machines. [4]

## **I.3. Technologie des machines synchrones :**

La technologie des machines synchrones est une branche de l'électrotechnique qui concerne les moteurs électriques à courant alternatif, tels que les moteurs à aimants permanents (MSAP), les machines synchro-réactives (MSR) et les machines synchro-réactives assistées d'aimants permanents (MSR-AP).

Ces moteurs sont caractérisés par un couple constant et une vitesse de rotation constante, même en charge. [6]

### **I.3.1 L'alternateur triphasé :**

L'alternateur triphasé est une machine synchrone à champ tournant qui fonctionne en génératrice, produisant une tension triphasée. [7]

Il existe plusieurs types d'alternateurs triphasés, tels que :

**Alternateurs triphasés à balais et diodes tournantes :** Ces alternateurs utilisent des balais et des diodes pour contrôler le champ magnétique et produire une tension triphasée. [8]

**Alternateurs triphasés sans balais :** Ces générateurs ne nécessitent pas d'utiliser de balais, ce qui peut améliorer leur fiabilité et leur durée de vie. [9]

Les alternateurs triphasés sont utilisés dans diverses applications, notamment dans les groupes électrogènes et les systèmes de production d'énergie électrique. Ils sont disponibles en diverses puissances et tensions, avec des puissances apparente allant de quelques kilowatts à plusieurs mégawatts. [10]

### I.3.1.1. Constitution d'un alternateur :

Un alternateur est composé de deux éléments principaux : le stator et le rotor. Le stator est la partie fixe de l'alternateur, constituée d'un bobinage triphasé, tandis que le rotor est la partie rotative, généralement équipée d'aimants permanents ou d'une bobine d'excitation alimentée par des balais pour créer un champ magnétique rotatif. Lorsque le rotor tourne, il induit une tension alternative dans les enroulements du stator, produisant ainsi de l'électricité [11]-[12]

En résumé, la constitution d'un alternateur comprend :

- Stator : Partie fixe de l'alternateur avec un bobinage triphasé.
- Rotor : Partie rotative équipée d'aimants permanents ou d'une bobine d'excitation pour générer un champ magnétique rotatif.
- Diodes de redressement : Utilisées pour convertir la tension alternative en tension continue. [12]
- Régulateur d'alternateur : Contrôle et limite la tension produite en ajustant le courant d'excitation. [11]

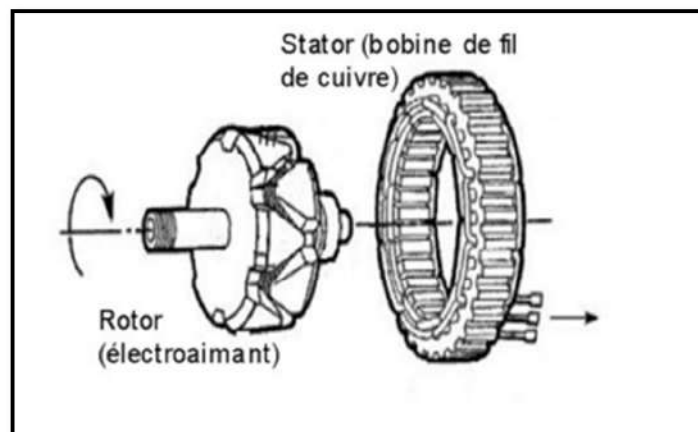


Figure (I.1) : Schéma d'un alternateur



## I.3.1.2 Le principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement d'un alternateur repose sur l'induction électromagnétique, où un champ magnétique variable induit une tension électrique. Plus précisément, un alternateur est composé d'une partie fixe appelée stator et d'une partie rotative nommée rotor. Le stator contient des bobines dans lesquelles un courant alternatif est induit lorsque le rotor, équipé d'un aimant ou d'un électroaimant, tourne à l'intérieur du stator. Ce mouvement crée un champ magnétique variable qui génère une tension électrique alternative dans les bobines du stator.

En résumé, les points clés du fonctionnement d'un alternateur sont les suivants :

- Un électroaimant ou un aimant sur le rotor crée un champ magnétique variable.
- Ce champ magnétique variable induit une tension électrique alternative dans les bobines du stator grâce à l'induction électromagnétique.
- L'alternateur produit ainsi une tension variable au cours du temps pour générer de l'électricité [13]-[9]-[14].

## I.3.1.3. Modèle équivalent d'une phase d'alternateur :

Pour étudier l'alternateur triphasé, on modélise une phase de l'alternateur par une *f.e.m.*

$E$  en série avec une résistance  $R$  et une réactance synchrone  $X = L * \omega$  [15].

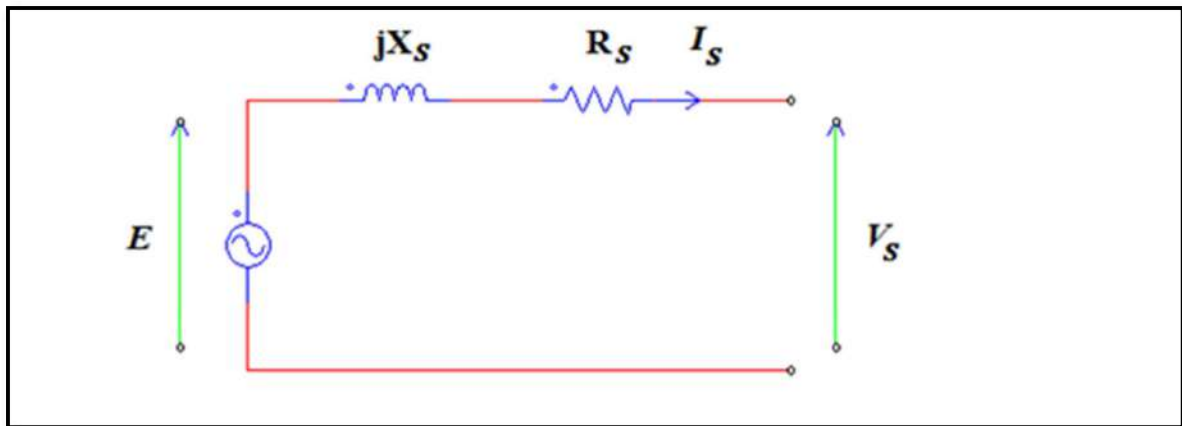


Figure (I .2) : Modèle électrique par phase d'un alternateur

$I_s$  : Le courant de phase circulant dans les enroulements statoriques.

$V_s$  : La tension simple aux bornes d'un enroulement.

$E$  : La force électromotrice vide de la machine.

$X_s$  : La réactance synchrone.

$R_s$  : La résistance d'un enroulement.

Dans chaque phase :

Courant :  $I_{th}$

Tension :  $V$

- ❖ Remarque : selon la forme du bobinage statorique, la (*f. e. m*) est sinusoïdale. Du schéma ci-dessus, on sort la relation suivante : [16].

$$E = V_s + R_s * I_s + jX * I_s \quad (\text{I.1})$$

- Branchement :

Possibles en étoiles (*Y*) ou en triangle ( $\Delta$ )

- En étoile :

$$\begin{cases} I_s = I_{th} \\ U = \sqrt{3} * V_s \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

- En triangle :

$$\begin{cases} I_s = \sqrt{3} * I_{th} \\ U = V_s \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

- Le plus souvent en étoile :

- Tension plus élevées pour une même machine (production de *V*)
- Courant plus faibles pour une même puissance (production de *j*)
- Création de neutre

- Force électromotrice :

Pour mesurer la force électromotrice *E* d'une phase :

1. On enlève la charge (électrique) de l'alternateur
2. Le courant *j* s'annule
3.  $E = V_s + jX * I_{th} \longrightarrow E = V$  (en valeur efficaces)
4. avec un voltmètre on mesure *E* à l'induit.

- Caractéristique interne :

Caractéristique interne :  $E(i)$

Mesurer :

$$A \ n_0 = cst$$

$$\dot{A} \ I_{th} = 0$$

- On remarque :

- Une zone linéaire (fonctionnement)
- Une zone de saturation
- $E \neq 0$  quand  $I = 0$

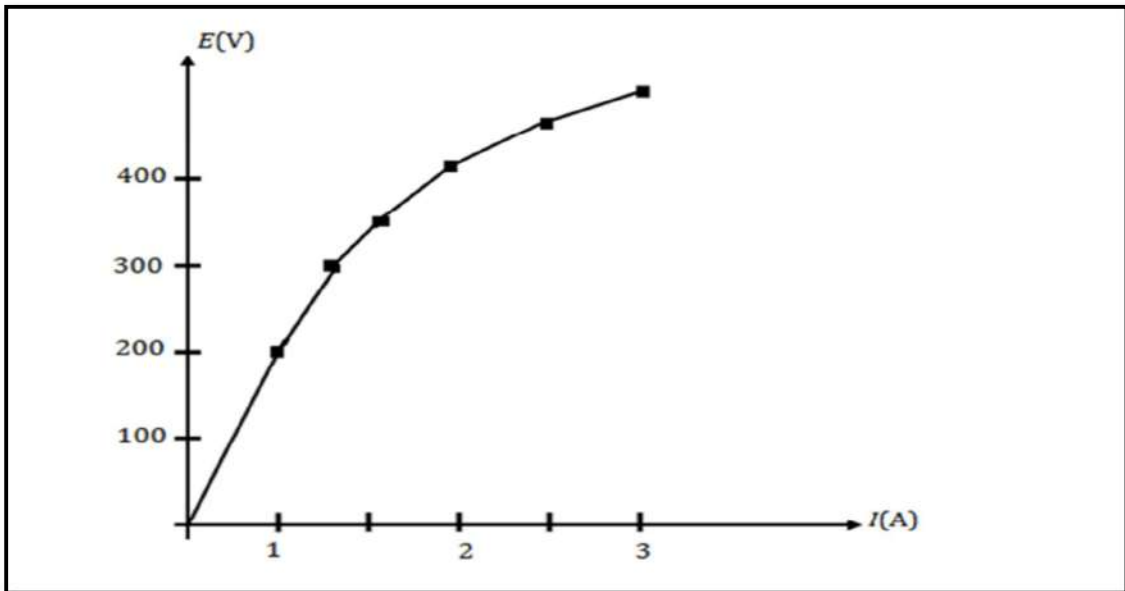


Figure (I.3) : Les caractéristiques à vide internes d'un alternateur

- La réaction synchrone :

Pour mesurer la réaction synchrone  $X\%$

D'une phase :

1. On place l'induit en court-circuit ( $I_{th} = I_{thcc}$ )
2. La tension  $V$  s'annule
3.  $E = V_s + jX_s \cdot I_{th}$   $\rightarrow$   $X_s = E / I_{thcc}$  (en valeurs efficaces)
4. On a déjà mesure  $E$
5. Avec un ampèremètre on mesure  $I_{thcc}$  dans l'induit.[17]

Diagramme de Behn Eschenurg :

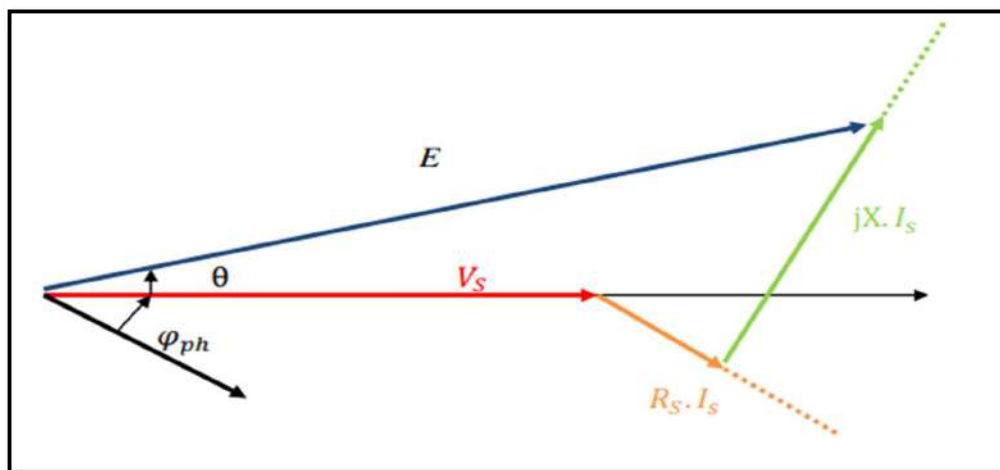


Figure (I.4) : Diagramme de behn Eschenburg

- Puissances actives et réactives :

- 1er cas :

$$P > 0$$

$$Q > 0$$

C'est un alternateur synchrone qui :

Fournit une puissance active  $P$  au réseau

Fournit une puissance réactive  $Q$  au réseau

- 2ème cas :

$$P > 0$$

$$Q < 0$$

C'est un alternateur synchrone qui :

Fournit une puissance active  $P$  au réseau

Consomme une puissance réactive  $Q$  au réseau.[18]

- Bilan de puissance dans un alternateur synchrone :

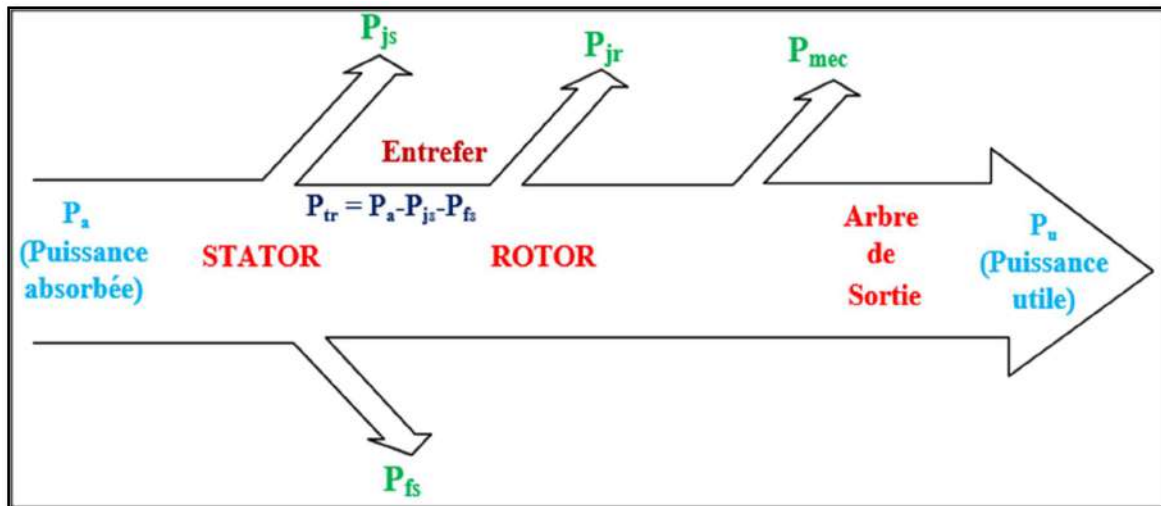


Figure (I.5) : Bilan de puissance

- Le rendement : L'expression du rendement s'écrit :

$$\eta = \frac{P_u}{P_u + P_{js} + P_{jr} + P_{fs} + P_{mec}} \quad (I.4)$$

## I.4. Principe de fonctionnement de la MSAP :

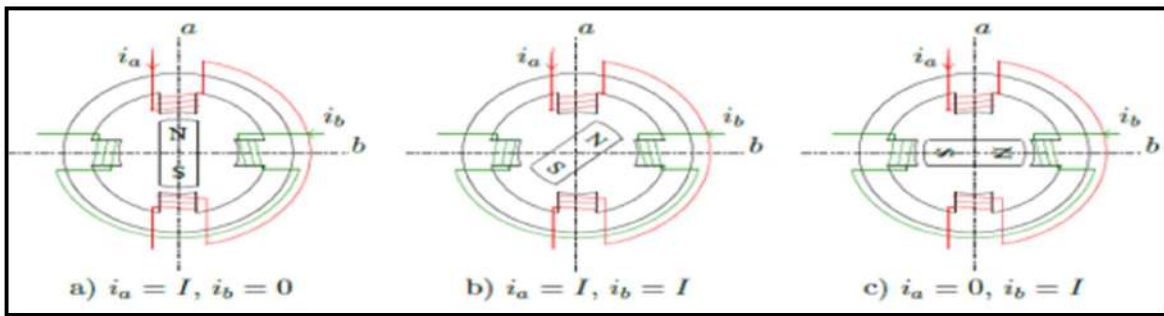


Figure (I.6) : Principe de fonctionnement du moteur à aimant permanent

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La Figure (I.6) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un “pas” élémentaire  $\theta_p$  comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure  $\theta_p = 90^\circ$ . Ceci correspond au passage de la Figure (a) à la Figure (c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure. [19]

## I.5. La structure d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) :

### I.5.1. Stator :

Le stator est la composante fixe de la MSAP. Il est construit à partir de tôles en acier laminé afin de minimiser les pertes par courants de Foucault. Ces tôles sont empilées pour former le noyau du stator.

Les enroulements triphasés du stator sont disposés autour des dents, qui sont des saillies sur la surface intérieure du stator. Ces dents servent à concentrer le champ magnétique et à améliorer l'efficacité globale de la machine.

La configuration spécifique des enroulements dépend de la conception particulière de la MSAP et de ses caractéristiques de fonctionnement.

### I.5.2. Rotor :

Le rotor, la partie mobile de la MSAP, est monté sur un arbre central. Il peut être constitué d'un noyau en acier laminé pour réduire les pertes par courants de Foucault. La forme et la structure du noyau peuvent varier selon les exigences de la conception.

Les aimants permanents, généralement fabriqués à partir de matériaux puissants tels que le néodyme ou le samarium-cobalt, sont fixés sur la surface externe du rotor. La disposition et l'orientation précises des aimants jouent un rôle crucial dans la performance globale de la machine.

### **I.5.3. Aimants permanents :**

Les aimants permanents génèrent un champ magnétique constant. Ils peuvent être disposés de différentes manières, par exemple en configuration radiale ou axiale, influençant ainsi la distribution du champ magnétique et les performances de la MSAP.

L'utilisation de matériaux magnétiques avancés contribue à maximiser l'efficacité et la densité du champ magnétique, ce qui est essentiel pour obtenir des performances optimales.

### **I.5.4. Enroulements triphasés du stator :**

Les enroulements du stator sont souvent isolés les uns des autres pour éviter les courts-circuits. Ils sont connectés en étoile ou en triangle en fonction des exigences du système et du réseau électrique auquel la MSAP est connectée.

La forme des enroulements, leur nombre et leur distribution spatiale sont soigneusement sélectionnées pour optimiser la production du champ magnétique tournant nécessaire au fonctionnement de la machine.

### **I.5.5. Collecteur ou système de commutation (si nécessaire) :**

Dans certaines conceptions de MSAP, un collecteur peut être utilisé pour transférer le courant électrique au rotor. Cependant, cela est de moins en moins courant en raison des problèmes d'usure associés.

Les modèles modernes privilégient souvent les systèmes sans balais, où le transfert du courant au rotor se fait électroniquement, réduisant ainsi les coûts d'entretien et améliorant la fiabilité.

### **I.5.6. Paliers et système mécanique :**

Des paliers lisses ou à roulements sont utilisés pour supporter l'arbre du rotor, assurant ainsi un mouvement rotatif fluide.

Des dispositifs d'amortissement peuvent être intégrés pour réduire les vibrations et les charges mécaniques, améliorant ainsi la stabilité et la durée de vie de la MSAP.

### **I.5.7. Boîtier de protection :**

Le boîtier de protection entoure la MSAP pour garantir la sécurité des opérateurs et pour protéger la machine contre les éléments extérieurs tels que la poussière, l'humidité et d'autres contaminants. Il est conçu pour maintenir un environnement stable et optimal à l'intérieur de la machine.

En résumé, la MSAP est une structure complexe, combinant de manière sophistiquée les composants électriques et mécaniques pour assurer un fonctionnement efficace et fiable. Les détails

spécifiques peuvent varier en fonction des applications et des exigences de conception. [20]-[21]-[22]

### I.6. Catégories de la MSAP :

Il existe quatre catégories de machines synchrones à aimants permanents du point de vue construction mécanique :

**I.6.1. Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS) :** Cette structure est la plus simple à construire parce que des aimants permanents à aimantation radiale sont disposés directement sur la périphérie du rotor. Les aimants ont généralement une forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindrique. Cette structure de machine rentre dans la catégorie des machines à pôles lisses.

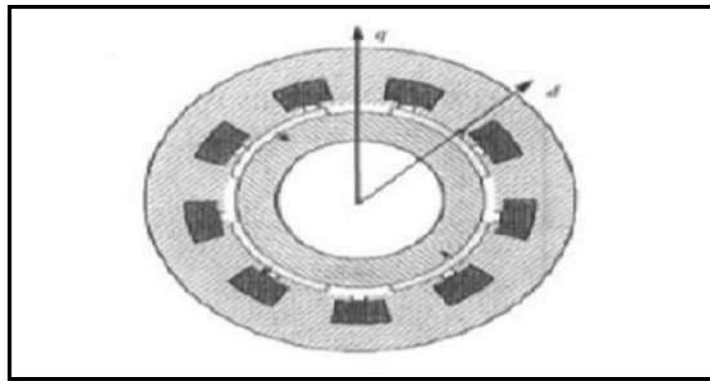


Figure (I.7) : Machine synchrone à aimants permanents montés en surface

**I.6.2. Machine synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI) :** A partir de la structure précédente, on entaille des logements pour insérer les aimants permanents dans le rotor afin de faciliter l'assemblage mécanique. Les parties de fer entre les aimants permanents sont des espaces inter polaires qui rajoutent de la saillance. Toutefois, les caractéristiques de cette structure restent fondamentalement proches de la MSAPS.

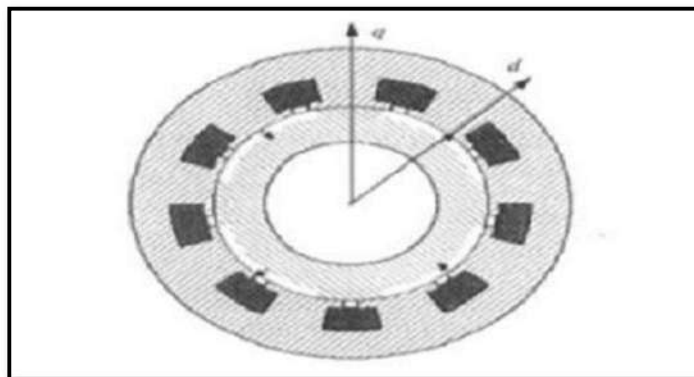
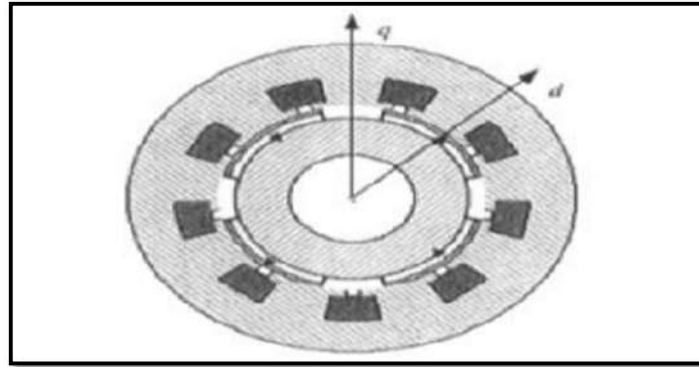


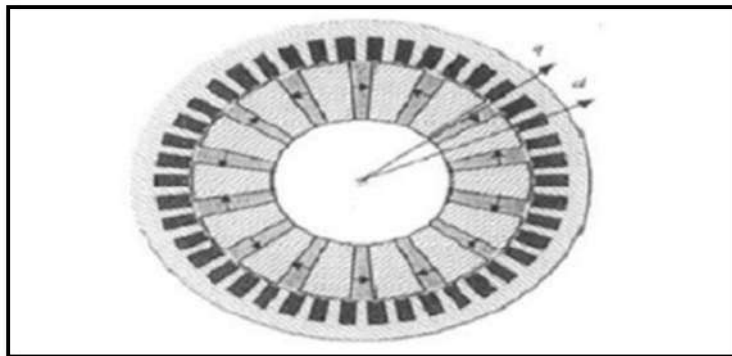
Figure (I.8): Machine synchrone à aimants permanents insérés

**I.6.3. Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC) :** Cette structure est déduite de celles avec des aimants permanents montés en surface. On place sur les aimants des pièces polaire généralement en acier doux. La combinaison des aimants et des pièces polaires crée une anisotropie du rotor et rajoute une saillance. Les pièces polaires permettent de contrôler la forme de la Fem au stator en agissant sur le profil de la pièce.



**Figure (I.9) :** Machine synchrone à aimants permanents chapeautés

**I.6.4. Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE) :** Le principe de cette Structure est d'augmenter l'induction magnétique dans l'entrefer par rapport à l'induction rémanente des aimants permanents. En fait, les pièces polaires canalisent le flux généré par les aimants permanents à aimantation tangentielle dont la surface latérale est supérieure à la demi-surface de la pièce polaire prise au niveau de l'entrefer [23].



**Figure (I.10) :** Machines synchrones à aimants permanents enterrés

### I.7. Les Avantages de la MSAP :

Les machines synchrones à aimant permanent présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machine :

- Puissance massique élevées.



- Absence de contacts glissements.
- Un bon rendement.
- 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.
- Supporter les surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Fonctionnement en survitesse.
- Grande fiabilité.

### **I.8. Les Inconvénients de la MSAP :**

Comme inconvénient de la MSAP on cite :

- Cout élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Ondulation de couple.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

Un moteur auxiliaire de démarrage est souvent nécessaire. [24]

### **I.9. Les domaines d'application de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) :**

Maintenant on présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance. [25]-[26].

- Les machines-outils.
- Les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- Disque Dur
- Voiture électrique
- Programmeur Mécanique
- La production d'électricité
- Robot industrie

Exemple :

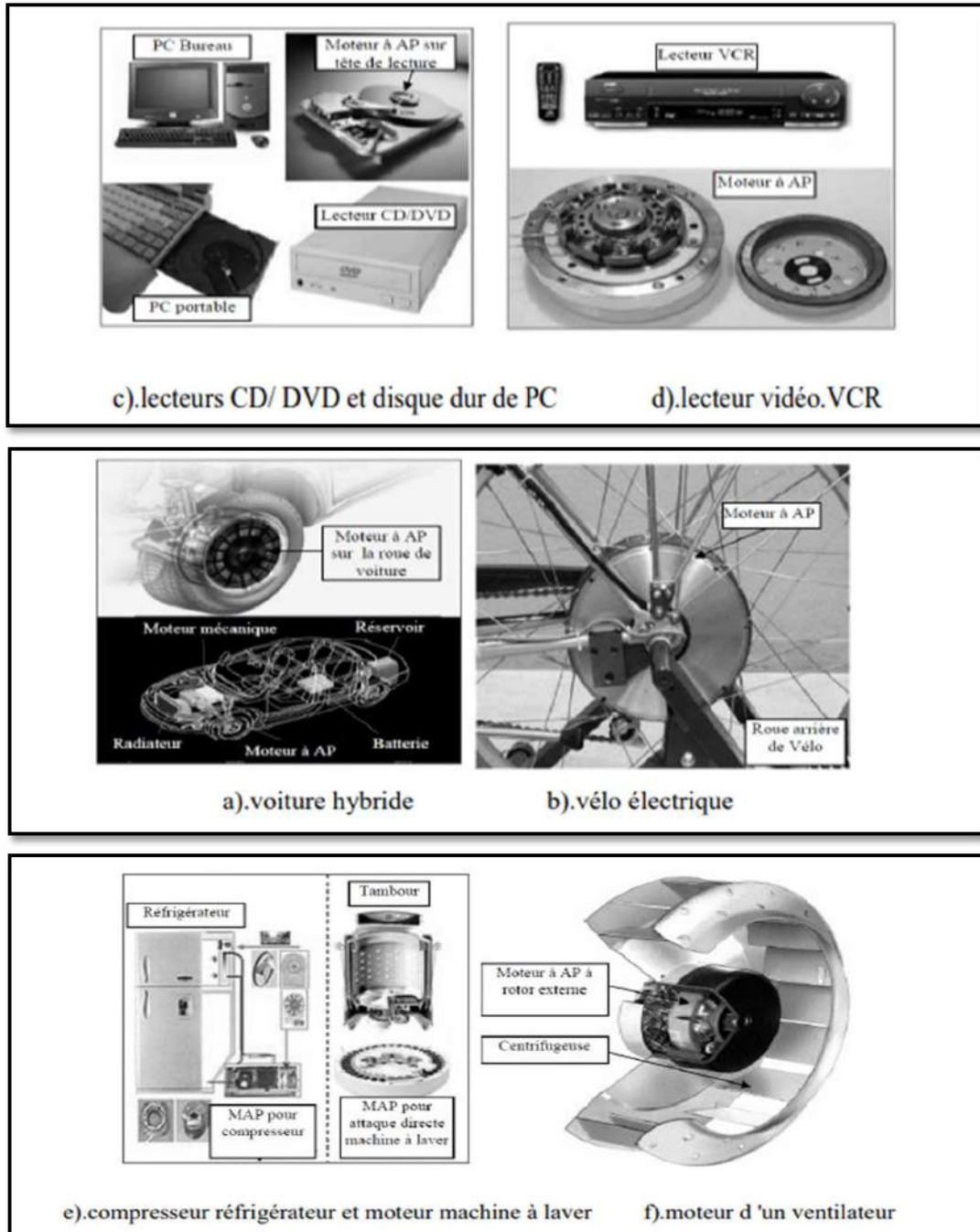


Figure (I.11) : Principales applications des machines synchrones à aimants permanents

### I.10. Techniques de Commande de la MSAP :

Dans la littérature, il existe de nombreuses méthodes de commande utilisées pour la machine synchrone. Dans la suite, nous examinerons les méthodes les plus connues et les plus couramment utilisées dans le contexte de la commande de la machine synchrone. Ces stratégies ont été largement

étudiées par les chercheurs, car elles visent à améliorer les performances fonctionnelles des machines électriques. Les différentes variantes de ces méthodes de commande représentent essentiellement le même type d'approche, nous nous concentrerons donc sur les techniques les plus répandues qui sont abondamment traitées dans la littérature [27].

Dans cette section, nous présenterons différentes techniques de commande et analyserons leur mise en œuvre. Nous aborderons également les difficultés auxquelles on peut se heurter, ainsi que les avantages et les inconvénients de chaque technique.

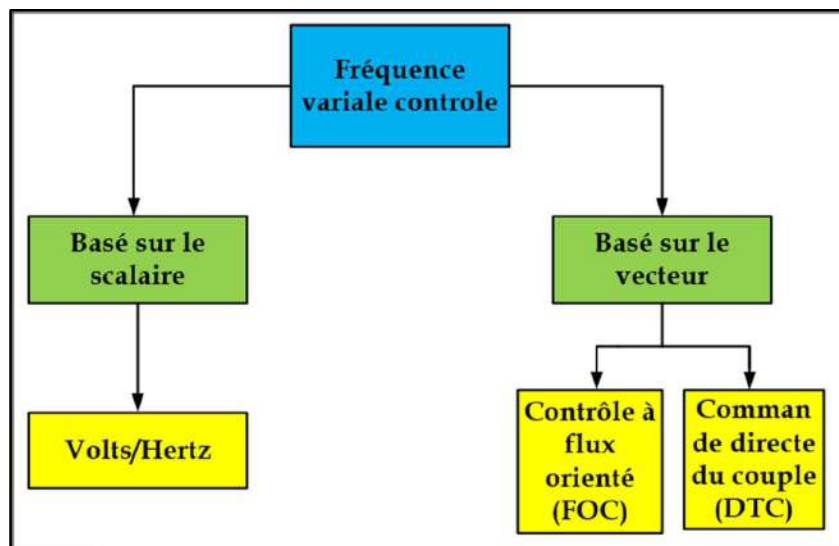


Figure (I.12) : Quelques techniques de contrôle de commande utilisées pour MSAP.

### I.10.1. Commande scalaire :

La commande scalaire V/f (tension/fréquence) est une méthode couramment utilisée pour contrôler la vitesse dans des applications industrielles telles que le pompage, la climatisation et la ventilation. Elle se base sur le contrôle des grandeurs électriques telles que la tension, le courant et la fréquence d'alimentation. Cependant, cette méthode ne prend pas en compte les variations instantanées des grandeurs électriques, ce qui limite sa capacité à maîtriser complètement la dynamique du couple. Malgré cela, sa simplicité a conduit à de nombreuses applications en vitesse variable. La commande V/f fonctionne bien pour des consignes de vitesse sensiblement constantes, mais présente des limitations lors du démarrage ou d'un changement de sens de rotation de la machine. Les oscillations du flux magnétique durant les régimes transitoires affectent la qualité du couple et la stabilité de la vitesse, ce qui dégrade les performances en régime transitoire. Par conséquent, cette méthode de commande est adaptée aux applications où la variation de vitesse est faible, comme le pompage ou la ventilation, mais inadaptée pour le positionnement précis de la machine en robotique ou en commande numérique de machines-outils. [28]

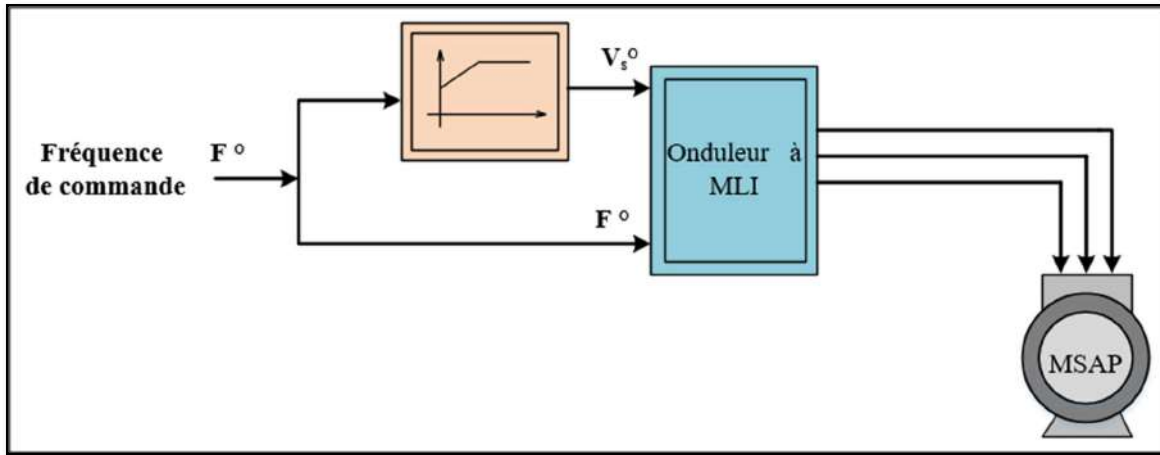


Figure (I.13) : Schéma classique de la commande scalaire.

### I.10.2. Commande vectorielle (FOC) :

La commande vectorielle a été développée dès les années 1970 par Blaschke. Elle repose sur le principe de modéliser une machine synchrone à aimants permanents de manière équivalente à une machine à courant continu à excitation séparée, ce qui permet d'obtenir un modèle linéaire naturellement découplé. Cependant, ce n'est qu'au début des années 1980, avec l'avènement des semi-conducteurs et de la microélectronique, que la commande vectorielle a été largement adoptée pour les machines synchrones.

L'inconvénient majeur de la commande vectorielle est sa sensibilité aux variations des paramètres de la machine, notamment la saturation magnétique et la variation de température. Cela constitue un inconvénient majeur de la commande. Le contrôle du couple dans une machine alternative nécessite un contrôle à la fois en phase et en amplitude des courants d'alimentation, d'où le nom de commande vectorielle. [29]

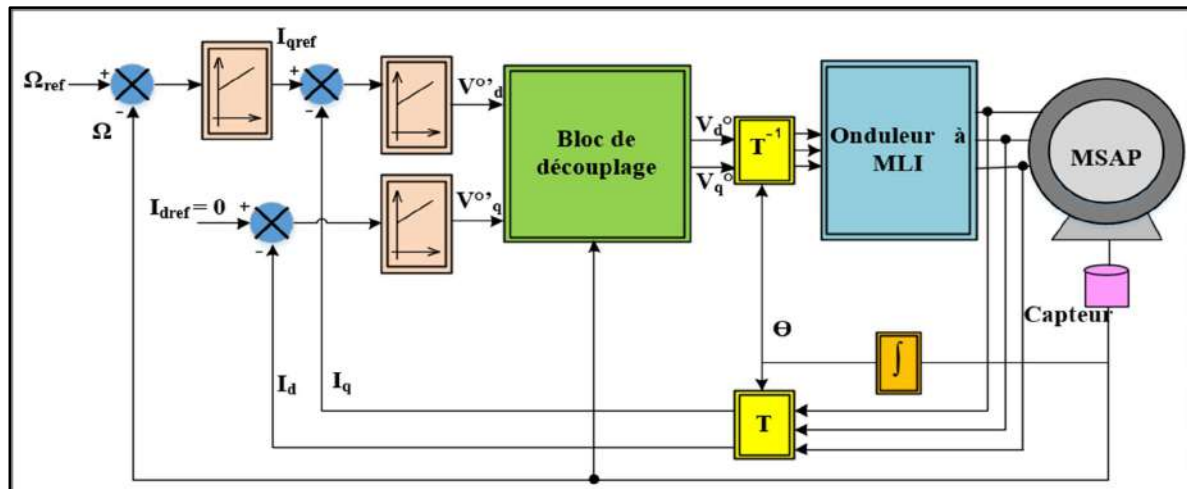


Figure (I.14) : Commande vectorielle de la MSAP

## I.10.3. Commande directe de couple (DTC) :

La commande directe de couple (DTC) est une méthode de contrôle introduite par I. Takahashi en 1985. Elle repose sur le principe du contrôle du flux orienté et du moteur à courant continu. Contrairement aux méthodes traditionnelles de découplage à travers la transformation vectorielle, la DTC utilise un contrôle non linéaire pour imposer les états de commutation de l'onduleur, en contrôlant séparément le flux statorique et le couple électromagnétique du moteur. La commande de l'onduleur est instantanée, ce qui nécessite une faible période d'échantillonnage. [30]

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, la commande DTC détermine directement la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur de tension. Des comparateurs à hystérésis sont généralement utilisés pour contrôler l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. L'onduleur de tension permet d'obtenir sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences possibles du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur.

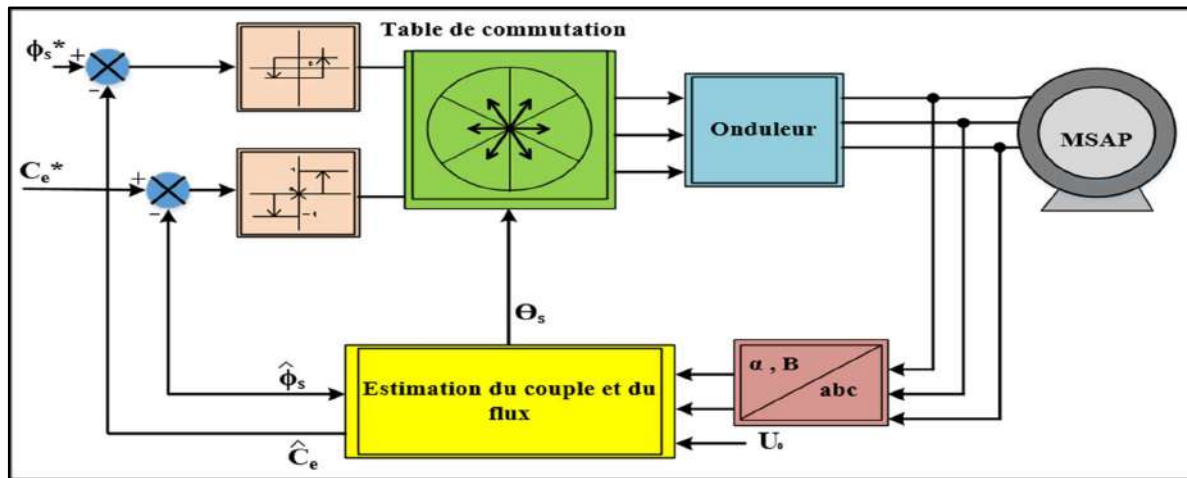


Figure (I.15) : Schéma synoptique de la commande DTC selon I. TAKAHASHI

La mise en œuvre numérique du DTC nécessite une faible puissance de calcul. Le système présente de bonnes performances dynamiques, mais des performances relativement médiocres en régime permanent en raison de niveaux d'ondulation élevés dans le courant du stator, la liaison au flux et le couple, dus aux critères bruts de sélection de tension. Sa simplicité permet d'exécuter chaque cycle de calcul rapidement et d'utiliser une fréquence d'échantillonnage élevée. En augmentant la fréquence d'échantillonnage, l'ondulation peut être réduite d'environ moitié à chaque doublement. Cependant, les commutateurs d'alimentation de l'onduleur imposent une limite à la fréquence d'échantillonnage maximale. [32]

L'un des avantages majeurs de cette commande est qu'il n'est pas nécessaire de connaître précisément l'angle de position du rotor, car seule l'information du secteur dans lequel se trouve le vecteur du flux statorique est nécessaire. [29]

### **I.11. Conclusion :**

En conclusion, ce chapitre a présenté l'état de l'art des machines synchrones à aimants permanents. Nous avons introduit les moteurs électriques et leurs différentes variantes en fonction du rotor, en mettant particulièrement l'accent sur la machine synchrone à aimants permanents. Nous avons expliqué son principe de fonctionnement, discuté de ses avantages et inconvénients, ainsi que de ses domaines d'application. De plus, nous avons abordé brièvement les techniques de commande utilisées pour contrôler ces machines. Ce chapitre offre ainsi une vue d'ensemble des machines synchrones à aimants permanents, de leur fonctionnement et de leurs applications.

Dans le prochain chapitre, nous approfondirons la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) et de son alimentation en construisant le modèle MSAP dans le repère de Park.



# Chapitre II

### **II.1. Introduction :**

Ce chapitre se concentre sur la modélisation des systèmes de commande basés sur les moteurs électriques, car elle joue un rôle essentiel dans l'étude de leur comportement dans différentes situations. La modélisation implique le développement d'outils mathématiques qui représentent de manière précise les propriétés électriques, magnétiques et mécaniques des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP). Cependant, cela nécessite l'utilisation d'hypothèses de simplification. Dans ce chapitre, nous aborderons les concepts théoriques et les modèles utilisés dans cette étude spécifique. Nous nous concentrerons sur la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents, y compris sa combinaison avec un convertisseur statique tel qu'un onduleur et une modulation de largeur d'impulsion (MLI). Ces détails sur la modélisation permettront d'obtenir une représentation précise du système, ce qui est essentiel pour la conception et le contrôle efficace du moteur électrique.

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

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Ce qui nous permet d'étudier le comportement de ce système face aux différentes sollicitations et comprendre ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement, [33] La modélisation de la MSAP fait l'objet de nombreuses études en moyenne et grande puissance. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP facilite largement son étude.

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Plus le nombre des hypothèses est grand, plus le modèle nous permet à une étude et une exploitation plus aisée même si l'on affecte la précision du modèle. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs [34].

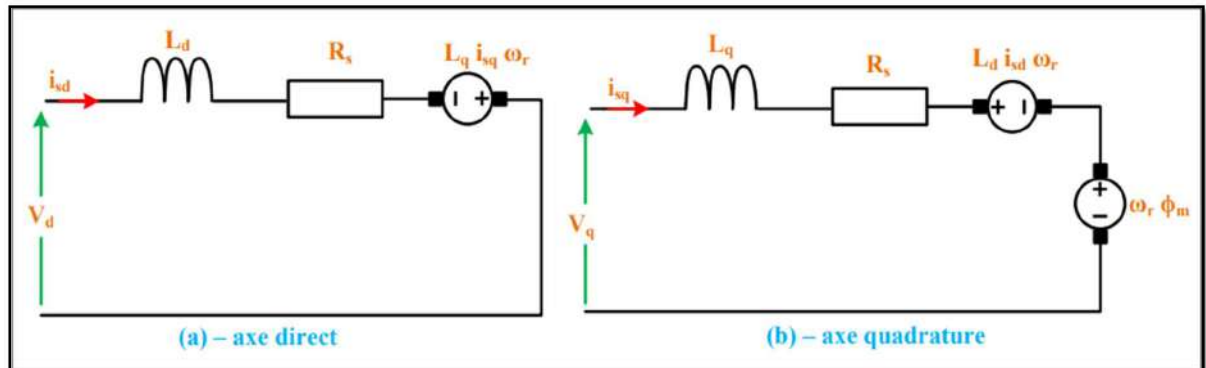
Pour cela on suppose que [34] :

- Le circuit magnétique de la machine est non saturé.
- Répartition sinusoïdale de la  $f. e. m$  .
- L'effet de la température sur les résistances et hystérésis et courants de Foucault est négligé.
- L'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligé.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligé.



### II.2.1. Circuit équivalent du MSAP :

Un circuit équivalent est essentiel pour la simulation et la conception appropriées du moteur. Il est réalisé et dérivé de la modélisation d-q du moteur en utilisant les équations de tension.



Figure(II. 1) : Circuit équivalent du MSAP

Où :

$L_d$  Et  $L_q$  : les inductances dans le sens direct et en quadrature.

$V_d$  Et  $V_q$  : les tensions du stator dans la référence  $d, q$ .

$I_d$  Et  $I_q$  : les courants qui passent les enroulements de stator dans le repère  $d, q$ .

$R_s$  : La résistance du stator.

$\omega_r$  : La vitesse électrique du rotor.

$\phi_m$  : Le flux fournit par les aimants.

$\phi_d$  Et  $\phi_q$  : les flux de stator dans la référence direct et en quadrature.

### II.2.2. Hypothèses simplificatrices :

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) repose sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont les suivantes : [35] - [36]

- La machine est à pôles lisses : Cette hypothèse suppose que la surface des pôles magnétiques de la machine est lisse, sans présence de saillies ou de défauts.
- La résistance des enroulements statoriques est constante sous l'effet de la variation de la température : On considère que la résistance des enroulements du stator reste constante malgré les variations de température.
- L'effet de peau est presque nul : L'effet de peau, qui limite la pénétration du courant électrique dans un conducteur, est négligé dans cette modélisation.

- La saturation dans le circuit magnétique est négligeable : On suppose que la saturation magnétique du circuit magnétique de la machine est négligeable, c'est-à-dire que les propriétés magnétiques du matériau restent linéaires.
- Les tensions d'alimentation de la machine sont équilibrées : On considère que les tensions d'alimentation de la machine sont symétriques et équilibrées.
- La symétrie de construction est totalement parfaite : On suppose que la machine est parfaitement symétrique dans sa construction, tant sur le plan mécanique que sur le plan électrique.
- Une répartition spatiale sinusoïdale, le long de l'entrefer, des forces magnétomotrices : On considère que les forces magnétomotrices générées dans la machine sont réparties de manière sinusoïdale le long de l'entrefer.
- Les pertes ferromagnétiques (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligeables : Les pertes d'énergie dues aux phénomènes d'hystérésis magnétique et de courants de Foucault dans le matériau ferromagnétique sont considérées comme négligeables.

### II.2.3. Modèle de MSAP triphasée :

La machine synchrone à aimants permanents est représentée par la figure (I.1). Elle se compose de trois enroulements statoriques décalés entre eux de et des aimants permanents qui créent l'excitation au rotor.

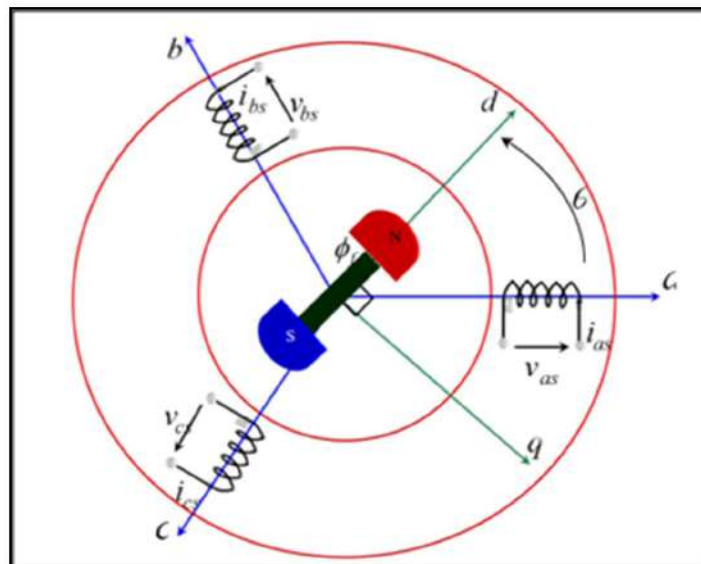


Figure (II.2) : Représentation symbolique de la MSAP.

### II.2.4. Mise en équation de la MSAP en biphase :

#### Les équations de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

##### a. Les équations électriques :

Les équations relatives au rotor et au stator, dans le cas général d'une MSAP, sont les suivantes :

##### ➤ Du stator :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II. 1})$$

Avec :  $R_s$  est la résistance des phases statoriques

$[V_a \ V_b \ V_c]^T$  Les tensions des phases statoriques

$[i_a \ i_b \ i_c]^T$  Les courants des phases statoriques

$[\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$  Les flux totaux à travers les bobines statoriques

##### b. Equations magnétiques :

##### ➤ Flux statorique :

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (\text{II. 2})$$

##### ➤ Flux rotorique :

$$[\varphi_r] = [L_r] \cdot [I_r] + [M_{sr}] \cdot [I_s] [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 3})$$

La matrice  $[L_s]$  est une matrice carrée d'ordre 3, elle contient des termes constants que nous regroupons dans  $[L_{s0}]$  et les termes variables dépendant de  $\theta$ , que nous regroupons dans  $[L_{s2}(\theta)]$

$$\text{Posons } [L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad (\text{II. 4})$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 5})$$

$[M_{sr}]$  : Est la matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator

$$[M_{sr}] = M_r \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{Et } [M_{sr}] = [M_{fs}]^T \quad (\text{II. 6})$$

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_s] \cdot [I_s] + [M_{sf}] \cdot [I_f]) \quad (\text{II. 7})$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_r] \cdot [I_r] + [M_{sr}] \cdot [I_s]) \quad (\text{II. 8})$$

### c. Equations mécanique :

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\omega}{dt} = P(C_{em} - C_r) - F\omega \quad (\text{II. 9})$$

Avec :

$C_{em}$  : Couple électromagnétique (couple moteur)

$C_r$  : Couple de charge (couple résistant)

$F$  : Coefficient de frottement.

$J$  : Moment d'inertie.

$P$  : Nombre de paires de pôles.

On voit bien que les systèmes d'équations sont à coefficients variables en fonction de  $\theta$ .

Sa résolution analytique dans ce repère reste très difficile.

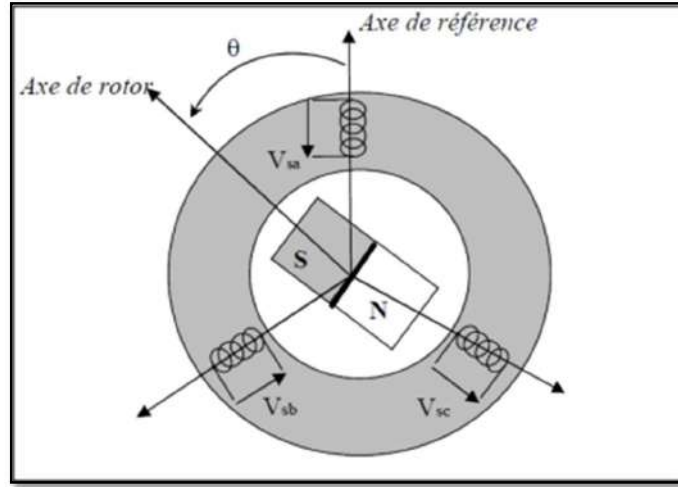
## Transformation de Park :

### II.3.1. Principe de la transformation de Park :

Les équations obtenues dans le repère  $abc$  sont caractérisées par une forte non-linéarité et un couplage entre elles. Elles dépendent de la position du rotor  $\theta$ , ce qui rend la résolution du système complexe. Pour simplifier ce problème, de nombreux travaux dans la littérature utilisent la transformation de Park. Cette transformation est appliquée aux variables telles que les tensions, les courants et les flux, ce qui permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes  $d, q$  ou de Park.

La transformation de Park peut être interprétée comme une substitution des enroulements de phases du système réel ( $a, b, c$ ) par des enroulements orthogonaux d'axes ( $d-q$ ) qui tournent à une vitesse  $\omega$  par rapport au stator. Cette transformation simplifie les équations du système en séparant les composantes directes ( $d$ ) et en quadrature ( $q$ ), ce qui facilite leur analyse et leur résolution.

En utilisant la transformation de Park, les équations non linéaires et couplées dans le repère  $abc$  sont transformées en un système d'équations linéaires plus gérable dans le repère  $d-q$ . Cela permet d'appliquer des techniques de contrôle plus simples et efficaces, car les variables dans le repère  $d-q$  sont indépendantes les unes des autres. Ainsi, la transformation de Park est largement utilisée dans la modélisation et le contrôle des machines synchrones à aimants permanents pour simplifier l'analyse et la résolution des équations du système. [37].



**Figure (II. 3) :** Schéma équivalent de la MSAP dans le repère  $(d, q)$

On note que :

$[P(\theta)]$ : La matrice de passage direct de Park

$X$ : Représente les variables considérées de la machine (tensions, courants ou flux),

$X_0$  : La composante homopolaire ajoutée pour rendre la transformation réversible elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 10})$$

Passage triphasé au biphasé :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II. 11})$$

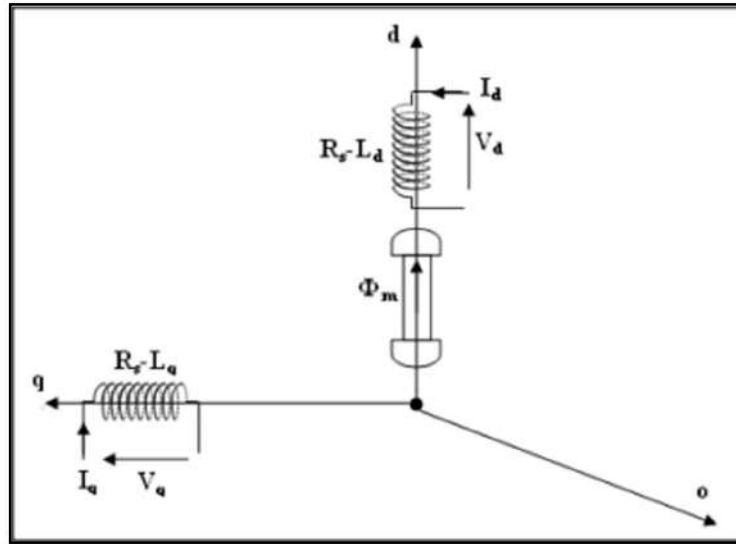
Et la matrice de passage inverse de Park  $[P(\theta)]^{-1}$  est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 12})$$

Passage biphasé au triphasé :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 13})$$

### II.3.2. Application de la transformation de Park à la MSAP :



**Figure (II.4) :** Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé  $d, q$ .

### II.3.3. Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le système d'axes d-q :

Dans ce paragraphe nous allons donner les équations électriques de la MSAP dans Le systèmes biphasé en appliquant la transformation de Park à l'équation(II. 1) on obtient :[38]-[39]

$$[V_{dq0}] = [P(\theta)]. [V_{s,abc}] = [P(\theta)]. \left( [R_s]. [I_{s,abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s,abc}] \right) \quad (\text{II. 15})$$

En appliquant la transformation inverse de Park au courants et flux on obtient :

$$\begin{aligned} [I_{s,abc}] &= [P(\theta)]^{-1} [I_{dq0}] \\ [\varphi_{s,abc}] &= [P(\theta)]^{-1} [\varphi_{dq0}] \end{aligned} \quad (\text{II. 16})$$

Telle que :

$V_{dq0}$  : sont les composants directs, en quadrature et homopolaire de la tension.

$I_{dq0}$ : sont les composants directs, en quadrature et homopolaire du courant.

$\varphi_{dq0}$ : sont les composants directs, en quadrature et homopolaire du flux.

On peut écrire l'équation de la tension(II. 15)sous la forme :

$$\begin{aligned} [V_{dq0}] &= [P(\theta)] \cdot \left( [R_s] \cdot [P(\theta)]^{-1} [I_{dq0}] + \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\varphi_{dq0}] \right) \\ &= [P(\theta)] \cdot [R_s] \cdot [P(\theta)]^{-1} [I_{dq0}] + [P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\varphi_{dq0}] \end{aligned} \quad (\text{II. 17})$$

On a:

$$[P(\theta)] \cdot [R_s] \cdot [P(\theta)]^{-1} [I_{dq0}] = [R_s] [I_{dq0}] \quad (\text{II. 18})$$

$$\begin{aligned} [P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\varphi_{dq0}] &= [P(\theta)] \left\{ \left[ \frac{d}{dt} [P(\theta)] \right]^{-1} [\varphi_{dq0}] + [P(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{dq0}] \right\} \\ &= [P(\theta)] \left( \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) [\varphi_{dq0}] + [P(\theta)] [P(\theta)]^{-1} \cdot \left( \frac{d}{dt} [\varphi_{dq0}] \right) \end{aligned} \quad (\text{II. 19})$$

Après simplification de l'équation(II. 19)on a :

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\varphi_{dq0}] = [P(\theta)] \left( \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) [\varphi_{dq0}] + \left( \frac{d}{dt} [\varphi_{dq0}] \right) \quad (\text{II. 20})$$

En prenant le dérivé de l'équation(II. 12), nous obtenons :

$$\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} = \omega \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 21})$$

On multipliant les équations (II. 10) et (II. 21) nous obtenons :

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 22})$$

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\varphi_{dq0}] = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [\varphi_{dq0}] \quad (\text{II. 23})$$

On remplace (II. 18)et (II. 23) dans l'équation (II. 17):

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 24})$$

Puisque le système est équilibré  $V_0 = 0$ , on obtient finalement le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$\begin{aligned} V_d &= R_s \cdot I_d + \frac{d}{dt} \varphi_d - \omega \cdot \varphi_q \\ V_q &= R_s \cdot I_q + \frac{d}{dt} \varphi_q + \omega \cdot \varphi_d \end{aligned} \quad (\text{II. 25})$$

**Équations des flux :**

$$\begin{aligned} \varphi_d &= \left( L_{s1} + \frac{3}{2} (L_{s0} + L_x) \right) I_d + \varphi_m = L_d \cdot I_d + \varphi_m \\ \varphi_q &= \left( L_{s1} + \frac{3}{2} (L_{s0} + L_x) \right) I_q = L_q \cdot I_q \end{aligned} \quad (\text{II. 26})$$

Où :

$\varphi_m$  : est le flux d'excitation constant des aimants permanents.

En reprenant les équations (II. 25) et (II. 26) précédente on peut écrire :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega \cdot L_q \cdot I_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q - \omega \cdot L_d \cdot I_d + \omega \cdot \varphi_m \end{cases} \quad (\text{II. 27})$$

### II.3.3.1. Équation de la puissance instantanée :

Le calcul de couple mécanique de la machine synchrone se base sur la connaissance de la puissance instantanée  $P(t)$ , soit :

$$P(t) = V_{sa} \cdot I_{sa} + V_{sb} \cdot I_{sb} + V_{sc} \cdot I_{sc} = \frac{3}{2} (V_q \cdot V_d + V_d \cdot I_q) \quad (\text{II. 28})$$

En remplaçant (II. 20) dans (II. 21)

$$\begin{aligned} P(t) &= \frac{3}{2} \left( \left( R_s \cdot I_d + \frac{d}{dt} \varphi_d - \omega \cdot \varphi_q \right) I_d + \left( R_s \cdot I_d + \frac{d}{dt} \varphi_q + \omega \cdot \varphi_d \right) I_q \right) \\ &= \frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2) + \frac{3}{2} \left( \frac{d}{dt} \varphi_d \cdot I_d + \frac{d}{dt} \varphi_q \cdot I_q \right) + \frac{3}{2} \omega (\varphi_d \cdot I_q - \varphi_q \cdot I_d) \end{aligned} \quad (\text{II. 29})$$

Telle que :

$\frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2)$  : représente les pertes par effet Joules dans les enroulements statorique.

$\frac{3}{2} \left( \frac{d}{dt} \varphi_d \cdot I_d + \frac{d}{dt} \varphi_q \cdot I_q \right)$  : représente les variations de l'énergie magnétique emmagasiné dans les enroulements du stator.



$\frac{3}{2}\omega(\varphi_d \cdot I_q - \varphi_q \cdot I_d)$  : représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique à l'intérieur de la machine ou puissance électromagnétique.

On constate que la puissance électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

Donc l'expression de la puissance électromagnétique est donnée par l'équation suivante :

$$P_e = \frac{3}{2}\omega(\varphi_d \cdot I_q - \varphi_q \cdot I_d) = \frac{3}{2}p \cdot \Omega \cdot (\varphi_d \cdot I_q - \varphi_q \cdot I_d) \quad (\text{II. 30})$$

$\omega = p \cdot \Omega$

### II.3.3.2. Équation du couple électromagnétique :

Le rôle du couple électromagnétique est justement d'équilibrer à tout instant l'action résultante exercée sur l'arbre du rotor par :

-Le couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique :  $C_r$ .

-Le couple des frottements visqueux :  $F_r \cdot \Omega$ .

-le couple d'inertie des masses en rotation rapporté au diamètre du rotor :  $J \frac{d\Omega}{dt}$

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega} = \frac{3}{2}p(\varphi_d \cdot I_q - \varphi_q \cdot I_d) \quad (\text{II. 31})$$

On remplace (II. 22) dans (II. 31) on a :

$$C_e = \frac{3}{2}p[(L_d - L_q)I_d \cdot I_q + \varphi_m \cdot I_q] \quad (\text{II. 32})$$

Le couple électromagnétique se décompose en deux termes :

$$C_{ep} = \frac{3}{2}p\varphi_m \cdot I_q : \text{présente le couple principal}$$

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

### II.3.3.3. Équations du mouvement :

Si on néglige le frottement sec, le couple électromagnétique fourni est d'une part transmise à la charge et d'autre part sert à l'accélération du moteur et à la compensation du frottement visqueux. Selon la loi de mouvement de Newton l'équation fondamentale de la mécanique régissant un corps en mouvement est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (\text{II. 33})$$

Avec :

J : Et le moment d'inertie du moteur.

f: C'est le coefficient de frottement visqueux.

$C_e$ : C'est le couple électromagnétique délivré par le moteur.

$C_r$ : C'est le couple résistant, ou de charge.

$\Omega$ : vitesse mécanique de rotation.

### II.3.4. Transformation de Concordia :

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice  $[C]$ . Aux vecteurs originaux  $[V_{abc}][I_{abc}][\varphi_{abc}]$ , la transformation de Concordia fait correspondre les vecteurs originaux  $[V_{\alpha\beta 0}][I_{\alpha\beta 0}][\varphi_{\alpha\beta 0}]$ . Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux.

La transformation de Concordia est définie par [40] - [41] :

$$\begin{cases} [X_{abc}] = [X_{\alpha\beta 0}][C] \\ [X_{\alpha\beta 0}] = [X_{abc}][C]^{-1} \end{cases} \quad (\text{II. 34})$$

Où  $[C]$  est la matrice de transformation directe de Concordia et  $[C]^{-1}$  est l'inverse, elles sont données par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad [C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 35})$$

### II.3.5. Passage du repère $(\alpha, \beta)$ au repère $(d, q)$ :

Le passage des composantes  $(\alpha, \beta)$  aux composantes  $(d, q)$  est donné par une matrice de rotation déterminer par :

$$[X_{dq}] = [R][X_{\alpha\beta}] \quad (\text{II. 36})$$

Avec :

$[R]$  : Matrice de passage  $(\alpha, \beta)$  au  $(d, q)$ , défini par :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

### II.3.6. Equations d'état de la MSAP dans repère de Park :

Suivant le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le vecteur d'état peut être constitué de trois ou de quatre variables d'état. Dans le cas d'une régulation de couple ou de vitesse angulaire, le repère tournant  $(d, q)$  est décrit par le système ci-dessous :

Les équations de la MSAP dans le repère de PARK sont regroupées dans le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s \cdot I_d}{L_d} + \omega_r \cdot L_q \frac{L_q}{L_d} \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s \cdot I_q}{L_q} + \omega_r \cdot L_d \frac{L_d}{L_q} + \frac{\omega_r}{L_q} \varphi_f \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \\ C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d \cdot I_q + \varphi_f \cdot I_d] \end{array} \right. \quad (\text{II. 37})$$

### II.4. Choix du référentiel :

Les équations de la machine synchrone à aimant permanent peuvent être exprimées dans trois référentiels selon la vitesse attribuée au repère  $(d, q)$  [42].

#### II.4.1. Lié au stator (fixe comme le stator) :

Dans ce référentiel, les axes  $(d, q)$  sont fixés par rapport au stator, dans ce cas la phase a et de coïncident. Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes de démarrages et de freinages des machines à courants alternatif. La vitesse du repère de PARK est :  $\omega_s = 0$

#### II.4.2. Lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor) :

Dans ce référentiel, les axes  $(d, q)$  sont fixés par rapport au rotor (tournant à une vitesse  $\omega_r$ ). L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrages et Transitoires dans les machines synchrones et asynchrones, dans ce cas :  $\omega_s = \omega_r$

#### II.4.3. Lié au champ tournant (référentiel immobile par rapport au champ tournant) :

Dans ce référentiel, les axes  $(d, q)$  sont immobiles par rapport au champ tournant électromécanique créé par les enroulements du stator. Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de prévoir l'application d'une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue. La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant est donné par :  $\omega_s = \omega$  où  $\omega$  est la pulsation de l'alimentation.

II.5. Modélisation de l'onduleur :

II.5.1. Définition de l'onduleur :

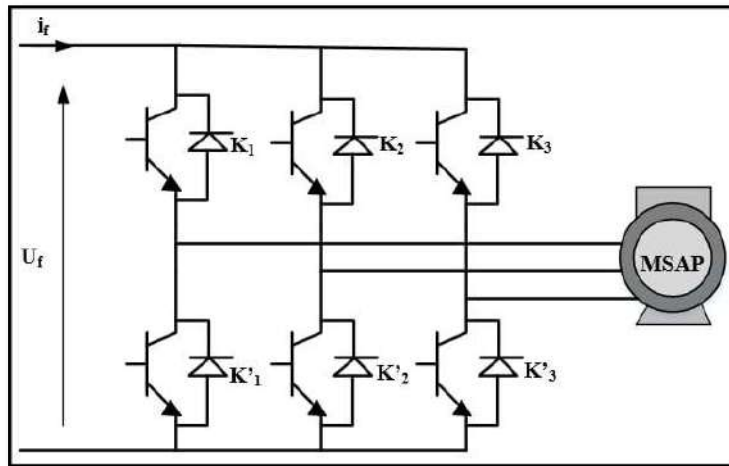
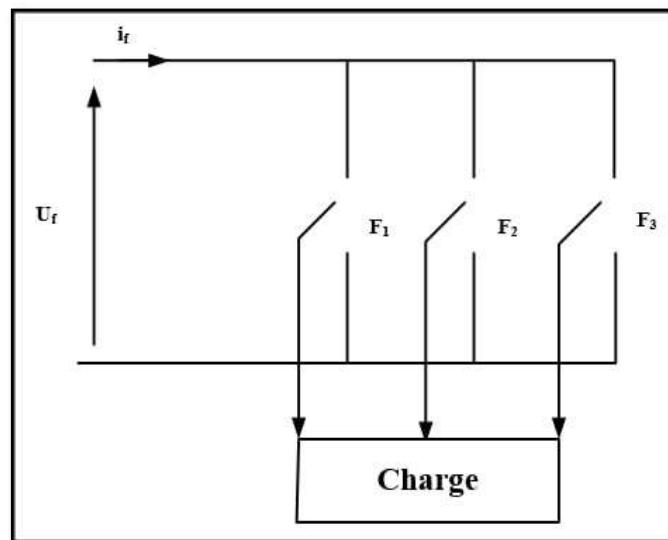


Figure (II.6) : Schéma de principe de l'onduleur de tension

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative. La figure (II.6) représente le schéma de principe d'un onduleur, il est composé de six transistors ( $T_1, T_2, T_3, T'_1, T'_2, T'_3$ ) shuntés en anti parallèle par des diodes de récupération ( $D_1, D_2, D_3, D'_1, D'_2, D'_3$ ). Les semi-conducteurs de l'onduleur sont considérés comme des éléments binaires idéalisés

Pour simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion  $F_j(1,2,3)$ .



Figure(II.7) : Représentation des interrupteurs

Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états logiques possibles(0,1). Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ est fermé et } K_i' \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_i' \text{ est fermé et } K_i \text{ ouvert} \end{cases}$$

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_f(F_1 - F_2) \\ U_{bc} = U_f(F_2 - F_3) \\ U_{ca} = U_f(F_3 - F_1) \end{cases} \quad (\text{II. 38})$$

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

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II. 39})$$

En tenant compte des deux relations (II. 38) et(II. 39), on obtient les tensions simples suivantes :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_f}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b = \frac{U_f}{3}(-F_1 + 2F_2 - F_3) \\ V_c = \frac{U_f}{3}(-F_1 - F_2 + 2F_3) \end{cases} \quad (\text{II. 40})$$

Les systèmes d'équations(II. 40)peuvent s'écrire sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 41})$$

L'expression de courant à l'entrée de l'onduleur :

$$i_f = F_1 \cdot i_a + F_2 \cdot i_b + F_3 \cdot i_c$$

### II.5.2. Stratégies de Commande des onduleurs :

Parmi les différents types de commande, on trouve :

- La commande à créneaux de largeur variable.
- La commande à paliers (en marche d'escalier).
- La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).
- La commande à onde rectangulaire.

On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI

### II.5.3. Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-triangle) :

La modulation de la largeur d'impulsion (MLI) est une technique qui consiste à augmenter le nombre d'impulsions envoyées aux interrupteurs de l'onduleur. Cette méthode offre l'avantage de déplacer les harmoniques de faible rang vers des rangs plus élevés, ce qui facilite leur filtrage. Elle permet également de varier à la fois l'amplitude fondamentale de la tension de sortie et sa fréquence.

La technique MLI est utilisée pour déterminer les moments d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Elle implique le calcul des instants de commutation en utilisant l'intersection de trois tensions de référence sinusoïdales et une tension de modulation triangulaire.

Pour commander chaque bras, on compare le signal de référence (modulante) à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée. [43]

Les signaux de référence sont donnés par l'équation suivante :

$$V_{\text{ref}} = r \sin \left[ 2\pi f t - 2(j-1) \frac{\pi}{3} \right] \quad j = 1, 2, 3 \quad (\text{II. 42})$$

Avec :

$r$ : Le coefficient de réglage en tension qui représente le rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation.

L'équation de la porteuse sur une période est donnée par :

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n+1) & \text{si} \quad nT_p < t < (2n+1) \frac{T_p}{2} \\ \frac{-4t}{T_p} - (4n+3) & \text{si} \quad (2n+1)T_p < t < (n+1)T_p \end{cases} \quad (\text{II. 43})$$

$$\text{Ou : } T_p = \frac{1}{f_p} \text{ et } f_p = m \cdot f$$

Avec : indice de modulation qui est rapport entre la fréquence de la porteuse et la fréquence de la référence.

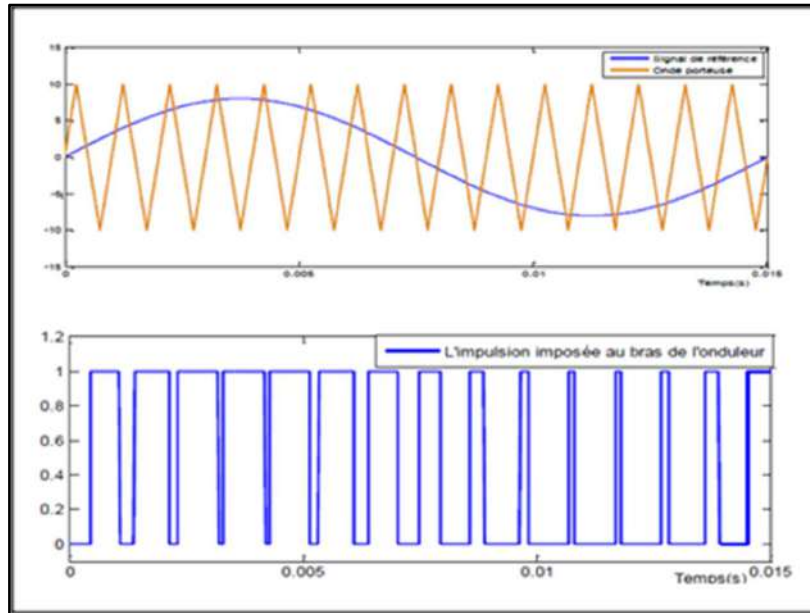


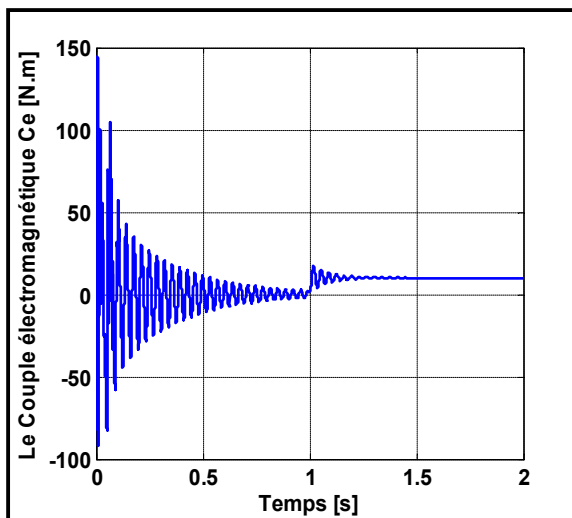
Figure (II. 8) : Principe de la commande MLI

## II.6. Résultats de simulation :

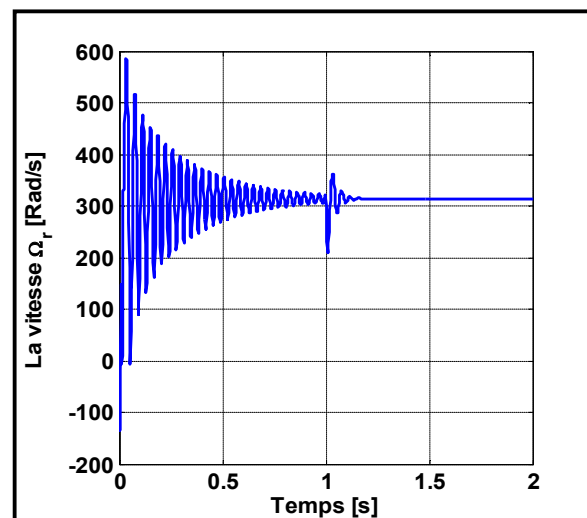
L'objectif de cette simulation est de confirmer la validité du modèle MSAP utilisé et d'étudier le fonctionnement du moteur dans deux conditions : alimentation directe à partir d'un réseau triphasé et via un onduleur de tension contrôlé par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

La charge est appliquée quand :  $t = 1[s]$ .

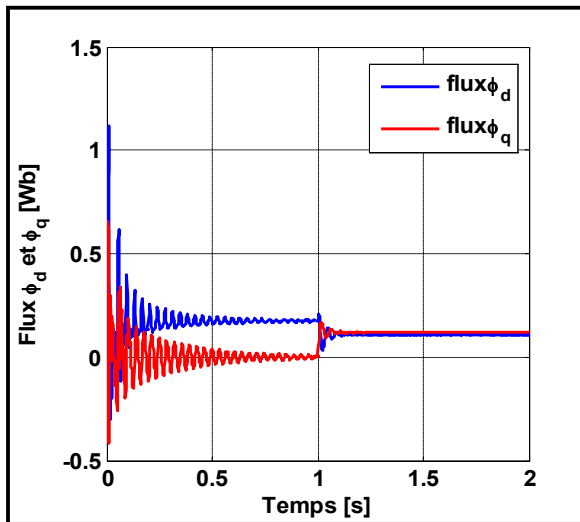
### ➤ Résultats de simulation de MSAP alimenté par réseaux triphasé



Figure(II. 9): La réponse de Couple Électromagnétique



Figure(II. 10): La réponse du La vitesse de rotation



Figure(II. 11): La réponse du flux  
 $\varphi_d - \varphi_q$

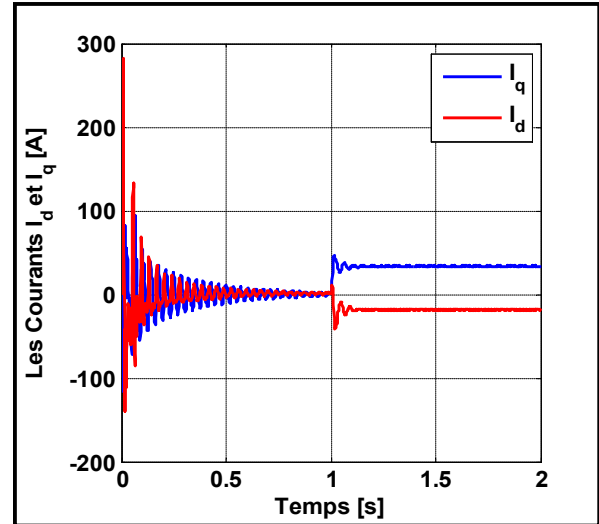


Figure (II. 12): La réponse du  
Courants  $I_d - I_q$

Figure (II.13) : les résultats de simulation de la MSAP alimenté  
Par Réseau triphasé

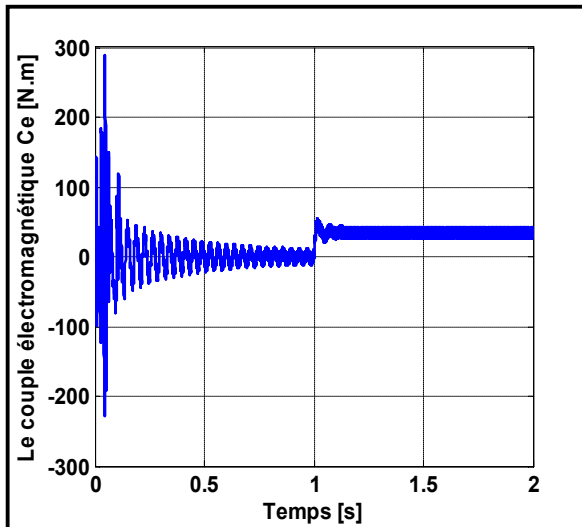
### ❖ Interprétation des résultats :

Les données de simulation, présentées dans la figure (II.13), dépeignent les paramètres physiques de la machine synchrone à aimant permanent, notamment la vitesse de rotation ( $\omega_r$ ), le couple électromagnétique  $C_e$ , les courants  $I_d$  et  $I_q$ , ainsi que les flux  $\varphi_d$  et  $\varphi_q$ .

- Pendant le régime transitoire, la vitesse présente des oscillations avant d'atteindre sa valeur nominale en régime permanent. Lors de ce régime permanent, la vitesse est très peu influencée par les variations de charge
- Lors du démarrage, le couple électromagnétique présente d'importantes oscillations. Lorsqu'un couple de charge est appliqué, le couple électromagnétique augmente avec des oscillations de courte durée, avant de tendre et de se stabiliser vers sa valeur en régime permanent, avec de faibles oscillations.
- L'allure des courants  $I_d$  et  $I_q$  présentent des pics assez importants pendant un temps puis s'établissent à la valeur du régime permanent avec des faibles oscillations.
- Une fois le régime permanent atteint, le flux  $\varphi_q$  s'annule complètement, tandis que le flux  $\varphi_d$  se stabilise à une valeur constante.



➤ Résultats de simulation de MSAP avec onduleur



Figure(II. 14): La réponse de Couple Électromagnétique

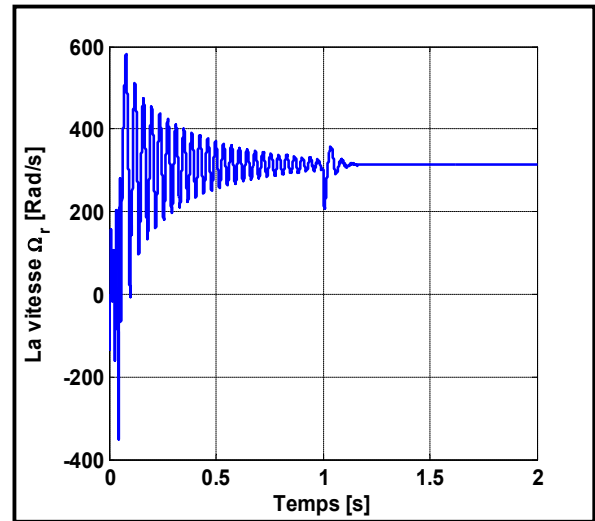
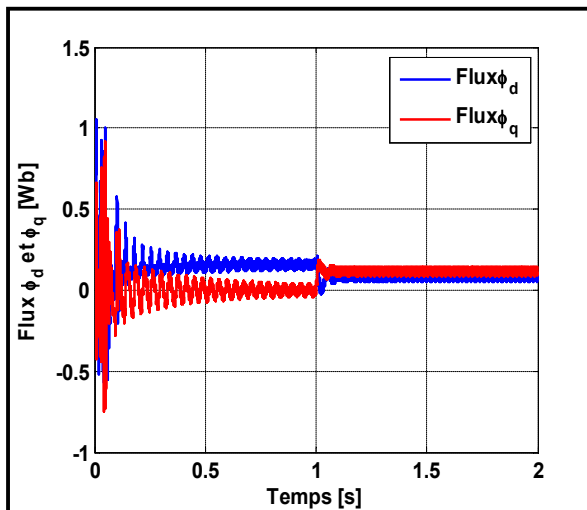


Figure (II. 15): La réponse du la vitesse de rotation



Figure(II. 16): La réponse du flux  $\phi_d - \phi_q$

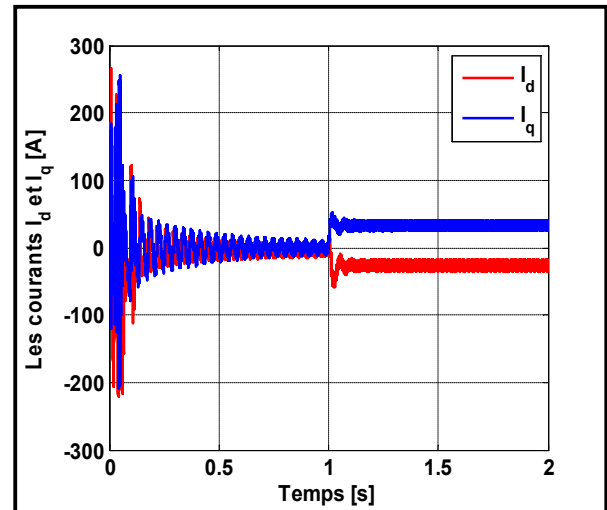


Figure (II. 17): La réponse du Courants  $I_d - I_q$

Figure (II.18) : représente résultat de simulation de la MSAP alimenté Par un onduleur de tension

### **❖ Interprétation des résultats :**

En comparant ces résultats (MSAP alimenté par l'onduleur) avec ceux obtenus précédemment (MSAP alimenté par le réseau triphasé équilibré), il est évident qu'ils sont semblables, mais la présence de l'onduleur impacte le fonctionnement.

### **I.7. Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons établi un modèle mathématique de la MSAP dont la complexité a été réduite en utilisant la matrice Park.

Nous avons aussi mis ce modèle sous forme de schéma-bloc simple pour pouvoir l'intégrer dans le logiciel SIMULINK. Ce logiciel nous a permis de vérifier le comportement de la machine et de valider notre modèle pour passer l'étape ultérieure de commande DTC.



# Chapitre III

### III.1. Introduction :

La technique de contrôle direct du couple (Direct Torque Control ou "DTC") repose sur l'orientation du flux statorique  $\varphi_s$ . Elle a été développée en 1985 par des chercheurs allemands et japonais dans le but de commander le couple des servomoteurs à haute puissance. Le DTC permet de commander de manière indépendante le couple et le flux des machines à courant alternatif, une fois qu'elles sont alimentées par un onduleur de tension sans régulation de courant via une boucle de rétroaction.

Au cours de ce chapitre, nous allons explorer de manière approfondie les fondements du Contrôle Direct du Couple (DTC) appliqué à la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Chaque aspect du DTC sera scruté en détail, et la configuration de contrôle sera exposée. En outre, nous déploierons le modèle de simulation de la MSAP dans l'environnement MATLAB (SIMULINK) afin d'illustrer ce dernier et d'analyser les résultats obtenus.

### III.2. L'objectif de la Commande DTC :

L'objectif d'une commande DTC est de maintenir les grandeurs du flux statorique et du couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis, par la sélection de la tension de sortie de l'onduleur à la sortie de ces régulateurs utilisés. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur tension approprié est appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Ce type de régulateur suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible.

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. [44]-[45]

### III.3. Principe de la DTC :

L'algorithme de la DTC est basé sur le réglage par hystérésis, à la fois du couple et du flux statorique. L'idée de base est de calculer les valeurs instantanées du couple et de flux à partir des mesures de courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques. Le couple et le flux sont contrôlés directement et indépendamment en sélectionnant de manière optimale les états de commutation de l'onduleur et en limitant les erreurs de flux et de couple au moyen de contrôleurs d'hystérésis de flux et de couple, dans les limites de la bande d'hystérésis. Le contrôle direct du couple permet un contrôle découplé du flux statorique et du couple électromagnétique dans le repère fixe ( $\alpha, \beta$ ). Il utilise une table de commutation pour la sélection d'un vecteur de tension approprié.

La sélection des états de commutation est directement liée à la variation du flux statorique et du couple de la machine. Par conséquent, la sélection est effectuée en restreignant les amplitudes de flux et de couple dans deux bandes d'hystérésis. Ces contrôleurs assurent une régulation séparée de ces deux quantités. Les entrées des contrôleurs d'hystérésis sont les erreurs de flux et de couple ainsi que leurs sorties déterminent le vecteur de tension approprié pour chaque période de commutation [46].

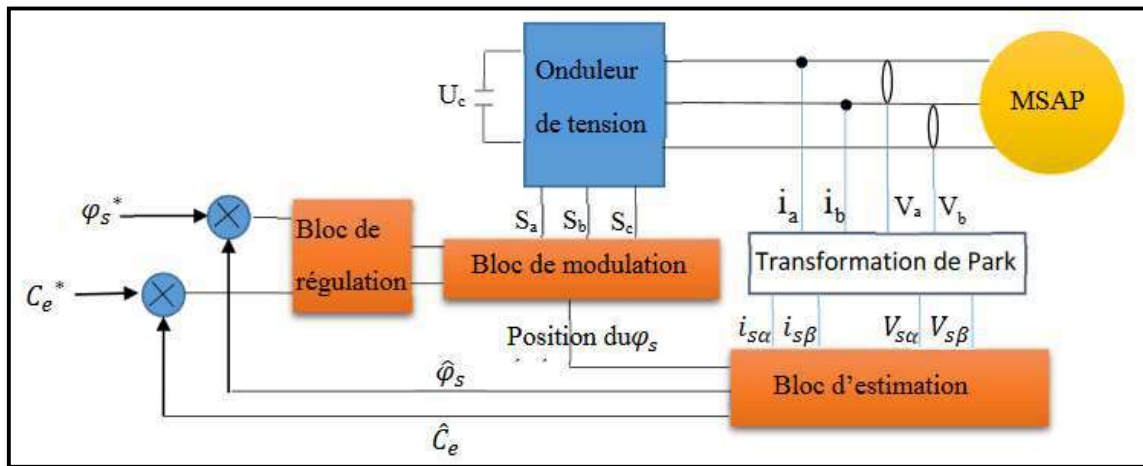


Figure (III.1) : Schéma synoptique de la commande DTC

### III.4. Description de la structure de contrôle :

#### III.4.1. Sélection du vecteur de tension :

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

- De la variation souhaitée pour module de flux statoriques  $\varphi_s$
- Du sens de rotation de  $\varphi_s$
- De l'évolution souhaitée pour le couple,
- De la position de  $\varphi_s$  dans référentiel du stator

Ainsi nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de  $\varphi_s$  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  $(\alpha, \beta)$  comme le montre la figure (III.2).

Lorsque le vecteur de flux  $\varphi_s$  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  $V_{i+1}$ ,  $V_{i+2}$ ,  $V_{i-1}$ ,  $V_{i-2}$  ; sur toute la zone  $N_i$  parcouru par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension  $V_s$  sélectionné reste de même [47].

- $V_{i+1}$  est sélectionné, alors les amplitudes du flux  $\varphi_s$  et du couple  $C_e$  croissent.
  - $V_{i+2}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux  $\varphi_s$  décroît et celle du couple  $C_e$  croît.
  - $V_{i-1}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux  $\varphi_s$  croît et celle du couple  $C_e$  décroît.
  - $V_{i-2}$  est sélectionné, alors les amplitudes du flux  $\varphi_s$  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  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont utilisés puisqu'ils peuvent augmenter ou diminuer le couple selon la position du flux  $\varphi_s$  dans secteur  $i$ .
  - Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnés alors la rotation du flux  $\varphi_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple, alors que le module du flux  $\varphi_s$  reste inchangée.

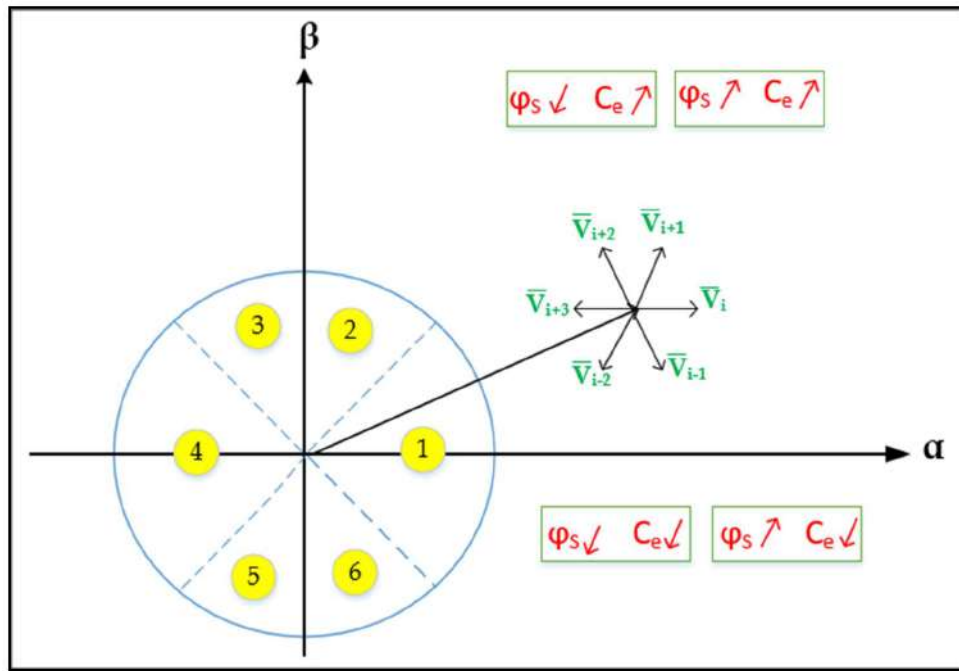


Figure (III.2) : Sélection du vecteur de tension.

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

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

Tableau (III.1) : Sens de variations du flux et du couple

### III.4.2 Estimation du Flux et du Couple :

Les principes de la DTC ont été décrits dans leur ensemble. Cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique  $\varphi_s$ . Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [48]-[49]-[50].

#### III.4.2.1 Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques du courant et de la tension de la machine. [51]-[52]

A partir de l'équation (III.1), on obtient les composantes ( $\alpha, \beta$ ) liées au stator du vecteur  $\varphi_s$ :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (\overline{V_{s\alpha}} - R_s \vec{I}_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (\overline{V_{s\beta}} - R_s \vec{I}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  sont déterminées à partir des commandes ( $T_a, T_b, T_c$ ), de la mesure de la tension  $U_c$  et en appliquant la transformée de Concordia :

$$\overline{V_s} = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} \quad (\text{III.2})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (T_a - \frac{1}{2}(T_b + T_c)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_c (T_b - T_c) \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

De même les courants  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$  sont obtenus à partir de la mesure des courants réels  $i_{sa}, i_{sb}$ , et  $i_{sc}$  ( $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$ ) et par application de la transformation de Concordia :

$$\vec{I}_s = I_{s\alpha} + j I_{s\beta} \quad (\text{III.4})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\hat{\varphi}_{s\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{s\beta}^2} \quad (\text{III.6})$$

La zone Ni dans laquelle se situe le vecteur  $\vec{\varphi}_s$  est déterminée à partir des composantes  $\varphi_{s\alpha}$  et  $\hat{\varphi}_{s\beta}$ . L'angle  $\theta$  entre le référentiel ( $\alpha, \beta$ ) est le vecteur  $\vec{\varphi}_s$  est égal à :

$$\theta = \text{Arctg} \frac{\hat{\varphi}_{s\beta}}{\hat{\varphi}_{s\alpha}} \quad (\text{III.7})$$

### III.4.2.2 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant statorique donnée par l'équation : [53]

$$\hat{C}_e = P [\hat{\varphi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (\text{III.8})$$

## III.5. Elaboration du vecteur de commande pour la DTC :

### III.5.1 Le correcteur du flux :

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III-3).

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique.

On peut écrire alors : [54]

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta\varphi_s > \varepsilon_\varphi & \text{alors } k_\varphi = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi & \text{et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0 \quad \text{alors } k_\varphi = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi & \text{et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0 \quad \text{alors } k_\varphi = 1 \\ \text{Si } \Delta\varphi_s < -\varepsilon_\varphi & \text{alors } k_\varphi = 0 \end{array} \right.$$

$k_\varphi = 0$  Signifier qu'il faut réduire le flux.

$k_\varphi = 1$  Signifier qu'il faut augmenter le flux.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques



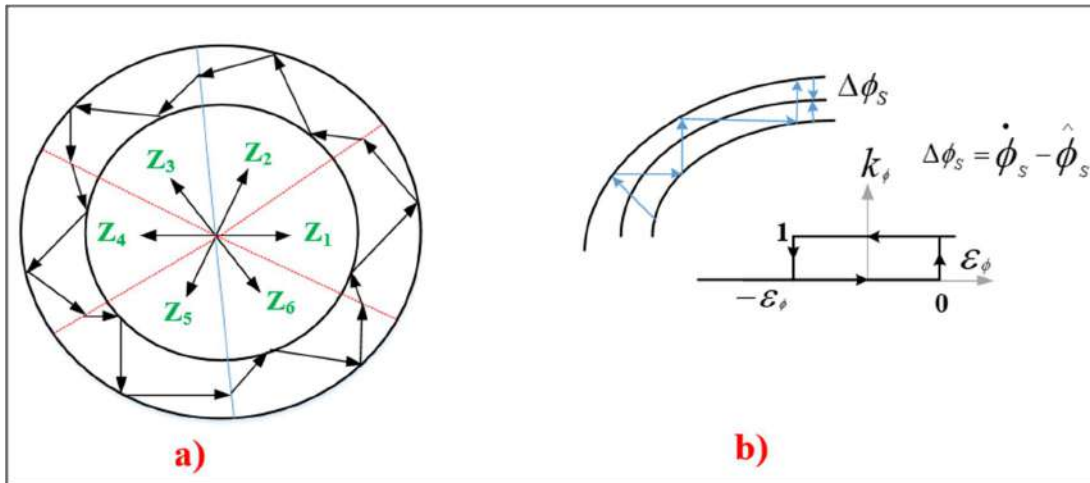


Figure (III.3) : Le correcteur du flux

- a) Sélection des tensions  $V_i$  pour contrôler le flux.
- b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux.

### III.5.2 Le correcteur du couple

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites : : [55]

$$|C_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C_e \quad (III.9)$$

Avec :  $C_{ref}$  la référence de couple et  $C$  la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées :

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

### III.5.3. Le correcteur à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\varphi_s$ . N'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux  $\varphi_s$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones  $N_i$ , on s'aperçoit que pour chaque zone  $i$ , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [53].

### III.5.4. Le correcteur à hystérésis à trois niveaux :

Il 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 booléenne  $C_{cpl}$  indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $C_{cpl} = 1$  pour une consigne positive et  $C_{cpl} = -1$  pour une consigne négative) ou diminuée ( $C_{cpl} = 0$ ) [53].

### III.6. Elaboration De La Table De Commande :

Cette table est construite en fonction de l'état des variables  $\Delta \varphi_s$  et  $\Delta C_e$ , et de la zone  $N_i$  de position de  $\varphi_s$ .

Elle définit par TAKAHASHI [29] est donnée par le tableau (III.2).

$\Delta \varphi_s$	$\Delta C_{em}$	Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3	Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
0	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$
1	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$

**Tableau (III.2) :** Table de localisation selon 'I. Takahashi' pour le réglage du flux et du couple (DTC classique)

### III.7. Stratégie de commande directe de couple et de flux :

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui est basée sur l'algorithme suivant : [56]-[57]

- le domaine temporel est divisé en des périodes de durée  $T_e$  réduites ( $T_e \leq 50 \mu s$ ).
- pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MSAP.
- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique, en utilisant les équations (III.1-7).
- On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation (III.8).
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit.

### III.8. Contrôle du vecteur flux statorique :

On se place dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  lié au stator de la machine. Le flux statorique de la MSAP est obtenu à partir de l'équation suivante : [58]

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{III.10})$$

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel de Concordia est:

$$\vec{\varphi}_s(t) = \int_0^t (\vec{V}_s - R_s \vec{I}_s) dt + \vec{\varphi}_s(0) \quad (\text{III.11})$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors :

$$\vec{\varphi}_s(t) = \vec{\varphi}_s(0) + \int_0^t \vec{V}_s dt \quad (\text{III.12})$$

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

$$\vec{\varphi}_s(k+1) \approx \vec{\varphi}_s(k) + \vec{V}_s T_e \quad (\text{III.13})$$

$$\Delta \vec{\varphi}_s = \vec{V}_s T_e \quad (\text{III.14})$$

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

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

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

$T_e$  : C'est la période d'échantillonnage.

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'aimants tourne avec le rotor. Par conséquent les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes, ils devraient toujours en mouvement par rapport au flux rotorique.

Pour une période d'échantillonnage constante,  $\Delta \vec{\varphi}_s$  est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator de la MSAP, la figure (III.4) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

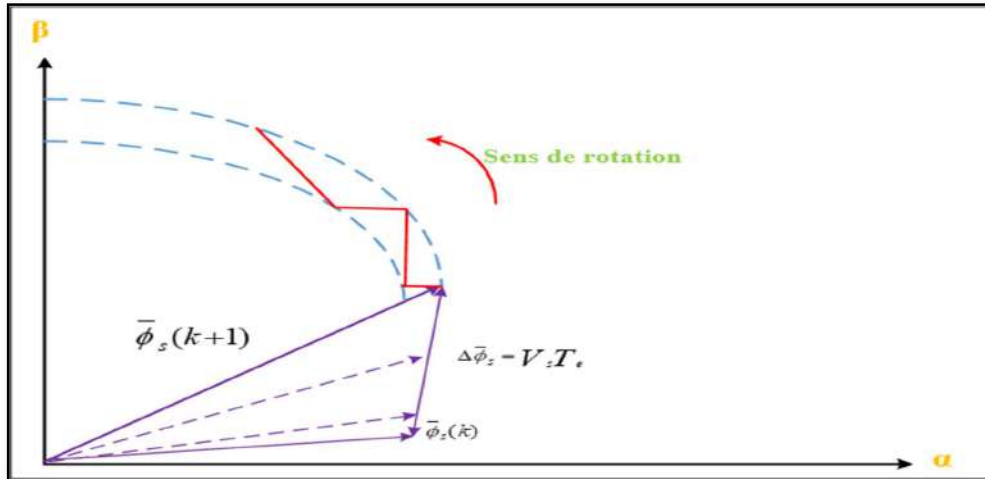


Figure (III.4) : Evolution du vecteur du flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa. [59]-[60]-[61]

### III.9. Contrôle du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante: [58]

- On peut contrôler le vecteur  $\vec{\phi}_s$  à partir du vecteur  $\vec{V}_s$ .

$$C_{em} = K(\vec{\phi}_s * \vec{\phi}_f) = K \|\vec{\phi}_s\| \|\vec{\phi}_f\| \sin \delta \quad (\text{III.15})$$

$$\text{Tel que : } k = \frac{P}{L_{sq}} \quad (\text{III.16})$$

Avec :

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

$\vec{\phi}_s$  : Vecteur de flux statorique

$\vec{\phi}_f$  : Vecteur de flux rotorique- le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs  $\vec{\phi}_s$  et  $\vec{\phi}_f$  et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\vec{\phi}_s$  (à partir de  $\vec{V}_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de  $\vec{\phi}_s$  et le couple électromagnétique de façon découplée

**III.10. Structure Générale de la DTC appliqué au MSAP :**

La structure de la commande DTC appliquée au MSAP est représentée sur la figure (III.5). On utilise le tableau classique des séquences proposées par TAKAHASHI. Le choix du vecteur  $V_s$  est effectué à chaque période d'échantillonnage  $T_e$

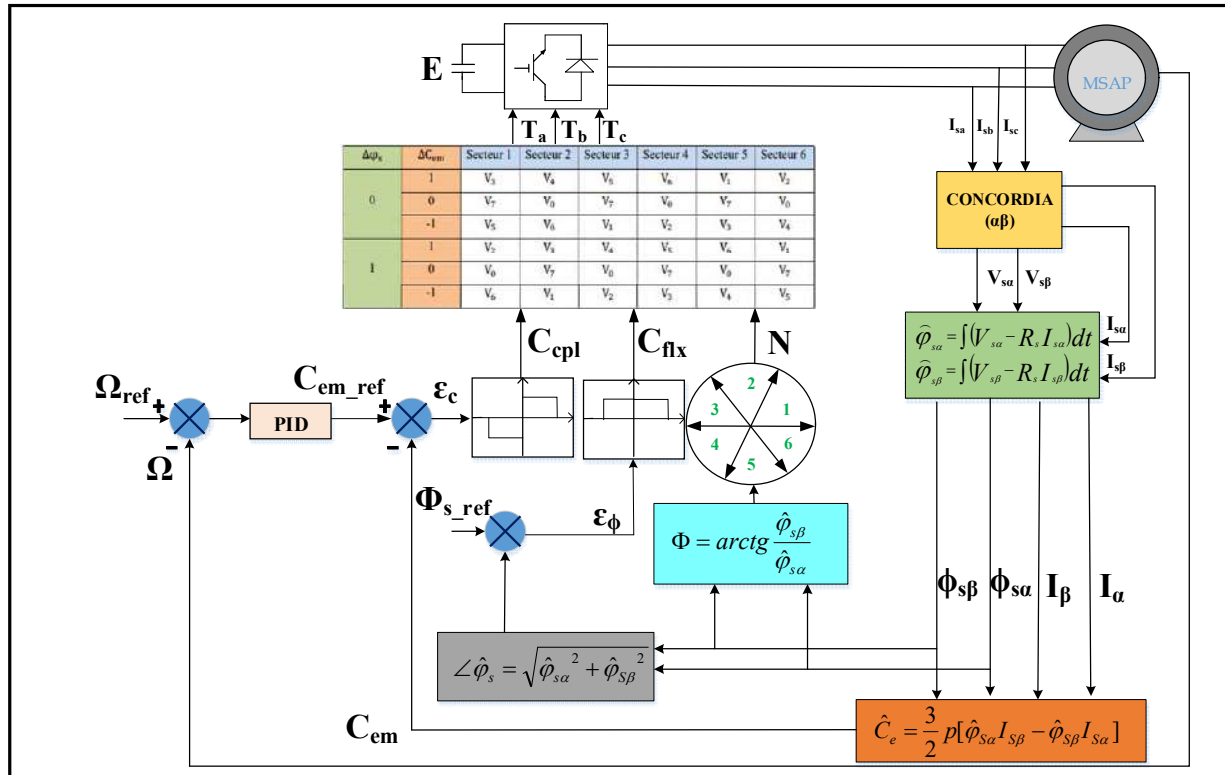


Figure (III.5) : Structure générale de la commande DTC.

**III.11. Les Caractéristiques Générales D'une Commande Directe Du Couple :**  
[62]

- La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions statorique de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

### III.12. Régulateur de vitesse PID :

Les régulateurs les plus couramment utilisés dans l'industrie sont les régulateurs PID (proportionnel, intégral, dérivé) car ils offrent la possibilité de régler les performances (amortissement, temps de réponse, dépassement, etc.) d'un système de régulation pour un processus modélisé de premier ordre ou de deuxième ordre. La plupart des régulateurs utilisent un algorithme similaire à celui désigné sous le nom de PID.

- P : Action proportionnelle ;
- I : Action intégrale ;
- D : Action dérivée

Pour adapter un régulateur à différents systèmes, il est nécessaire d'ajuster les coefficients (ou paramètres) de l'algorithme correspondant.

- Paramètre  $K_p$  pour le réglage de l'action proportionnelle.
- Paramètre  $K_i$  pour le réglage de l'action intégrale.
- Paramètre  $K_d$  pour le réglage de l'action dérivée.

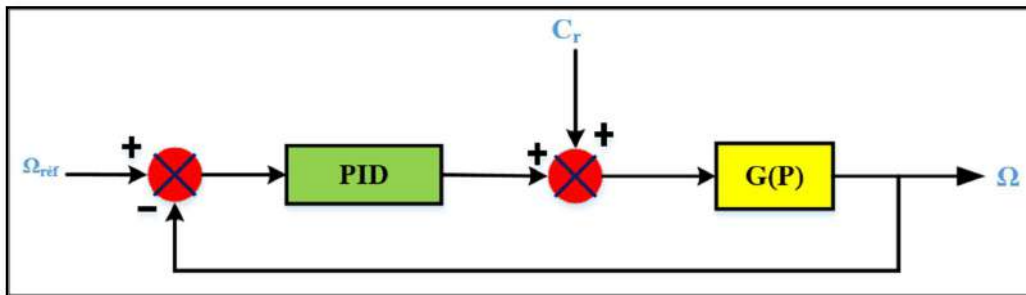


Figure (III.6) : Schéma de la régulation de vitesse de la MSAP par un correcteur PID

La loi de commande est de la forme :

$$U(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (\text{III.17})$$

Sa fonction de transfert est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \cdot s = K_p \left( 1 + T_d \cdot s + \frac{1}{K_i \cdot T_i} \right) \quad (\text{III.18})$$

En règle générale, le régulateur PID présente les avantages suivants :

- L'action proportionnelle contribue à améliorer la stabilité du système.
- L'action intégrale est utilisée pour réduire l'erreur en régime permanent.
- L'action dérivée est souvent employée pour augmenter la réactivité du système en boucle fermée.

La méthode utilisée est du type Essai-Erreur-Dépassement [63]

Les coefficients obtenus sont : 
$$\begin{pmatrix} K_p=1048 \\ K_i=25 \\ K_d=1 \end{pmatrix}$$

### III.13. Les avantages et les inconvénients de cette technique :

#### III.13.1 Les avantages :

- Il n'est pas nécessaire des calculs dans le repère rotorique
- Il n'exige pas un découplage des courants par rapport aux tensions comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est importante ;
- La réponse dynamique est très rapide ;

#### III.13.2 Les inconvénients :

- L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- L'existence des oscillations du couple ;
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis) cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et les oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques [64].

### III.14. Résultats de simulation :

Pour démontrer le comportement d'une structure de commande DTC appliquée à un moteur synchrone à aimants permanents, alimenté par un onduleur de tension triphasé et régulé par une boucle de vitesse avec un correcteur PID, nous avons utilisé le logiciel de simulation Matlab/Simulink. Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse de cette commande, nous avons simulé le système dans divers modes de fonctionnement.

- Fonctionnement à vide et en charge

Les figures ci-dessous présentent les résultats de simulation sur 1 s pour un couple de référence de 35N.m.

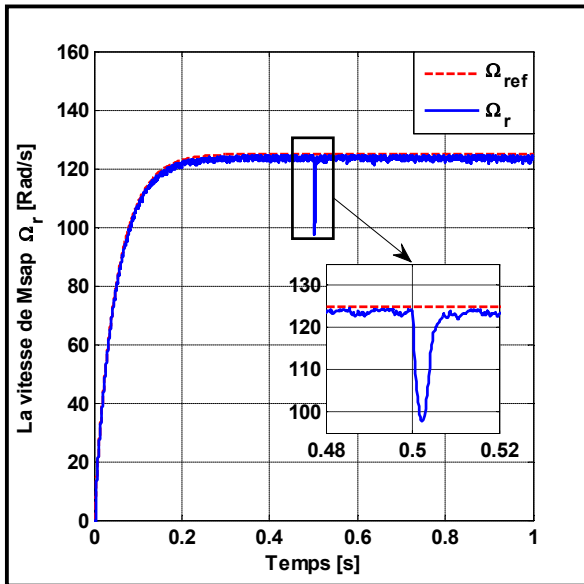


Figure (III.7) : La réponse de la vitesse de rotation

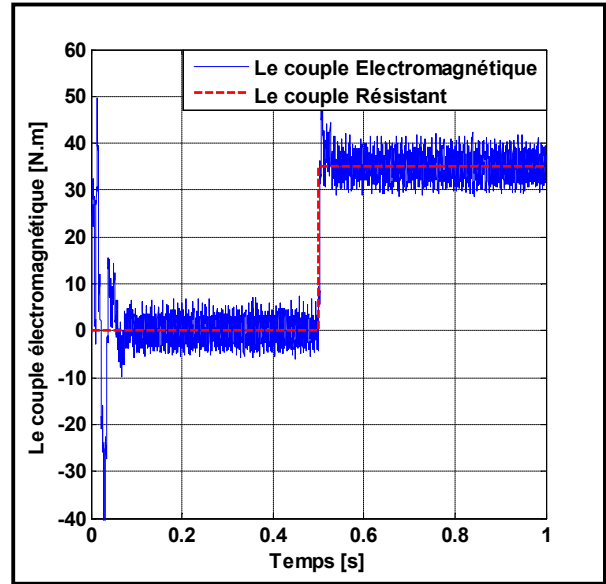


Figure (III.8) : La réponse du couple électromagnétique

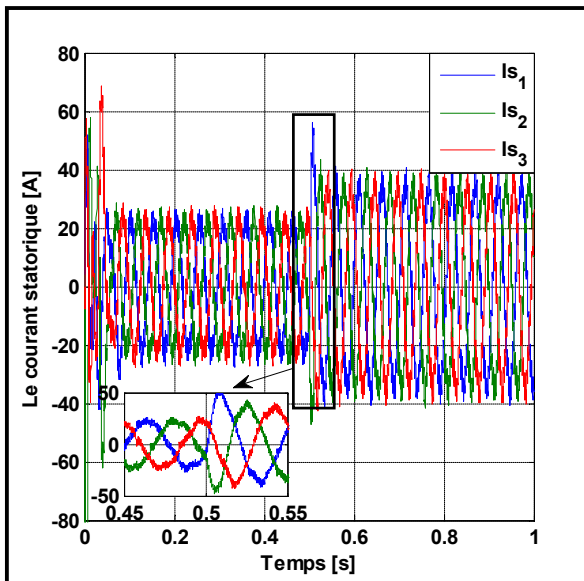


Figure (III.9) : La réponse des courants statorique

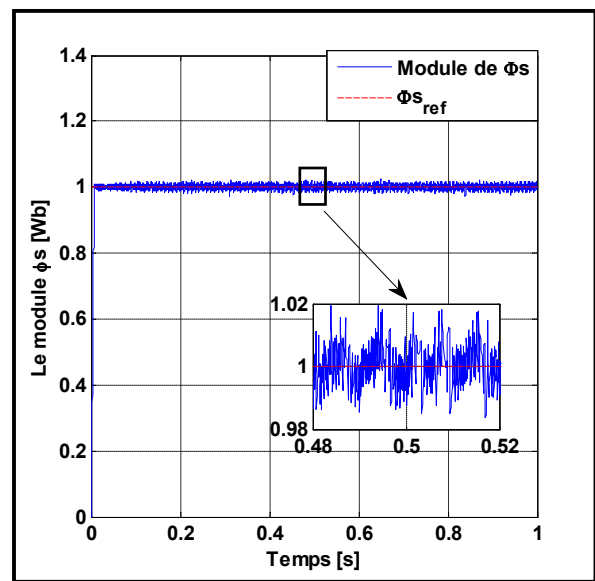


Figure (III.10) : La réponse du module du flux statorique



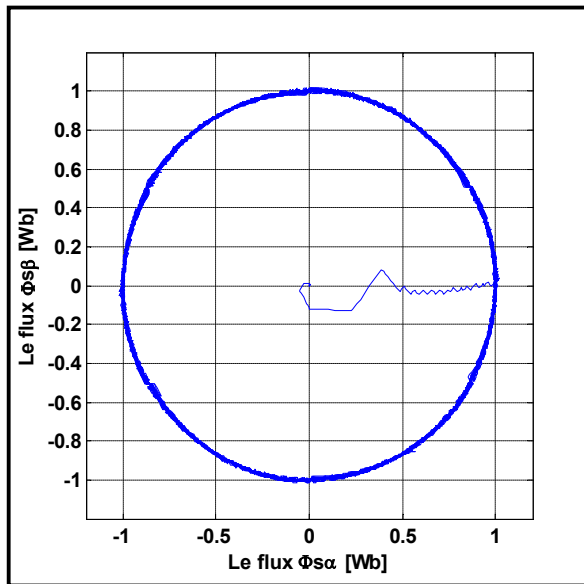


Figure (III.11) : La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel ( $\alpha$ ,  $\beta$ )

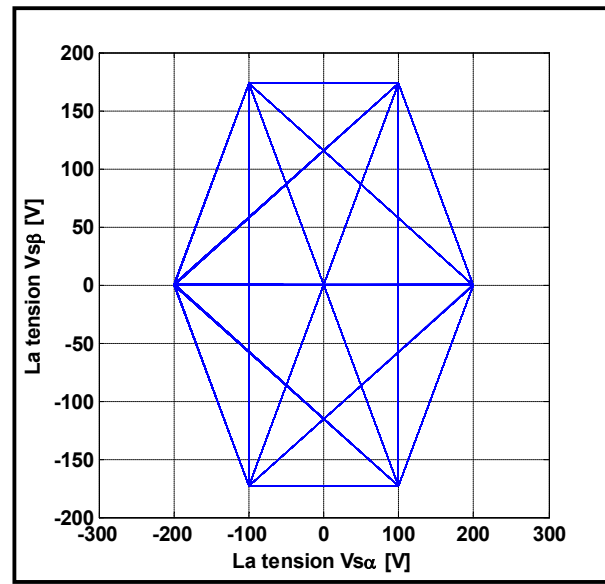


Figure (III.12) : La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel ( $\alpha$ ,  $\beta$ )

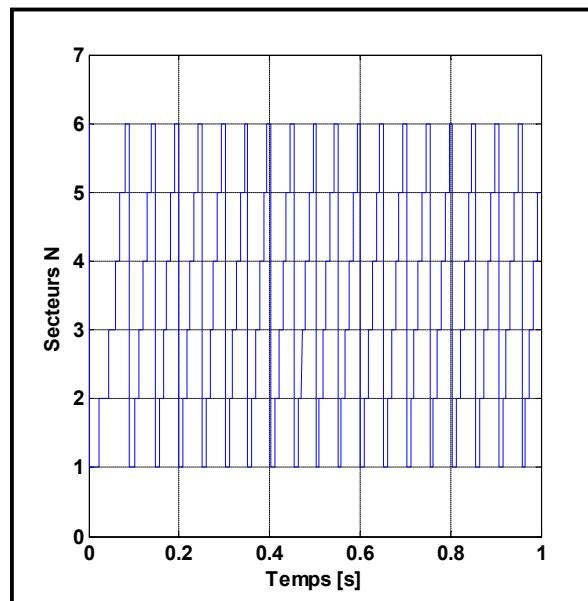


Figure (III.12) : L'évolution des secteurs de répartition de flux statorique estimée dans le plan référentiel ( $\alpha$ ,  $\beta$ )

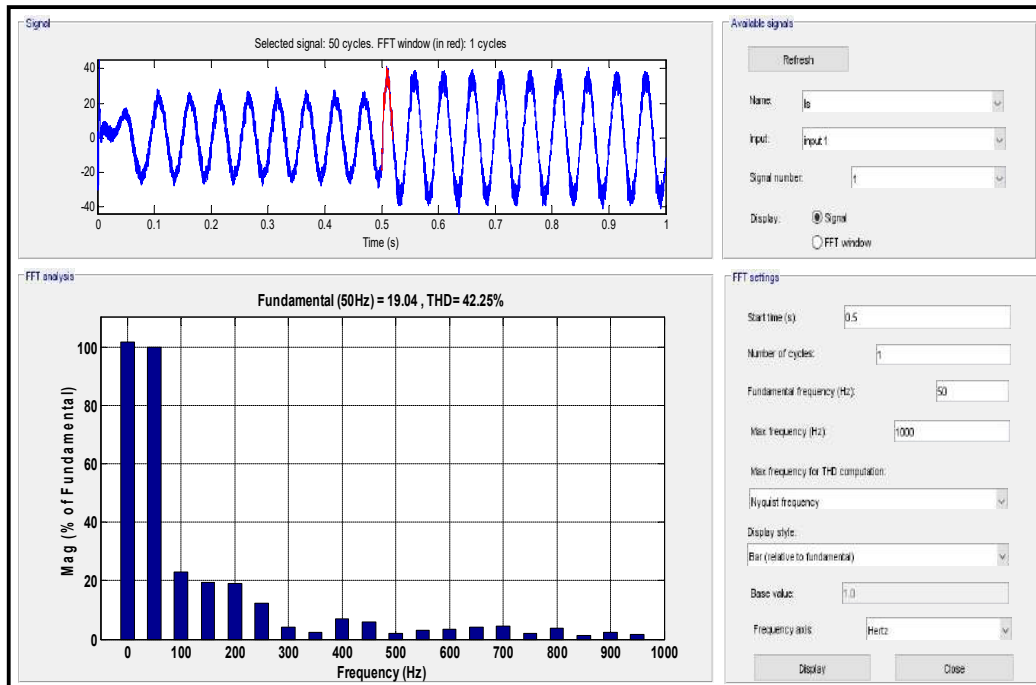


Figure (III.13) : Le taux distorsion harmonique (THD)

### ➤ Interprétation des résultats :

- Pour la figure (III.7), on observe que la vitesse de rotation dépasse légèrement sa valeur nominale au démarrage avant de se stabiliser à 125 [rad/s].
- Par ailleurs, la figure (III.8) illustre le couple électromagnétique, qui présente initialement un pic atteignant presque 35 [N.m], avant de suivre le couple de référence pour ramener la machine à son régime établi par l'application de la charge à  $t = 0.5[s]$  qui provoque une perturbation dans le comportement de la vitesse. Après cette instant, l'influence des perturbations devenue négligeable grâce à la robustesse de system. Il est à noter que le couple électromagnétique présente des ondulations causées par la fréquence de commutation variable des interrupteurs de l'onduleur, due à la présence des comparateurs à hystérésis.
- La figure (III.9) montre l'évolution temporelle du courant statorique, qui présente une forme sinusoïdale qui atteint 100A dans le régime transitoire et 22A dans le régime permanent ; et après l'application de la charge, le pic atteint une valeur de 35 A.
- La figure (III.10), illustre le module du flux statorique suit sa référence sans dépassement et se montre insensible à l'application du couple de charge.

- La figure (III.11) montre la trajectoire du flux statorique estimé qui est parfaitement circulaire (parmi les caractéristiques de la commande DTC).
- La figure (III.13), montre le taux distorsion harmonique (THD) dans le courant qui est 42%.

**III.15. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous allons constituer une approche théorique de la DTC, ainsi qu'une vérification avec la MSAP par simulation sous MATLAB.

On peut conclure après les résultats de simulation que la DTC présente une bonne performance dynamique représentée dans la rapidité de la réponse, par contre il existe aussi des ondulations au niveau de couple et de flux.

Pendant ces circonstances on va utiliser la commande DTC basé sur les systèmes de neuro- floues dans le chapitre suivant.



# Chapitre IV

**IV.1. Introduction :**

Les systèmes neuro-flous sont nés de l'association des réseaux de neurones et de la logique floue, de manière à tirer profits des avantages de chacune de ces deux techniques. Cependant, la logique floue permet une spécification rapide des tâches à accomplir à partir de la connaissance symbolique disponible. Le réglage précis du système obtenu et l'optimisation de ses différents paramètres reste néanmoins beaucoup plus difficile dans de nombreux cas. Par contre les modèles les plus courants de RNA, n'autorisent pas l'incorporation de connaissance a priori mais permettent de réguler par Apprentissage le comportement précis du système.

Donc, la principale propriété des systèmes neuro-flous est leur capacité à traiter dans un même outil des connaissances numériques et symboliques d'un système. Ils permettent donc d'exploiter les capacités d'apprentissage des réseaux de neurones d'un part et les capacités de raisonnement de la logique floue d'autre part.

L'intégration des réseaux de neurones et les systèmes d'inférence flous peuvent être formulés en trois principales catégories : coopérative, concurrentes et hybride.

Dans ce chapitre nous allons proposer une définition des systèmes neuro-flous, les différents types avec le principe de fonctionnement de chaque catégorie. Nous donnons ensuite les avantages de cette approche qui sera suivie par quelques modèles proposés et réalisés dans différents secteurs.

**IV.2. La logique floue :**

La logique floue se base sur la théorie des ensembles vise à représenter les connaissances incertaines et imprécises et fournit un moyen approximatif mais efficace pour décrire le comportement des systèmes qui sont trop complexes ou mal définis. La logique floue utilise des instructions progressives plutôt que la logique (booléenne) qui est strictement vrai ou faux.

La conception d'un système basée sur la logique floue commence par le choix des variables linguistiques (entrées et sorties du contrôleur), le pas suivant consiste à définir l'univers du discours pour chaque variable linguistique, c'est-à-dire un ensemble de valeurs que la variable peut prendre.[65]

**IV.2.1. Principes de la logique floue :**

Les domaines d'applications de la logique floue concernent principalement les problèmes où les données ne peuvent être formulées de manière explicite, ainsi que des techniques de contrôle et de réglages, lorsque les moyens classiques atteignent leurs limites (Exemples systèmes non linéaires, etc.). La logique floue est bien connue par des automaticiens pour ses applications dans le contrôle et commande de procédés, appelé alors couramment « contrôle flou ».

Tout comme un contrôleur (ou correcteur) classique [66], Son but est de traiter les problèmes de commande de processus avec une approche différente de l'automatique classique.

#### IV.2.2. Notions de sous-ensembles flous :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \in A \\ 0 & \text{si } x \notin A \end{cases} \quad (\text{IV. 1})$$

Un sous ensemble flou  $A$  de  $X$  est défini par une fonction d'appartenance qui associe a chaque élément  $x$  de  $X$ , le degré  $\mu_A(x)$ , compris entre 0 et 1 avec lequel  $x$  appartient à  $A$  : [67]

$$\mu_A(x) \in [0 \quad 1] \quad (\text{IV. 2})$$

#### IV.2.3. Commande par logique floue :

La commande par logique floue permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans avoir recours à des modélisations approfondies. En se basant sur des variables linguistiques, le régulateur flou utilise des inférences avec plusieurs règles. Par ces derniers, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique.

Dans la suite, on présente les bases générales de la commande par logique floue et la procédure de la conception d'un tel réglage. Ceci va permettre d'appliquer cette technique dans la commande des machines synchrones.

#### IV.2.4. Principes généraux d'une commande par logique floue :

Le schéma synoptique de la figure (IV.1) résume le fonctionnement de la commande par logique floue. Il comporte quatre blocs principaux : La fuzzification, la base de connaissance, l'inférence et la défuzzification.[68]

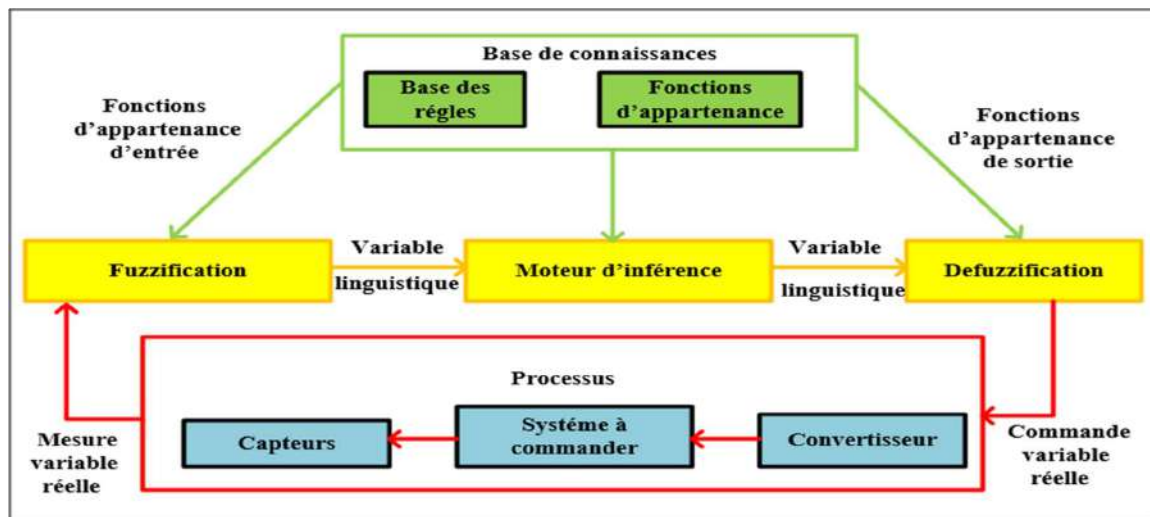


Figure (IV.1) : Principe de la commande par logique floue

Les blocs cités au paravent permettent de générer respectivement les fonctions suivantes :

- 1.) **Bloc de fuzzification** : Il établit d'une part les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées et d'autre part il effectue une conversion des données d'entrée en valeurs linguistiques convenables considérées comme l'étiquette des ensembles flous.
- 2.) **Bloc de base de connaissance** : Il comporte une connaissance dans le domaine d'application ciblé et le résultat de commande prévu. Il est constitué par une "base de données" et une "base de règles linguistiques floues de commande". La base de données effectue des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commande et manipuler les données floues. La base de règles représente la stratégie de commande obtenue par le biais des règles de commande linguistiques.
- 3.) **Bloc moteur d'inférence** : C'est le cœur de la commande floue, il possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue.
- 4.) **Bloc défuzzification** : Il établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie et effectue une défuzzification qui fournit un signal de commande non-flou à partir du signal flou déduit.

Comme le système à commander ne reçoit que des valeurs déterministes, la commande floue convertit les valeurs déterministes à son entrée en valeurs floues, les traite avec les règles floues et reconvertit le signal de commande de valeurs floues en valeurs déterministes.

### IV.3. Le neurone artificiel :

Les réseaux de neurones artificiels sont des réseaux fortement connectés de processeurs élémentaires fonctionnant en parallèle. Chaque processeur élémentaire calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit. Toute structure hiérarchique de réseaux est évidemment un réseau [69]. Beaucoup de topologie sont été développées, parmi eux : multicouche, à connexion locale, à connexion récurrentes, connexion complète..., etc.

#### IV.3.1. Neurone biologique :

Le cerveau humain contient environ 100 milliards de neurones biologique. Les neurones biologiques sont une cellule vivante spécialisée dans le traitement des signaux électriques. Un neurone typique a plusieurs composants. Les dendrites, le corps cellulaire et l'axone.

Le corps cellulaire, qui fait la somme des influx, qui lui proviennent ; si cette somme dépasse un certain seuil, il envoie lui-même un influx par intermédiaire de l'axone.

L'axone, qui permet de transmettre les signaux émis par le corps cellulaire aux autres neurones.

Les dendrites, qui sont les récepteurs principaux du neurone, captant les signaux qui lui parviennent.

Les synapses, qui permettent aux neurones de communiquer avec les autres via les axones et les dendrites [70].

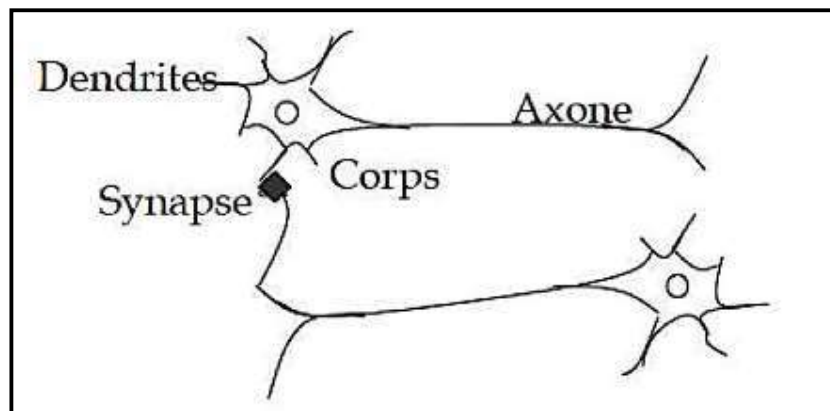


Figure (IV.2) : Neurone biologique.

#### IV.3.2. Le neurone formel :

Un neurone formel est une fonction algébrique non linéaire et bornée. Les modèles les plus utilisés sont basés sur le modèle développé par Mc Culloch & Pitts. Le neurone peut être représenté par une cellule possédant plusieurs entrées et une sortie [71].



IV.3.2.1. Définition :

C'est un processeur très simple qui calcule une somme pondérée et qui applique à cette somme une fonction de transfert non linéaire (échelon, sigmoïde, gaussienne, ...) [72].

Ainsi, quand des signaux d'entrée  $X_1, X_2, \dots, X_n$  arrivent au neurone par des liens de raccordement avec les poids associés  $w_1, w_2, \dots, w_n$ , respectivement, l'entrée résultante du neurone, appelée l'entrée nette, est la somme pondérée.

$$\sum_{i=0}^n w_i x_i \tag{IV.3}$$

Si le seuil de polarisation est  $b$  et la fonction d'activation est  $f(z)$  alors la sortie de ce neurone est :

$$y = f\left(\sum_{i=0}^n w_i x_i - b\right) \tag{IV.4}$$

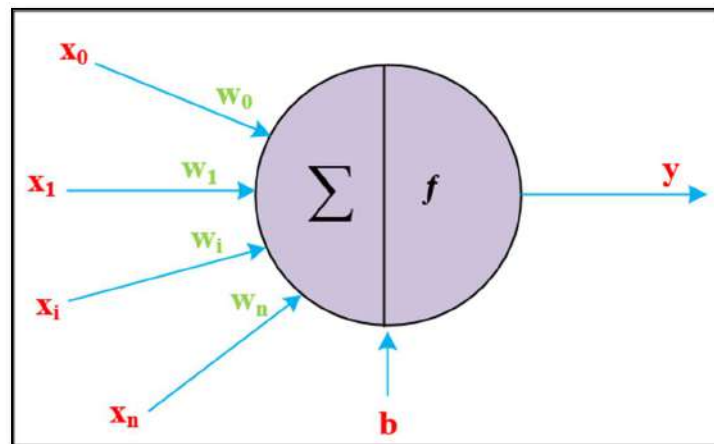


Figure (IV.3) : Neurone formel

Les fonctions d'activation les plus utilisées sont les suivantes :

Fonction d'activation	Tout ou Rien	Fonction Signe	Saturation	Fonction gaussienne
Forme Graphique				

Tableau (IV.1) : Les fonctions d'activation

### IV.3.2.2 Fonctionnement de base des réseaux de neurones formels :

Un RNA est un ensemble de neurones formels (d'unités de calcul simples, de nœuds processeurs) associés en couches (ou sous-groupes) et fonctionnant en parallèle. Dans un réseau, chaque sous-groupe fait un traitement indépendant des autres et transmet le résultat de son analyse au sous-groupe suivant [73]. L'information donnée au réseau va donc se propager couche par couche, de la couche d'entrée à la couche de sortie, en passant ne soit par aucune, une ou plusieurs couches intermédiaires (dites couches cachées). Il est à noter qu'en fonction de l'algorithme d'apprentissage, il est aussi possible d'avoir une propagation de l'information à reculons ("back propagation"). Habituellement (excepté pour les couches d'entrée et de sortie), chaque neurone dans une couche est connecté à tous les neurones de la couche précédente et de la couche suivante [74] [75]. Les RNAs ont la capacité de stocker de la connaissance empirique et de la rendre disponible à l'usage, ce qui leur donne des habiletés de traitement (et donc la connaissance) représentées par des poids synaptiques, obtenus par des processus d'adaptation ou d'apprentissage.

En effet, les RNAs ressemblent donc au cerveau car non seulement, la connaissance est acquise par le biais d'un apprentissage mais de plus, cette connaissance est stockée dans les connexions entre les entités adaptées aux poids synaptiques.

### IV.3.3. Architecture des réseaux de neurones :

Les réseaux neuromimétiques peuvent se répartir en deux grandes catégories : la première est dite « réseaux à couches », la seconde est appelée « réseaux récurrent » qui présente certaine complexité par rapport à la première.

La connectivité des réseaux peut être totale, c'est-à-dire que tous les neurones sont connectés entre eux ou bien, par couches, et dans ce cas les neurones d'une couche ne sont connectés qu'aux neurones de la couche suivante [76].

#### IV.3.3.1. Réseaux multicouches :

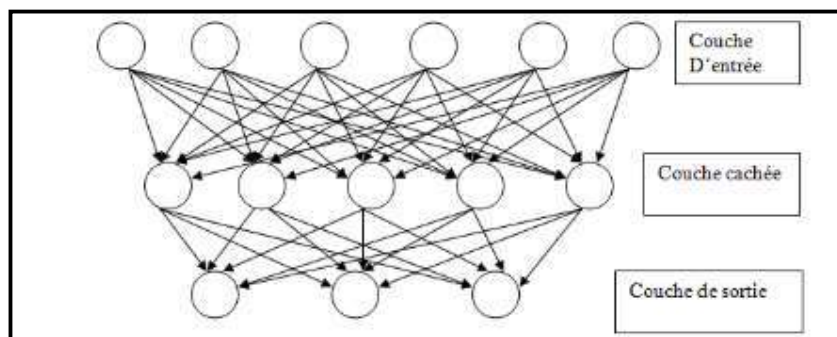


Figure (IV.4) : Réseau de neurone non bouclé.

Les neurones sont arrangés par couches. Il n'y a pas de connexion entre neurones d'une même couche et les connexions ne se font qu'avec les neurones des couches en aval. Habituellement, chaque neurone d'une couche est connecté à tous les neurones de la couche suivante et celle-ci seulement. Par extension, on appelle couche d'entrée l'ensemble des neurones d'entrée, couche de sortie l'ensemble des neurones de sortie. Les couches intermédiaires n'ayant aucun contact avec l'extérieur sont appelées couches cachées.

#### IV.3.3.2. Réseaux à connexions locales :

Il s'agit d'une structure multicouche. Chaque neurone entretient des relations avec un nombre réduit et localisé de neurones de la couche en aval. Les connexions sont donc moins nombreuses que dans le cas d'un réseau multicouche classique.

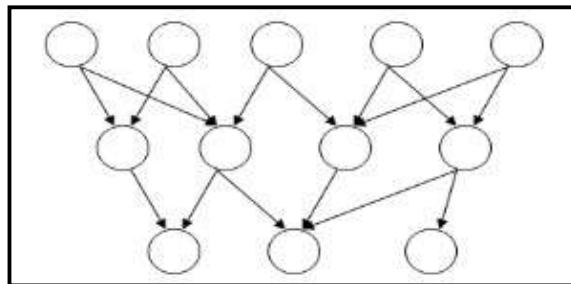


Figure (IV.5) : Réseau à connexions locales.

#### IV.3.3.3. Les réseaux de neurones récurrents :

Nous trouvons des boucles, soit au niveau des neurones, soit entre les couches, on distingue dans cette catégorie les réseaux à connexion symétriques, ils sont utilisés généralement, dans la modélisation de systèmes dynamiques, la détection automatique des clusters [76].

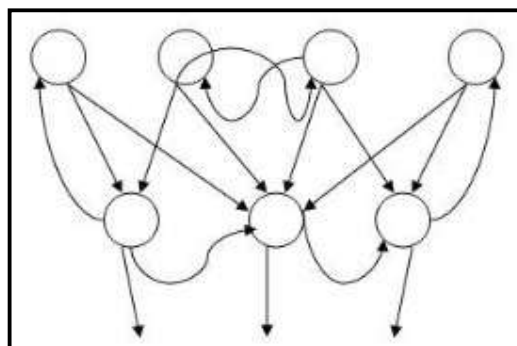


Figure (IV.6) : Réseau de neurone bouclé.

**IV.3.3.4. Les réseaux de neurones à connexion complète :**

C'est la structure d'interconnexion la plus générale. Chaque neurone est connecté à tous les neurones du réseau (et à lui-même).

Il existe de nombreuses autres architectures possibles, mais celles-ci sont les plus utilisées.

**IV.3.4. Types d'apprentissages :**

Il existe principalement trois types d'apprentissage :

- Apprentissage supervisé qui nécessite un 'professeur' qui présente au réseau des couples de vecteurs entrée-sortie désiré. Il est effectué de la façon suivante : On présente au réseau les valeurs d'entrées et on calcule sa sortie correspondante, ensuite les poids sont ajustés de manière à réduire l'erreur de sortie. La rétro-propagation est la méthode d'apprentissage la plus utilisée pour l'entraînement des réseaux statiques.
- Apprentissage non supervisé où la connaissance de la sortie désirée n'est pas nécessaire. Dans ce cas, le réseau organise lui-même les entrées qui lui sont représentées de façon à optimiser un critère de coût donné et sans qu'on lui fournisse d'autres éléments de réponses. Cette propriété est appelée propriété d'auto-organisation [apprentissage].
- Apprentissage auto-supervisé où le réseau de neurone évalue lui-même ses performances, sans l'aide d'un « professeur ». Un objet est présenté à l'entrée du réseau de neurones, on a indiqué la classe à laquelle appartient cet objet. Si le réseau ne le classe pas correctement, il mesure lui-même l'erreur qui le faîte, et propage cette erreur vers l'entrée. Le réseau procède à autant d'itérations qu'il est nécessaire jusqu'à obtenir la réponse correcte [77].

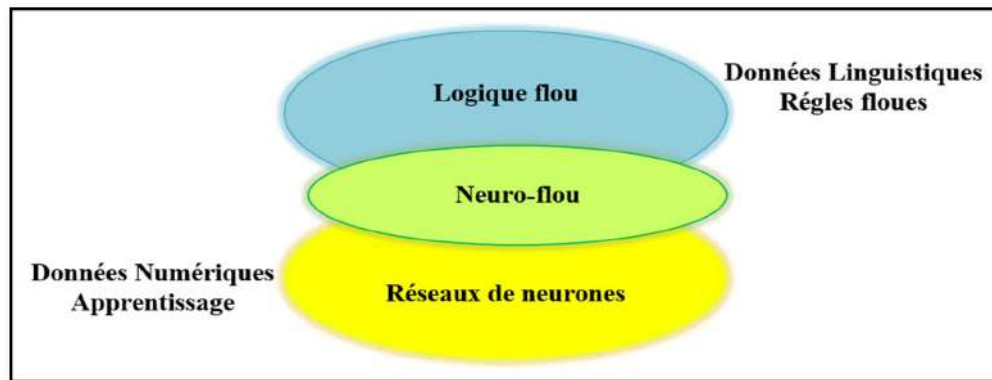
L'apprentissage est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré. Cette modification consiste à modifier les poids des connexions entre les neurones en suivant certaines [78]. Il existe plusieurs algorithmes d'apprentissage tel que : La règle de Hebb, l'apprentissage de Boltzmann, la règle de correction d'erreurs, l'algorithme de la rétro-propagation du gradient de l'erreur et l'algorithme de Levenberg-Marquardt.

**IV.4. Neuro-flou :****IV.4.1. Définition :**

Les systèmes neuro-flous sont des systèmes flous formés par un algorithme d'apprentissage inspiré de la théorie des réseaux de neurones. La technique d'apprentissage opère en fonction de l'information locale et produit uniquement des changements locaux dans le système flou d'origine.

Les règles floues codées dans le système neuro-flou représentent les échantillons imprécis et peuvent être vues en tant que prototypes imprécis des données d'apprentissage, [79]. Un système neuro-flou ne devrait par contre pas être vu comme un système expert (flou), et il n'a rien à voir avec la logique floue dans le sens stricte du terme. On peut aussi noter que les systèmes neuro-flous peuvent être utilisés comme des approximateurs universels, [79]-[80]

Figure (IV.7) Principe du Neuro-flou



#### IV.4.2. Structure de commande neuro flou :

L'utilisation conjointe des réseaux de neurones et de la logique floue permet de tirer les avantages des deux méthodes ; les capacités d'apprentissage de la première et la lisibilité et la souplesse de la seconde.

Diverses combinaisons de ces deux méthodes ont été développées depuis 1988. Elles ont donné naissance aux systèmes neuro-flous, qui sont le plus souvent orientées vers la commande de système complexe et les problèmes de classification [81].

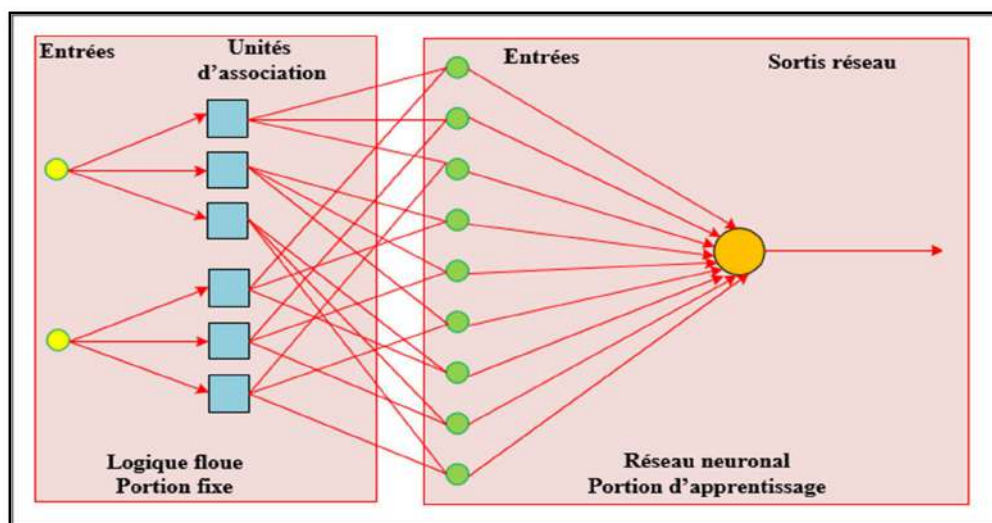


Figure (IV.8) : Structure générale d'un neuro-flou

#### IV.4.3. Principe de fonctionnement :

Les Réseaux Neuro flous hybride apprennent des rapports et des modèles en utilisant un algorithme d'apprentissage supervisé qui examine les données dans un ensemble de la formation qui consiste en exemples d'entrées et leurs sorties associées. Pendant la phase d'apprentissage, un Réseau neuro-flou hybride modifie sa structure interne pour refléter le rapport entre les entrées et les sorties dans l'ensemble de la formation (base de connaissance). L'exactitude d'un Réseau Neuro-flou est vérifiée après que le cycle de d'apprentissage soit complet en utilisant un ensemble séparé d'entrées et sorties appeler l'ensemble de la validation.

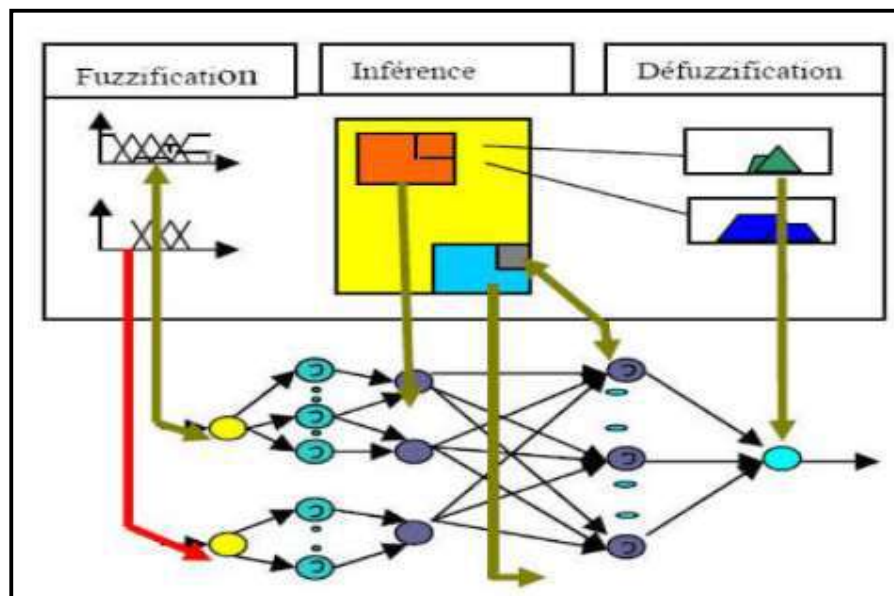


Figure (IV.9) : Principe de fonctionnement d'un Réseau Neuro-flou.

#### IV.4.4. Les méthodes de combinaison neuro floue :

Il y a plusieurs types pour combiner les réseaux de neurone et les systèmes flous. Ces types peuvent être classés en fonctionnelle et structurelle, suivant leur architecture et la configuration recherché entre le système d'inférence flou et les réseaux de neurones.

##### IV.4.4.1. Réseau neuro-flou concurrent :

Dans un système Neuro-flou concurrent, RNA aide le SIF continûment pour détermine les paramètres exiger particulièrement si les variables d'entrée du contrôleur ne peuvent pas être mesurées directement. Dans certains cas les sorties de SIF ne pourraient pas être directement applicables au processus.

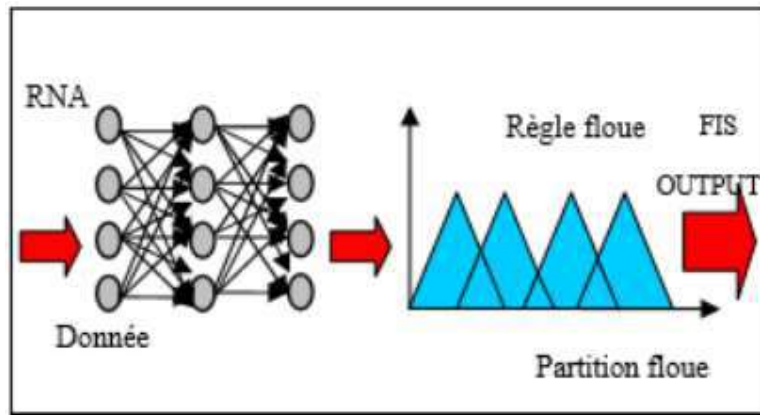


Figure (IV.10) : Système neuro-flou concurrent.

#### IV.4.4.2. Réseau neuro-flou coopératifs :

Un système Neuro-flou coopératif peut être considéré comme préprocesseur où le mécanisme d'apprentissage de réseaux de neurones artificiels (RNA) détermine les fonctions d'appartenance de Système d'inférence flou (SIF) ou les règles floues à partir données d'apprentissage. Une fois que les paramètres de SIF sont déterminés, RNA va au fond. Les fonctions d'appartenance sont habituellement approximées à partir RNA par les données d'apprentissage. [82]

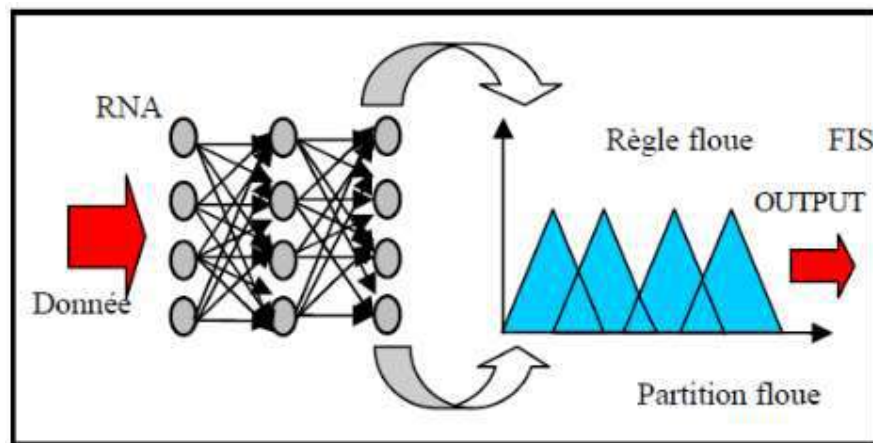


Figure (IV.11) : Système neuro-flou Coopératif.

#### IV.4.4.3. Les systèmes neuro- flous hybrides :

Les approches neuro-floues modernes sont de cette forme. Un réseau neuronal et un système flou sont combinés dans une architecture homogène. Le système peut être interprété comme un réseau neuronal spécial avec des paramètres flous ou comme un système flou mis en application sous une forme distribuée parallèle.



**IV.4.5. Les avantages des systèmes neuro-flous :****• La rapidité de calcul :**

Les systèmes Neuro-flous sont très rapides parce que l'évaluation d'un système compétent implique typiquement des opérations de la comparaison simple et un nombre limité de calculs de la surface linéaire. Cette accélération est analogue à l'algorithme de l'alpha beta de la théorie des jeux. Les arbres de décision sont très rapides, et la comparaison des paramètres est faite d'une manière floue pas comme la méthode classique et enfin la base des règles floue sera repartie et que chaque règle fonctionne d'une manière autonome et en même temps collective.

**• La Flexibilité :**

Un système neuro-flou peut traiter des problèmes complexes avec beaucoup de variables de l'entrée. Au lieu d'adapter une architecture interne fixe, l'architecture d'un système neuro-flou peut grandir dynamiquement et efficacement en réponse à la complexité des données d'apprentissage. La structure d'un système neuro-floue représente efficacement le rapport entre les entrées de votre problème et les sorties.

**• Généralisation des connaissances :**

Les systèmes d'apprentissage ont souvent des difficultés quand il y a un manque de données historiques pour former, ou bien les données contiennent trop de bruit. Les systèmes de neuro-flous peuvent compenser ces problèmes pendant la phase de l'apprentissage en changeant (adapter) leur structure interne. Souvent les règles sont de la forme : plus des entrées, plus des résultats satisfaisants [83].

**IV.4.6. Adaptive Neural Fuzzy Inference System (ANFIS):**

Le système ANFIS est un réseau adaptatif proposé par Jang. Ce système peut être vu comme un réseau de neurones non bouclé pour lequel chaque couche est un composant d'un système flou. Il est composé d'un ensemble de neurones connectés entre eux par des connexions directes. Chaque neurone modélise une fonction paramétrée ; le changement des valeurs de ses paramètres entraîne le changement de la fonction, de même que le comportement total du réseau adaptatif [84].

**IV.4.6.1. Architecture :**

Il est constitué de cinq couches comme illustré sur Figure (IV.12) :

**1. Couche d'entrée:**

- Cette couche reçoit les signaux d'entrée du système.
- Les entrées sont transmises directement à la couche suivante sans aucun traitement.



**2. Couche de fuzzification:**

- Cette couche transforme les entrées en degrés d'appartenance aux ensembles flous correspondants.
- Les fonctions d'appartenance (généralement de type gaussien ou cloche) sont utilisées pour cette étape.
- Le nombre de nœuds dans cette couche dépend du nombre de variables d'entrée et du nombre de termes flous associés à chaque variable.

**3. Couche des règles:**

- Cette couche représente les règles floues de type "Si-Alors".
- Chaque nœud correspond à une règle floue, et les connexions entre les nœuds représentent les prémisses et les conclusions des règles.
- Le nombre de nœuds dans cette couche dépend du nombre de règles floues définies dans le système.

**4. Couche de normalization:**

- Cette couche normalise les valeurs de sortie des règles floues, de sorte que leur somme soit égale à 1.
- Cela permet d'éviter les problèmes liés à l'échelle des sorties.

**5. Couche de défuzzification:**

- Cette couche combine les sorties normalisées des règles floues pour produire une valeur de sortie numérique unique.
- La méthode de défuzzification la plus couramment utilisée est la méthode du centre de gravité.
- Le nombre de nœuds dans cette couche correspond au nombre de variables de sortie du système.

**IV.4.6.2. Apprentissage :**

Pour la détermination de ses paramètres, l'ANFIS utilise l'apprentissage par rétro-propagation pour les fonctions d'appartenance de chaque entrée, et la méthode des moindres carrés pour les conséquences. Le rôle du réseau de neurones est de déterminer les paramètres des fonctions d'appartenance des antécédents et conséquences. Le Tableau (IV.2) donne le nombre de paramètres à calculer par couche.

Où  $P$  est le nombre de fonctions d'appartenance pour chaque variable d'entrée, le nombre 3 indique la fonction d'appartenance de Gauss-Bell( $a_i, b_i, c_i$ )Ce modèle donne de très bons résultats dans les domaines tels que le traitement du signal, l'approximation non linéaire et la commande dynamique. [85]

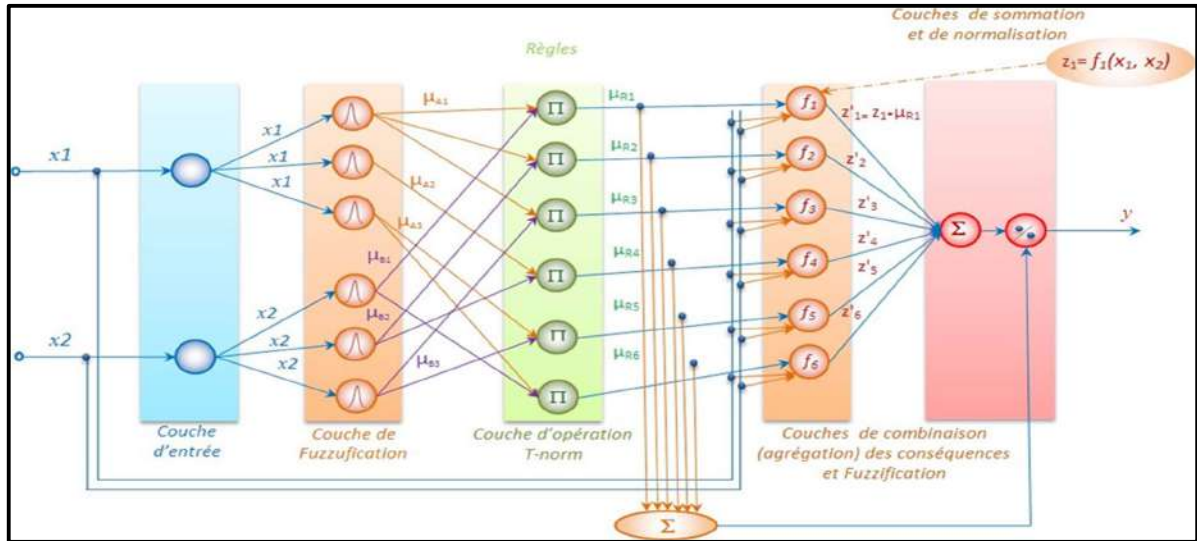


Figure (IV.12) : Architecture du modèle ANFIS.

Couche $N^{\circ}$	Type de la Couche	Nombre de neurones	Nombre de paramètres
$L_0$	Entrées	$n$	0
$L_1$	Valeurs floues	$p * n$	$3 * (p * n)$
$L_2$	Règles	$p^n$	0
$L_3$	Normalisation	$p^n$	0
$L_4$	Fonction linéaire	$p^n$	$(n + 1) * p^n$
$L_5$	Somme	1	0

Tableau (IV.2) : Nombre de paramètres par couche.

Avec :

$n$ : Le nombre des entrées.

$p$ : Le nombre des sous-ensembles flous d'entrée.

#### IV.4.7. Applications des systèmes neuro-flous :

Les premières applications des systèmes neuro-flous sont apparues sur le marché (Japonais et Coréen) en 1991. Quelques exemples incluent des appareils à conditionner de l'air, moquettes, ventilateurs électriques, et traitements de texte [86].

Les systèmes neuro-flous sont utilisés aussi dans l'industrie pour le diagnostic et la prise de décision, où ils sont employés comme des détecteurs ou des classificateurs de pannes.

De plus, ils sont utilisés aussi dans les domaines (médecine, économie, commande des systèmes, mécanique, physique, chimie, etc.). [87]

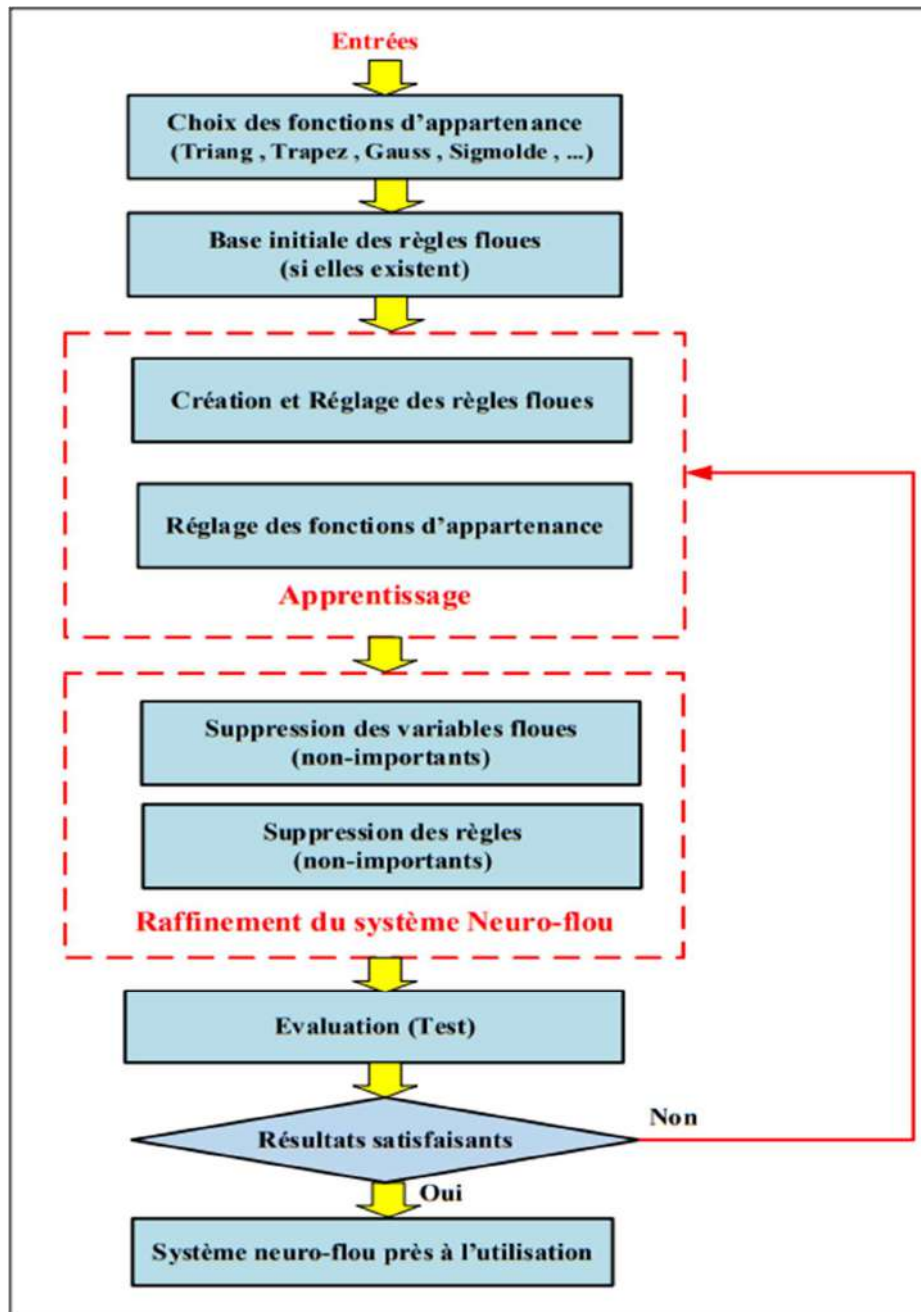


Figure (IV.13) : Etapes de création d'un système neuro-floue.

### IV.5. Application de neuro-flou dans la DTC :

La combinaison des réseaux de neurones et de la logique floue permet de concevoir des contrôleurs neuro-flous (NF) plus robustes que ceux qui n'utilisent que la logique floue ou les réseaux de neurones seuls. En effet, le système NF peut automatiquement optimiser et affiner soit les règles, soit les fonctions d'appartenance, en modifiant les poids de connexion du réseau de neurones à travers un algorithme d'auto-apprentissage [88]. Cependant, les contrôleurs NF classiques emploient une technique d'optimisation locale plutôt qu'une approche d'optimisation globale utilisant les opérations pessimistes et optimistes pour réajuster la dynamique des règles floues [89]. Dans la suite de ce chapitre, nous allons présenter l'application de la technique neuro-floue dans le noyau de l'algorithme de commande directe du couple d'un moteur synchrone à aimants permanents.

Cette étude proposée est faite avec un régulateur neuro-flou basé sur la structure ANFIS avec l'apprentissage supervisé.

### IV.6. Régulateur neuro-flou appliqué à la commande DTC :

L'idée proposée dans cette approche, est de remplacer le sélecteur conventionnel de l'état des interrupteurs d'onduleur par un sélecteur neuro-flou afin de générer identiquement les signaux de commande de ces derniers. Le régulateur ANFIS proposé a trois variables dans son entrée représentant les états du flux, du couple et la position angulaire ( $\theta$ ) ou bien la zone  $N$  du vecteur flux statorique. La sortie de ce sélecteur est le vecteur de tension  $V_s$  sélectionné. [90]

### IV.7. Les étapes à suivre pour établir un régulateur neuro- flou : [90]

Les procédures à suivre pour établir un régulateur neuro-flou sont :

- ❖ Charger les données (Combinaisons (Entrées /Sortie).
- ❖ Déterminer le nombre et les types des fonctions d'appartenances pour chaque entrée.
- ❖ Fixer l'erreur tolérante acceptée et le nombre des itérations autorisées.
- ❖ Choisir la méthode convenable de l'apprentissage qui assure la convergence.
- ❖ Lancer l'apprentissage.

Après avoir chargé les données qui correspondent l'algorithme de commutation de la commande directe du couple pour un moteur synchrone à aimants permanents, on a établi notre régulateur neuro-flou avec une fixation le nombre d'itérations initiale = 1500 et l'erreur tolérante = 0 ; avec la méthode de l'apprentissage hybride et structure optimale de (3 5 9) avec les fonctions d'appartenances de neurones de couche 01 de type gaussien.

Le nombre des règles sont générées automatiquement en fonction du nombre totale des fonctions d'appartenance c'est à dire on a  $3 \times 5 \times 9 = 135$  règles.

La figure (IV.14) représente la classification des données du contrôleur avant et après l'opération de l'apprentissage.

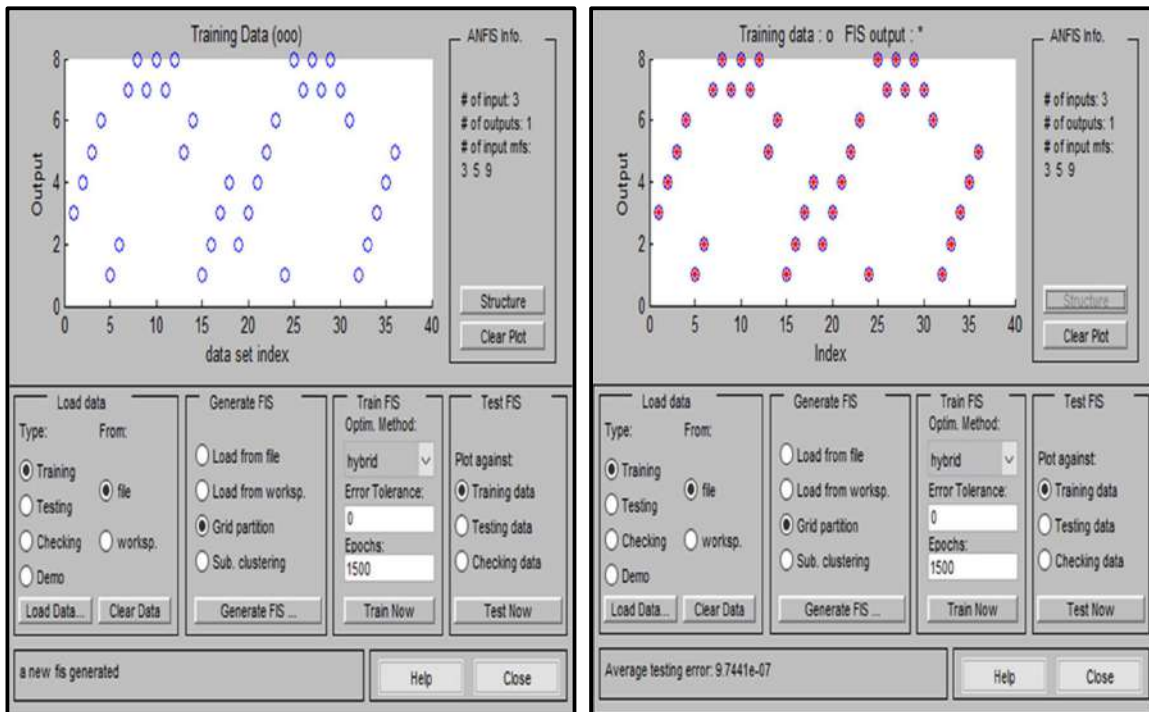


Figure (IV.14) : Editeur d'apprentissage un régulateur neuro-flou sous Matlab.

Les entrées de ce régulateur neuro-flou sont trois neurones et sont choisies comme suit :

- **Le premier neurone (Erreur sur le flux) :** est donné par 3 fonctions d'appartenance, avec l'intervalle [0,1].

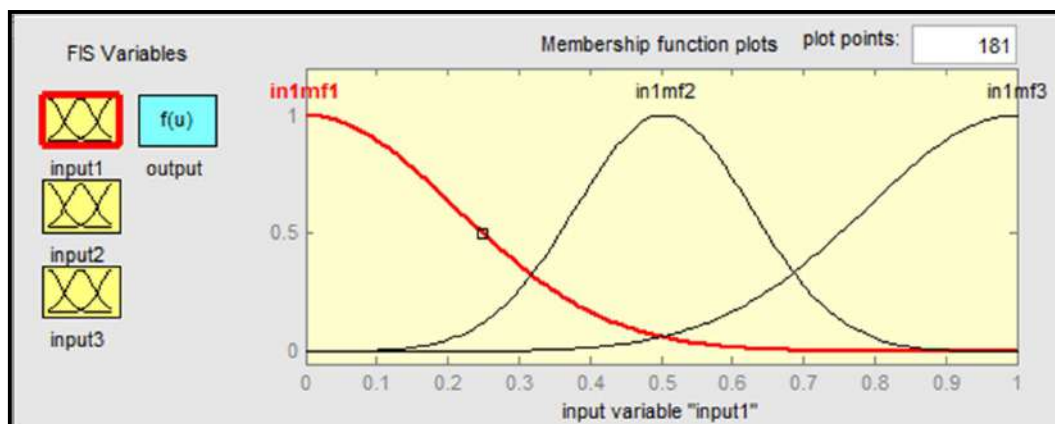


Figure (IV.15) : Fonctions d'appartenance de premier neurone.

- **Le deuxième neurone (Erreur sur le couple) :** est choisi avec 5 fonctions d'appartenances, avec l'intervalle  $[-1,1]$ .

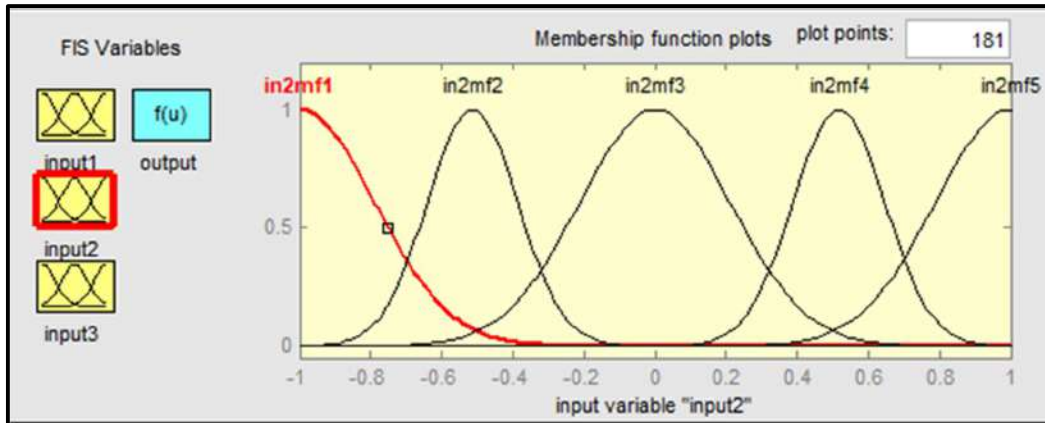


Figure (IV.16) : Fonctions d'appartenances de deuxième neurone.

- **Le troisième neurone (La position du flux statorique) :** cette entrée contient 9 fonctions d'appartenances, avec l'intervalle  $[1,6]$ .

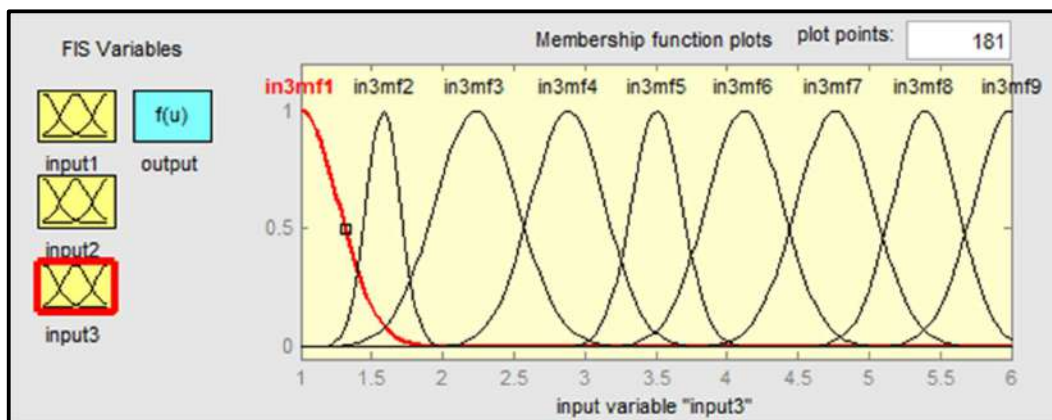


Figure (IV.17) : Fonctions d'appartenances de troisième neurone.

La figure (IV.18) montre la structure générale de régulateur neuro-flou proposé pour la commande directe du couple par un onduleur à multi-niveaux

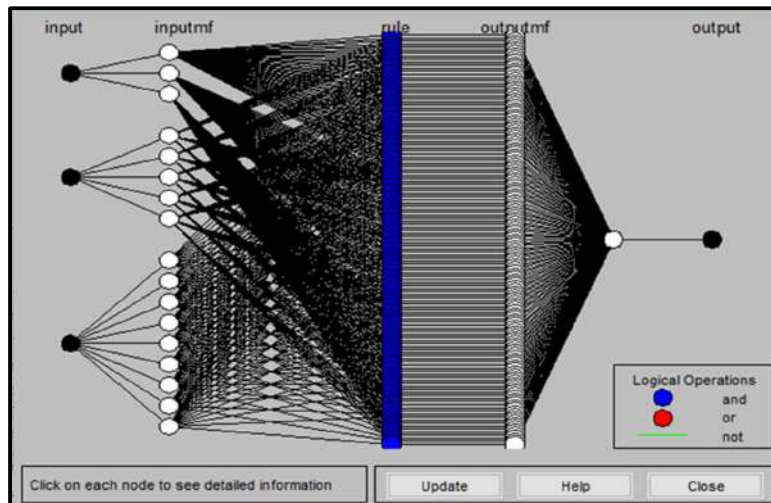


Figure (IV.18) : La structure générale du régulateur neuro-flou proposé.



La figure (IV.19), illustre la surface floue qui représente les valeurs de sortie Vs on fonction des variations dans l'erreur sur le couple électromagnétique et l'erreur sur le flux statorique.

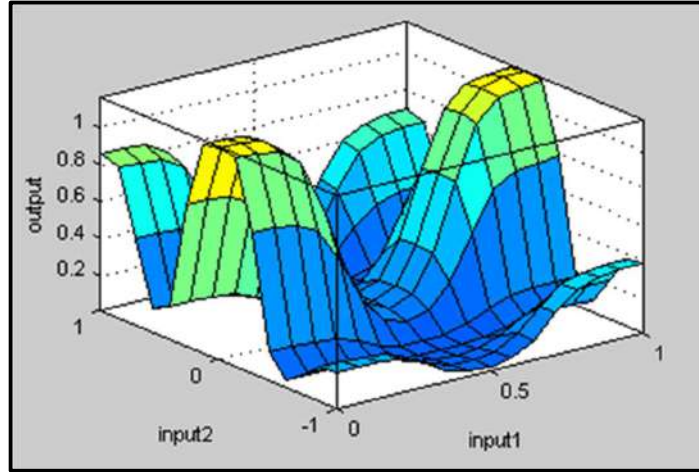


Figure (IV.19) : Surface de régulateur neuro-flou proposé.

La figure (IV.20) représente le schéma synoptique final de la commande neuro-floue directe du couple (DTNFC) d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux.

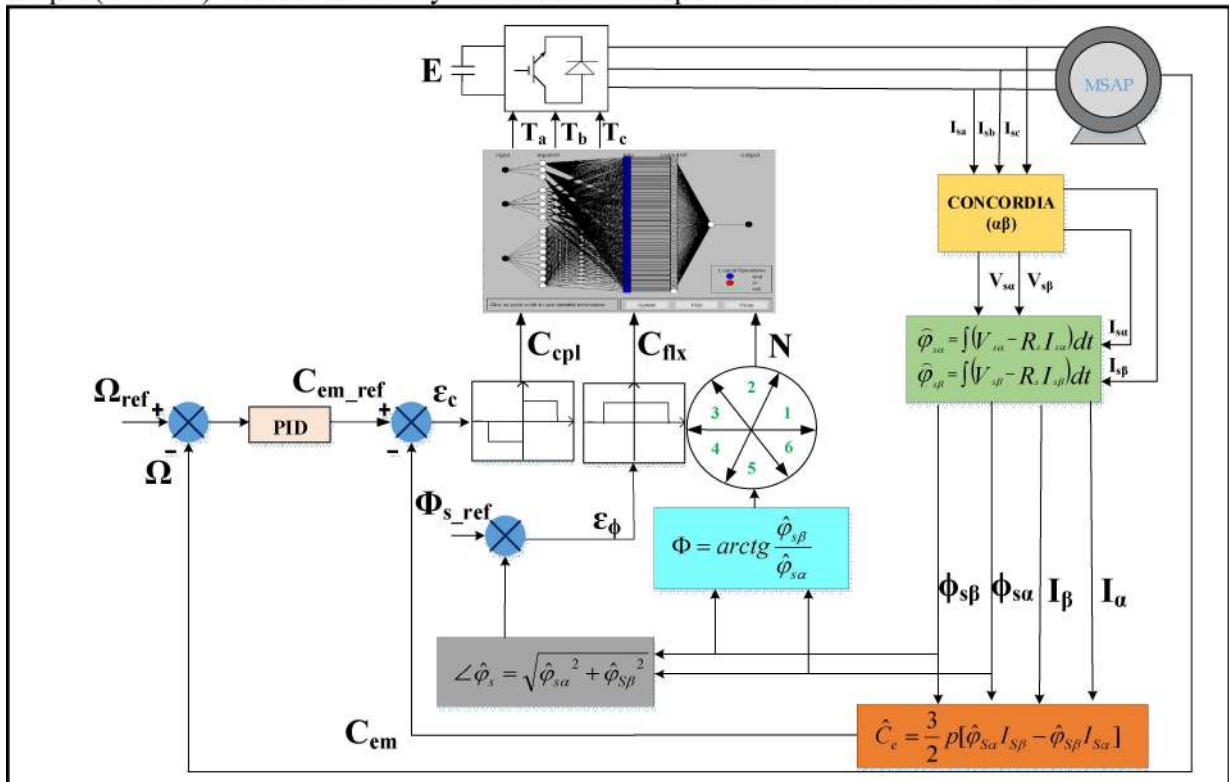


Figure (IV.20) : Schéma synoptique de la commande neuro-floue directe du couple pour une MSAP

IV.8. Résultats de simulation (DTC neuro-flou) :

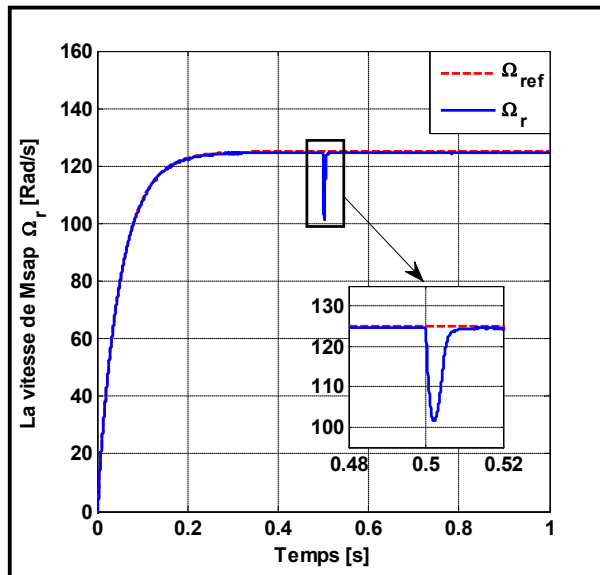


Figure (IV.21) : La réponse de la vitesse de rotation

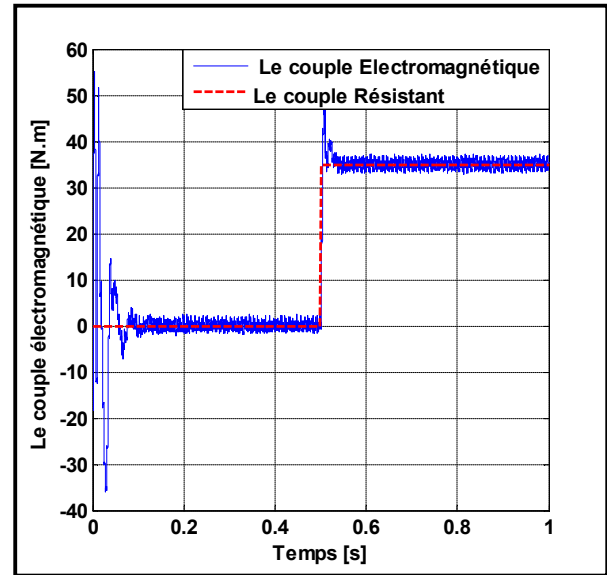


Figure (IV.22) : La réponse du couple électromagnétique

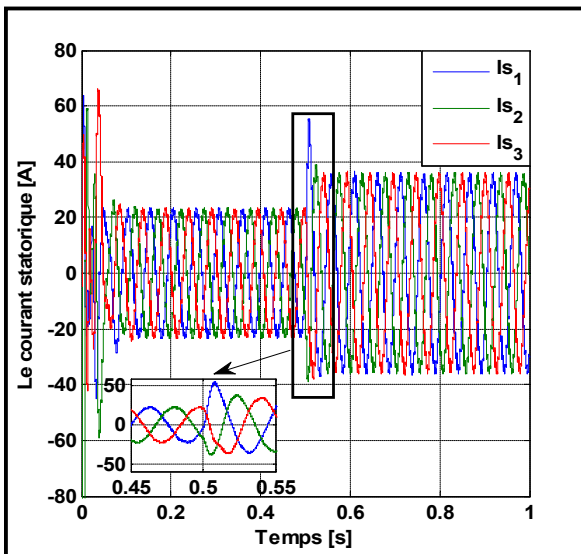


Figure (IV.23) : La réponse des courants statorique

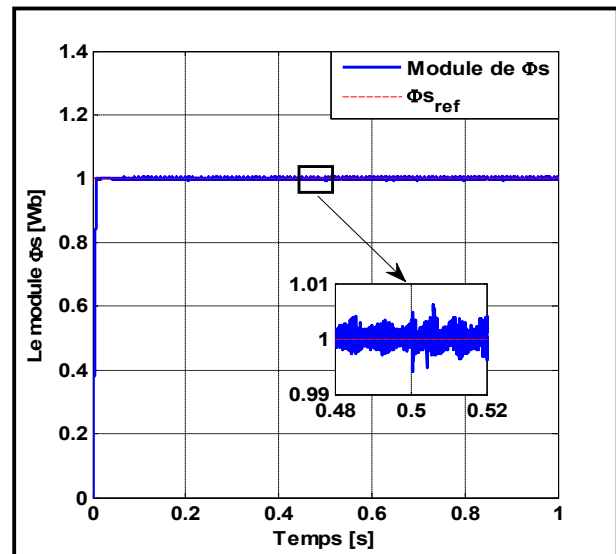


Figure (IV.24) : La réponse du module du flux statorique



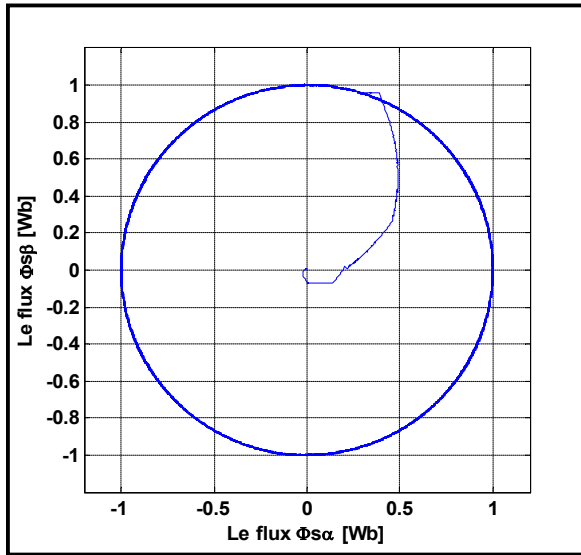


Figure (IV.25) : La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel ( $\alpha, \beta$ )

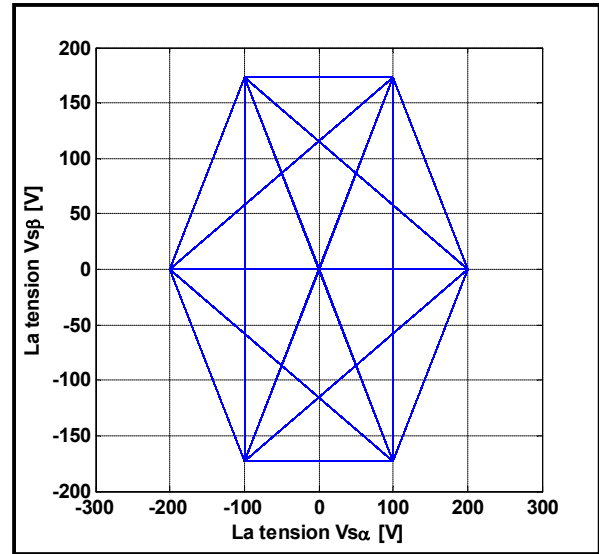


Figure (IV.26) : La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan referentiel( $\alpha, \beta$ )

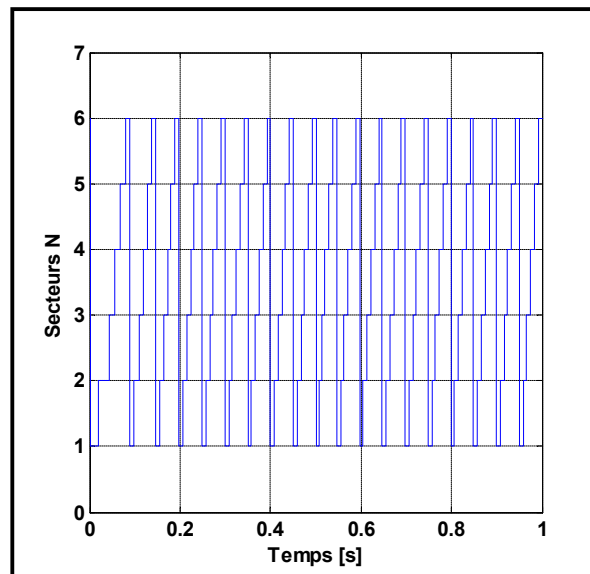
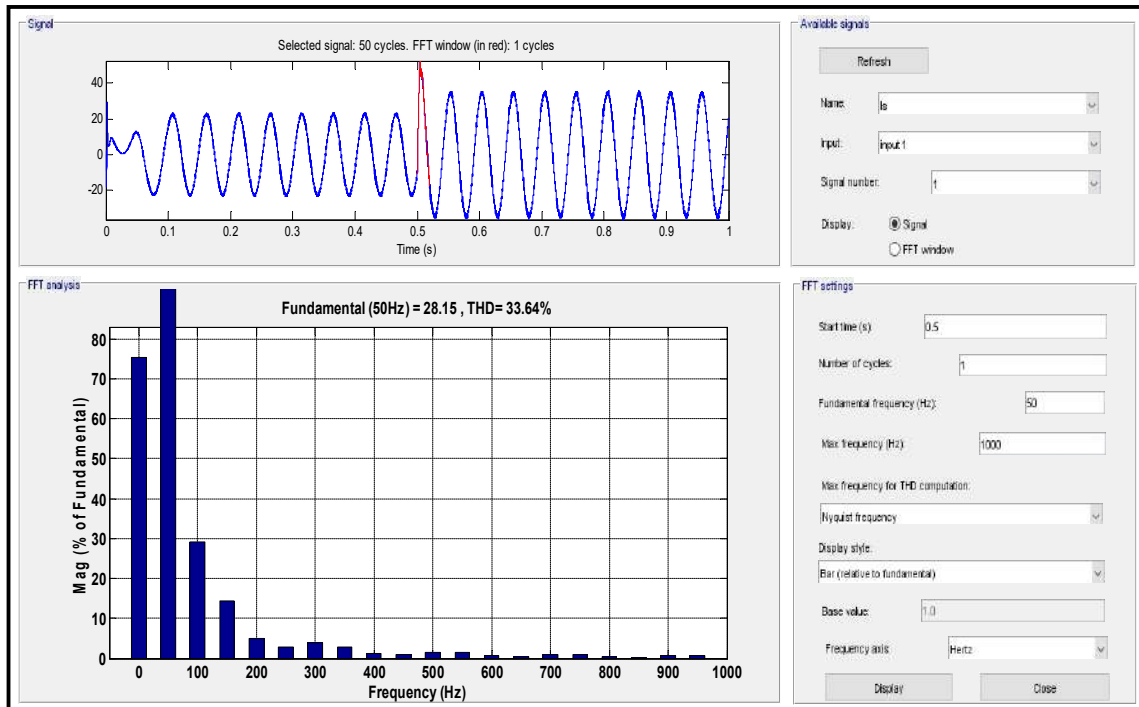


Figure (IV.27) : L'évolution des secteurs de répartition de flux statorique estimée dans le plan référentiel ( $\alpha, \beta$ )



**Figure (IV.28) :** Le taux distorsion harmonique (THD)

### ➤ Interprétation des résultats :

- La figure (IV-21) illustre la réponse de la vitesse de rotation du moteur, qui conserve les mêmes caractéristiques de rapidité et de robustesse que celles obtenues avec la commande DTC.
- La figure (IV-22) met en évidence la réponse rapide du couple avec une réduction notable des ondulations (entre  $\text{Max} \pm 0.2$ ) par rapport à celle obtenue avec la commande DTC ( $\text{Max} \pm 0.25$ ), Avec une forme du courant statorique produit qui prend une forme parfaitement sinusoïdale avec un pic de démarrage égale 20 [A], ce qui est indiqué sur la figure (IV-23).
- La figure (IV-24) illustre la réponse du flux statorique, caractérisée par une rapidité remarquable par rapport à la réponse du couple pendant la transition du régime transitoire. Ensuite, en régime permanent, le flux se stabilise autour de la valeur cible de 01 [Wb], avec une erreur statique pratiquement négligeable.
- La figure (IV-25) montre la trajectoire du vecteur de flux, présentant une forme parfaitement circulaire dans le plan biphase ( $\alpha, \beta$ )
- La figure (IV-26) illustre la trajectoire des tensions statoriques dans le plan biphase ( $\alpha, \beta$ ). Cette projection offre une représentation précise des vecteurs de tensions sélectionnés par le contrôleur de DTC utilisant la technique neuro-floue

- La figure (IV.28), montre le taux distorsion harmonique (THD) dans le courant qui 33%.
- À la lumière de ces résultats, il est observé que les performances du système, sous la commande d'un contrôleur neuro-flou, sont relativement meilleures par rapport à la méthode de commande DTC. Cette amélioration se traduit par une réduction significative des ondulations au niveau du couple, du flux et dans une moindre mesure de la vitesse. De plus, la qualité du courant est améliorée, se rapprochant davantage d'une forme sinusoïdale (avec un THD de 33% contre 42% avec la commande DTC)

**IV.9. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons examiné l'évolution des performances de la commande directe du couple pour la machine synchrone à aimant permanent en utilisant la technique de commande neuro-floue. Les résultats de simulation ont démontré une amélioration significative du couple par rapport à la méthode de commande DTC.



**Conclusion**

**Générale**

### **Conclusion générale**

Dans ce mémoire, nous avons étudié la commande directe de couple d'une machine synchrone à aimants permanents basée sur les systèmes neuro-flous.

Effectivement, dans le premier chapitre, nous avons examiné de manière générale les aimants permanents, en mettant en lumière leurs avantages, leurs inconvénients et les domaines d'application pertinents pour les MSAP.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la question complexe de la modélisation des MSAP, en nous appuyant sur les équations physiques dans les référentiels (abc) et (d-q), ainsi que sur la transformation Concordia. Nous avons développé le modèle mathématique de la machine en utilisant la transformation de Park, en tenant compte des hypothèses simplificatrices pour réduire la complexité du système. De plus, nous avons également élaboré le modèle de l'onduleur de tension triphasé et sa commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangle.

Le troisième chapitre a été consacré à l'exploration de la stratégie de commande directe du couple (DTC). Cette approche permet le calcul efficace des grandeurs de contrôle, à savoir le flux statorique et le couple électromagnétique, à partir des mesures de courant et de tension statorique. Nous avons également introduit la régulation de vitesse en boucle fermée en utilisant un régulateur PID. Les résultats de simulation ont démontré les performances remarquables de la commande DTC : une réjection rapide des perturbations, une réponse dynamique rapide et un dépassement négligeable.

Le quatrième chapitre nous avons décrit la structure et le fonctionnement des systèmes neuro-flous, ainsi que différentes méthodes de combinaison, classées en systèmes concurrents, coopératifs et hybrides. Le régulateur neuro-flou proposé, basé sur la structure ANFIS avec apprentissage supervisé, a montré des améliorations significatives dans la commande des moteurs synchrones à aimants permanents. Ces résultats démontrent que les systèmes neuro-flous offrent une solution robuste et flexible, améliorant les performances et la fiabilité des systèmes de commande électrique. Cela ouvre des perspectives prometteuses pour l'extension de ces techniques à d'autres domaines technologiques et industriels.

Comme perspectives à la poursuite de notre travail, on propose :

- 01- Intégration les méthodes d'optimisation avec l'intelligence artificielle.
- 02- Insertion les onduleurs à multi niveaux dans cette commande.
- 03- Faire des réalisations de cette commande par la carte Arduino ou bien DS1104.
- 04- Intégration les énergies renouvelable (Energie Solaire) dans cette commande,

## **Conclusion générale**

---

05- Utilisation des moteurs électriques polyphasés dans cette commande

06- Mettre des techniques de commande avancés tel que la commande prédictive, commande adaptative et commande par passivité .....ect

# Bibliographie

- [1] **B. BOUKAIS**, «Contribution A La Modélisation Des Systèmes Couples Machines Convertisseurs : Application Aux Machines A Aimants Permanents (BDCM-PMSM)», Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2012.
- [2] **H.Aid, W.Aina**, « Synthèse De Lois de Commande Non-Linéaires Pour Un Entraînement Electrique A Vitesse Variable Basé Sur Un Moteur Synchrone A Aimants Permanents », Mémoire de Master, Université Aboubekr Belkaid, Tlemcen, 2013.
- [3] **W.HACHELFI**, « contribution à l'amélioration des performances statiques et dynamiques du moteur à aimants permanents », Doctorat LMD, Université Labri Ben M'hidi- Oum El Bouaghi, 2022.
- [4] **GUILLAUME PONGO NYOUMEA**, « Modèle d'identification et de commande d'un aérogénérateur à machine synchrone à aimants permanents », mémoire Exigence partielle de la maîtrise en ingénierie, l'université du Québec en ABITIBITIMESCAMINGUE, 2018.
- [5] **M. Daniel SADARNAC, M. Philippe DESSANTE**, « Modélisation et optimisation des machines synchro-réductantes à aimants permanents et de leur électronique », THÈSE DE DOCTORAT, ECOLE DOCTORALE STITS, 24 juin 2015.
- [6] **Sergi GOMEZ PALLEJA**, « Méthodes de résolution du modèle analytique magnétique des machines synchrones », Mémoire de Master, Juillet 2014.
- [7] Site internet : lien <https://www.leybold-shop.fr/va2-1-1-2.html>.
- [8] Site internet : lien <https://www.tecnipass.com/cours-materiels-machines-alternateurs?page=2>.
- [9] Site internet : lien <https://www.maxicours.com/se/cours/construction-et-caracteristiques-des- Alternateurs>.
- [10] Site internet : lien <https://www.directindustry.fr/fabricant-industriel/alternateur-triphas-81713.html>.
- [11] Site internet : lien <https://physique-chimie-college.fr/definitions-fiches-science/alternateur>.

- [12] Site internet : lien <https://physique-chimie-college.fr/definitions-fiches-science/alternateur>.
- [13] Site internet : lien <http://blog.seatronic.fr/fiches-pratiques/energie/production/alternateur/principe>
- [14] Site internet : lien <https://www.emsa.gen.tr/fr/soutien/faq/principes-de-fonctionnement-de-l-Alternateur>.
- [15] Site internet : lien [La machine synchrone-Fisik Free 'fisik.free/ressources/machine synchrone. pdf](#).
- [16] Site internet : lien [Électromécanique, 'electromecanique-faculte- tunisie. blogspot.com/2014/08/chapitre-4-alternateur-synchrone.html](#).
- [17] Site internet : lien [MACHINE SYNCHRONE 'www.4.ac-nancy-mtz.fr/cpge pmfepinal\\_TD.../machine%20synchrone PDF](#).
- [18] Site internet : lien [MACHINES SYNCHRONES TRIPHASEES, 'fdechasse.free.fr/.../h3\\_tc\\_electricite\\_machines\\_synchrone\\_chapitre-40-et-41\\_2248.'](#)
- [19] **Abderrahmane BENMOHAD**, « Etude électromagnétique d'une machine synchrone pour une conception optimale », Mémoire de Master, université MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2019/2020.
- [20] Stephen J. Chapman, « Electric Machinery Fundamentals », McGraw-Hill, 1984
- [21] Shaahin Filizadeh et Denny K. Miu, « Electric Machines and Drives », McGraw-Hill 2012.
- [22] Ion Boldea et Syed A. Nasar, « Synchronous Generators », Wiley, 2005
- [23] **S. Hamecha, Ep. Bourekache**, « Etude Et Commande D'une Eolienne A Base D'une Machine Synchrone A aimants Permanents », Mémoire de Magister, Université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2013.
- [24] **M.D. Bidart**, « Commande Coopérative Des Systèmes Mono convertisseurs Multi machines Synchrones », Thèse de Doctorat, L'Institut national polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2011.
- [25] **R.Saou**, « Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : Machines à double saillance et à inversion de flux », Thèse de doctorat d'état, ENP d'Alger, 2008.



- [26] **A.Parviainen**, « Design of axial flux permanent magnet low speed machines and Performance comparison between radial flux and axial flux machines, » thèse de Doctorat, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2005.
- [27] **MESLOUB.H**, « commande DTC prédictive d'une machine synchrone à aimants permanents »,Thèse de Doctorat, université Mohamed Khider – Biskra, 2016.
- [28] **BAGHLI.L**, « contribution à la commande de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré. Janvier 1999.
- [29] **Ameur**, « Commande sans Capteur de Vitesse Par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'Ordre Complet à Modes Glissants », Mémoire de Magister, Université de Batna 2005.
- [30] **TAKAHASHI. I, NOGUCHI. T**, « take a look back upon the past decade of direct torque control », IECON, 23 International conference on Vole .2, Issue, pp.546-551, Nov 1997.
- [31] **H. BENZAADI**, « commande DTC-SVM d'une machine synchrone à aimants permanents », Université de Batna, 2011.
- [32] **SARIATI BINTI DALIB**, « the simulation of the direct torque control of permanent magnet synchronous motor », Université Technologie de Malaysia, May 2007.
- [33] **A.Housseem, A.Wafaa**, «Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents» diplôme de Master, Université Abou BekrBelkaïd Tlemcen, 2013.
- [34] **B.AbdeRaouf** , «Commande vectorielle de la machine synchroneà aimants permanents MSAP» Master en Electrotechnique, Université Mohamed Khider Biskra ,2014.
- [35] **K.ABDELLAOUI, S.BELAID, T.REKIOUA, and PROMOTEUR**, « Etude de l'autopilotage d'une machine synchrone à aimants permanents », Thesis, Université Abderrahmane mira, 2018.
- [36] **A.LEBSIR**, « Performance Comparées De Machine Synchrone A Aimants Permanents Et A Reluctance Variable Associées à Une Chaine De Conversion D'énergie Renouvelable », Mémoire Master, Université Des Frères Mantouri Constantine, 2016.
- [37] **BARDADI BENDAHA.MANSOUR**, « Identification des paramètres d'une

machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel » Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, faculté de génie électrique département d'électronique, année 2015.

- [38] **M. Sc**, «Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor », Thesis of Doctoral Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Poland, 2005.
- [39] **S. BarisOzturk, Modelling**, «Simulation and Analysis of Low-Cost Direct Torque Control Of PMSM using Hall-Effect Sensors », Thèse de doctorat de l'université de Texas USA, December 2005.
- [40] **G. Sturtzer**, «Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés », Ellipses Edition, Markty. S.A, 2000.
- [41] **AMEUR AISSA**, «Commande sans Capteur de Vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'ordre Complet et à Mode Glissants », mémoire de Magister, 2005.
- [42] **SALMIS**, « Commande par MLI vectorielle d'un onduleur a sept niveaux Alimentant un moteur a cage », Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf, Sila ,2012.
- [43] **A. Rouabah- L. Sef**, « Commande par retour d'état d'une machine asynchrone alimentée en tension », PFE-Université de M'sila, 2000.
- [44] **Mr O.F.Benaouda**, « Des Techniques de L'intelligence Artificielle (LF-RN) pour le Contrôle Direct du Couple D'une MAS Alimentée par des Onduleurs Multi niveaux », Mémoire de Magister, Université Usto Oran, 2013.
- [45] **H.Melki**, « Contrôle directe du couple par logique floue d'une machine asynchrone double étoile », Mémoire de Master, U.Mohamed Boudiaf, M'SILA, 2016.
- [46] **A. Abdelkarim**, «Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques», these Doctorat, University of Biskra, 2017.
- [47] **DJAGHDALI LAKHDAR**, «Contribution à la commande prédictive directe du couple de la machine à induction», Thèse de Doctorat Electrotechnique, Université Batna 2, 2016.
- [48] **MESLOUB. H**, «Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2016.
- [49] **M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb, and N. Golea**, «Variable Band Hysteresis

Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive», In Proceedings of MS'02 conference, Girona, Spain 2002.

- [50] **C. Carlos**, «Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1», Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [51] **Merzoug Med Salah**, « Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)», Mémoire pour Obtenir le diplôme de Magister en Électrotechnique. Université Batna 2,2008.
- [52] **Lachtar Salah**, «Commande à Structure Variable d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent (MSAP)», mémoire de Magister, Université de Annaba 2006.
- [53] **Benaissa Malika**, «Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone», Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [54] **Akkouchi Kamel**, «Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone», Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar d'Annaba, 2007.
- [55] **Mohammed Ilyes Hemmami**, «Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant», Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider de Biskra, 2015.
- [56] **Amur .A**, «Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimant permanents dotée d'un observateur d'ordre complet a mode glissant»,Magister en électrotechnique , Université Batna 2003.
- [57] **R. Kechida**, «Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple (DTC) d'un moteur asynchrone: Application au diagnostic des défauts », Thèse de magistère, Université d'El-Oued, 2010.
- [58] **H.Bensaadi**, «Commande DTC-SVM d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents »,Mémoire magistère en électrotechnique, Université Batna, 2011.
- [59] **S.Belkacem**, «Etude comparative des performances statique et dynamique d'un Contrôle de découplage et du DTC d'un moteur induction alimenté par un convertisseur statique ». Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [60] **T.rekioua, Drekioua**, «direct control strategy of permanent magnet synchronous machines », IEEE Bologna powertech confer italy, june 23-26-2003.
- [61] **A.bouscayrol,C.Thierry** , «approche globale de la commande dynamique de machines électriques », revue 3EI N°17 Université de Lille France, juin 1999 pp 73-79.
- [62] **Toufouti Riad**, " Contribution A La Commande Directe Du Couple De La

Machine Asynchrone ", Thèse De Doctorat Université Mentouri Constantne1, 2008.

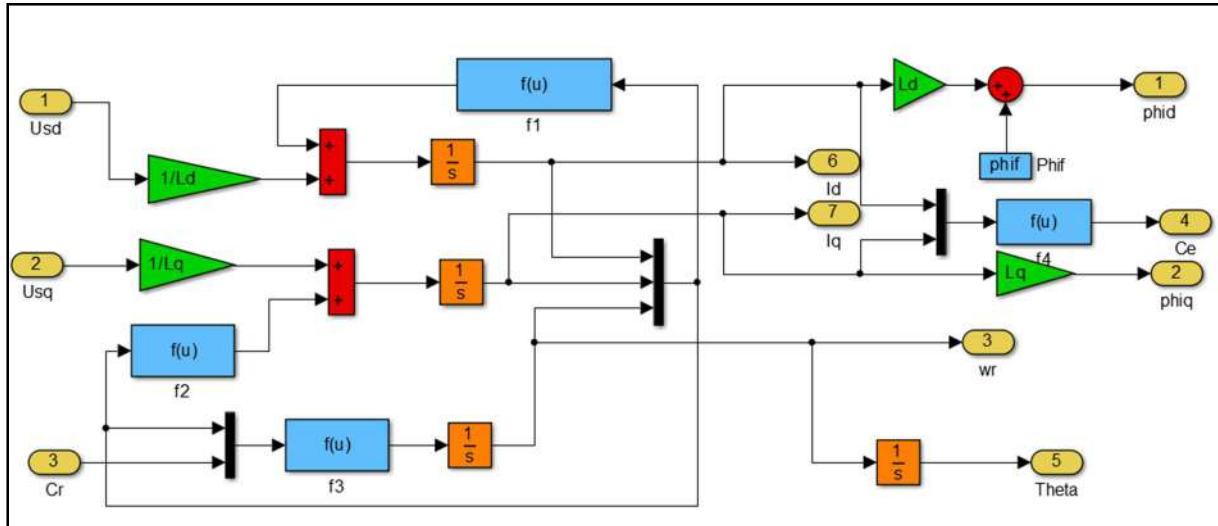
- [63] **OULED ALI Omar**, «Commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents par l'utilisation des techniques intelligentes (logique floue, réseaux de neurones, algorithme génétique et PSO)», Thèse de DOCTORAT, Université Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbes, 2021.
- [64] **A. Aissa**, «Commande Sans Capteur de Vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants», thèse de magister, Université De Batna, 2003.
- [65] **AMROUCHE Sylia, AZOUANI Djillali**, «Commande neuro floue du canal longitudinal d'un drone à voilure fixe», Mémoire de Fin d'Etudes, Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou, 2018.
- [66] **J.Lvern**, « La logique floue : Concepts et définitions », Electronique radio plan541, pp11-18,1992.
- [67] **Laurant F. Sylvie G. Andre T**, «Commande floue 1, de la stabilisation à la supervision» Paris, Hermès Sciences Publication, 2003.
- [68] **S.GDAIM**, Génie Electrique doctorat Ecole Nationale, Ingénieurs de Monastir. 2013.
- [69] **C. Touzet**, «Les réseaux de neurones artificiels : Introduction au connexionnisme», Ed. Scribd, San Francisco, USA, 1992.
- [70] **Borne P et Haggege J**, «les réseaux de neurones présentation et applications », Editions Technip, Paris, 2007.
- [71] **Najet Aouchar Et Chafika Bekhaled**, «Application des systèmes hybrides neuro-flous au diagnostic des huiles de transformateurs », mémoire de fin d'étude d'ingénieur d'état en électronique, école nationale polytechnique, juin 2005.
- [72] **Oumaya Mohamed et Limam Mohammed Lakhdar** , «Commande par réseaux d'ondelette-floue », mémoire de Master en Automatique, Université Kasdi Merbah, Ouargla, 2011/2012.
- [73] **A.Chaiba**,«Commande de la machine asynchrone A double alimentation par des techniques de L'intelligence artificielle ». Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [74] **Sturtzer G., Smigiel E**, «Modélisation et commande des moteurs triphasés », Édition Ellipses, 2000.
- [75] **AVERE**, Outil et Solution de Mobilité Urbaine Individuelle et Électrique : Association véhicule électrique routier européen, [www.aver.org](http://www.aver.org).
- [76] **Jadouin J. F.**, « Les réseaux neuromimétiques », Edition Hermes, 1994.

- [77] **O. Ben Cheikh et Y. Biteur**, « Étude et réalisation d'un système de poursuite du point de puissance maximale en utilisant les réseaux de neurones artificiels », Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah, Ouargla, 2018.
- [78] **D. Kadous**, « Utilisation des réseaux de neurones comme outil du datamining : Génération de modèle comportemental d'un processus physique à partir de données », Mémoire de Master, Université Abou Bakr-Belkaid, Tlemcen, 2012.
- [79] **D. Nauck, et R. Kruse**, « What are Neuro-Fuzzy Classifiers ? », Seventh International Fuzzy Systems Association World Congress IFSA'97, Vol. IV, pp. 228-233, Academie de Prague, 1997.
- [80] **D. Ould abdeslam**, « Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension », thèse de doctorat, université de Haute-Alsace, France, 2005.
- [81] **T. Benmiloud**, « Techniques de Modélisation et de Commande Neuro-floue Adaptative (ANFIS) », Mémoire de Magister, Université des Sciences et de la Technologie Mohamed Boudiaf d'Oran, USTO, 2006.
- [82] **M. Mordjaoui**, « Modélisation des effets électromagnétiques Apport de la logique floue et Neuro-floue », Thèse de doctorat es-sciences, Université De Batna, Juin 2004.
- [83] **Mokeddem Diab**, « Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base d'Algorithmes Génétiques », université Ferhat Abbas de Sétif, 2010.
- [84] **A. Laib**, « Contribution à la classification des défauts dans le réseau électrique », Thèse de doctorat en électrotechnique, Université Med Seddik ben Yahia Jijel, 2018.
- [85] **BRAHIM Walid, BENKOUIDER Mounir**, « Classification neuro-floue pour l'identification des défaillances », Mémoire de Projet de Fin d'Étude, Université BLIDA 1, 2014-2015.
- [86] **R. Mahadoui**, « Diagnostic industriel par neuro-flou - Application à un système de production », Thèse de magistère, Université El-hadj Lakhdar, Batna, 2007.
- [87] **B. Walid; B. Mounir**, « Classification neuro-floue pour l'identification des défaillances », Mémoire master en électronique, option automatique, Université Blida1, 2014.
- [88] **L.Cheng-Jian, L.Chi-Yung and C.Cheng-Chung**, « Temperature control using neurofuzzy controllers with compensatory operations and wavelet neural networks . Journal of Intelligent Fuzzy Systems », pp. 145-157, (2006).

- [89] **Y-Q.Zhang and A.Kandel**, «Compensatory neuro-fuzzy systems with fast Learning algorithms », IEEE Transaction on Neural Networks, pp.83-105, (1998).
- [90] **M.L. ZEGAI**, « Synthèses Des Techniques de Commande DTC Associe à L'intelligence Artificielle Appliquée au Contrôle D'un Moteur Asynchrone Alimenté par Onduleur Multi-Niveaux », Thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2017-2018

# ANNEXES -A-

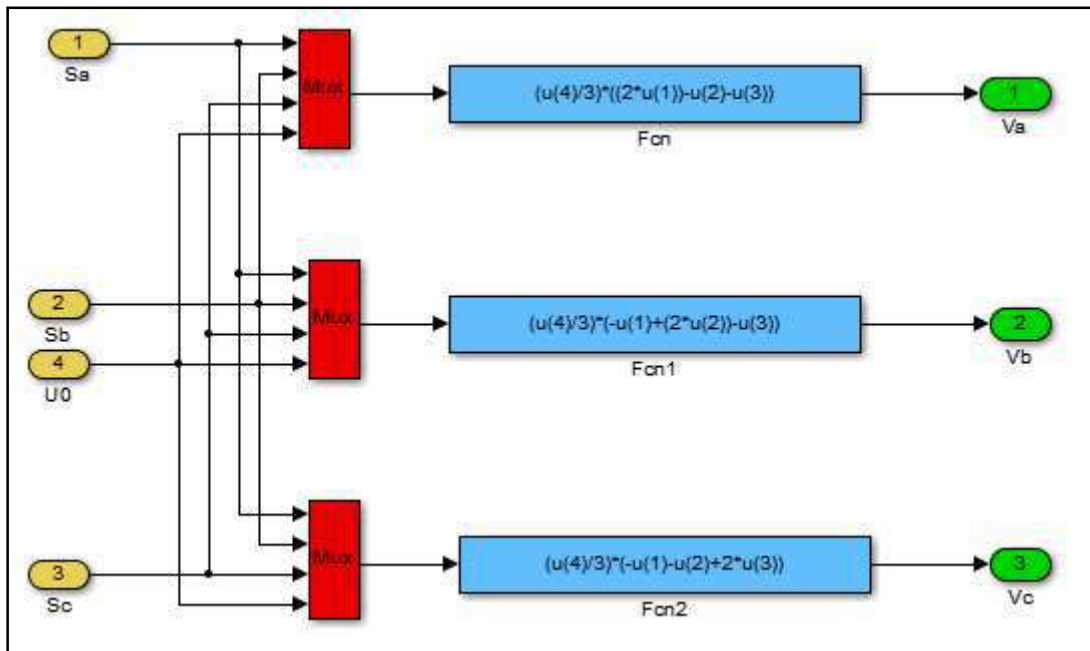
## Modèle de la machine synchrone à aimants permanent



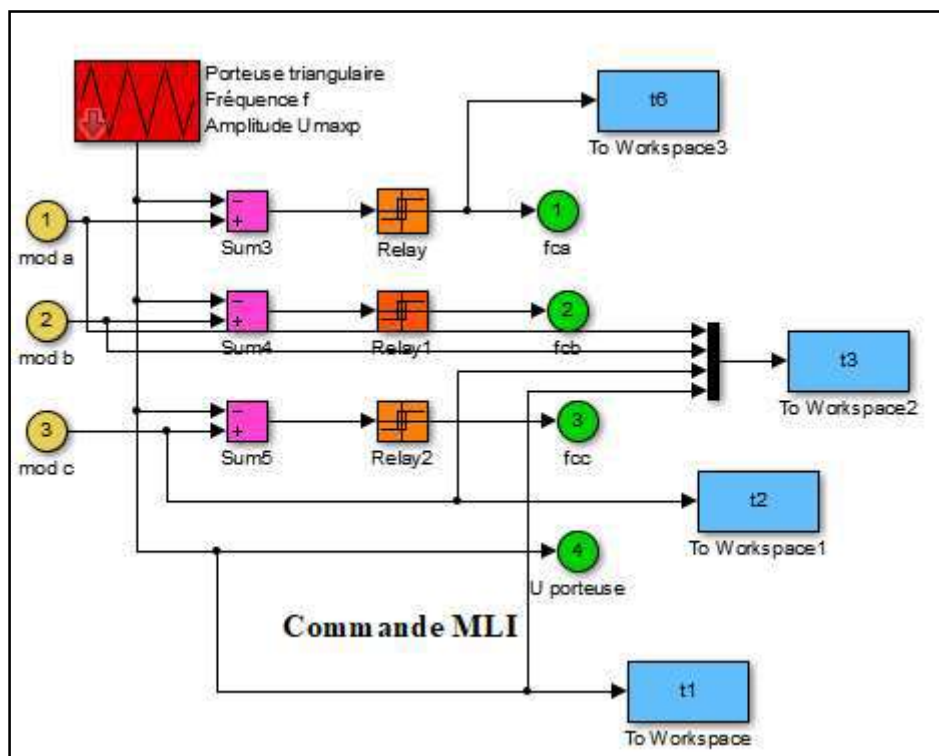
Modèle de Chapitre II Modélisation d'un moteur synchrone à aimants

### Paramètres du moteur synchrone à aimants permanents étudié :

Paramètre	Signification	Valeur
$R_s$	Résistance statorique en [ohm]	0.4578
N	Nombre de paire de pôle	4
$L_d$	Inductance d'axe d en [H]	$3.34 \times 10^{-3}$
$L_q$	Inductance d'axe q en [H]	$3.58 \times 10^{-3}$
J	Inertie de la machine en [ $Kg.m^2$ ]	0.001469
f	Coefficient de frottement en [ $Nm.s/rd$ ]	0.0003035
$\varphi$	Flux rotorique en [Wb]	0.171



**Figure :** Le schéma block de l'onduleur (continue-alternatif)



La commande MLI du convertisseur statique 'Onduleur'



## ANNEXES -B-

ANFIS info:

Number of nodes: 310

Number of linear parameters: 540

Number of nonlinear parameters: 34

Total number of parameters: 574

Number of training data pairs: 36

Number of checking data pairs: 0

Number of fuzzy rules: 135

Warning: number of data is smaller than number of modifiable parameters

Start training ANFIS ...

1 9.74411e-07

2 9.77104e-07

Designated epoch number reached --> ANFIS training completed at epoch 2.



République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université d'Ain Témouchent Belhadj BOUCHAIB  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département d'Electrotechnique

**Formulaire de déclaration sur l'honneur**  
**Relatif à l'engagement pour respecter les règles d'authenticité**  
**scientifique dans l'élaboration d'un travail de recherche**

(Annexe de l'arrêté n°933 du 28 juillet 2016 fixant les règles relatives à la prévention et la lutte contre le plagiat)

Je soussignée,

L'Etudiante Melle **MELAB Yasmine**

Détenteur d'une carte d'étudiant N° : **110010558004390003**, délivrée le : **31\08\2022**

Inscrit à la faculté : **des Sciences et de la Technologie** ;

Département : **Electrotechnique**.

Et chargé de préparer un mémoire de fin d'étude Master 2.

Sous-titré : **Commande de la machine synchrone à aimant permanent par la technique 'DTC' basée sur les systèmes de neuro-floues.**

→ Déclare sur l'honneur, m'engager à respecter les règles scientifiques, méthodologiques, et les normes de déontologie professionnelle et de l'authenticité académique requise dans l'élaboration du projet de recherche suscité.

à **Ain Temouchent**, le : 09/06/2024

Signature




République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université d'Ain Témouchent Belhadj BOUCHAIB  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département d'Electrotechnique

### **Formulaire de déclaration sur l'honneur**

### **Relatif à l'engagement pour respecter les règles d'authenticité scientifique dans l'élaboration d'un travail de recherche**

(Annexe de l'arrêté n°933 du 28 juillet 2016 fixant les règles relatives à la prévention et la lutte contre le plagiat)

Je soussignée,

L'Etudiante Melle **BELLOUATI Wisem Fatima Zohra**

Détenteur d'une carte d'étudiant N° : **110011465008040007**, délivrée le : **14\11\2018**

Inscrit à la faculté : **des Sciences et de la Technologie ;**

Département : **Electrotechnique.**

Et chargé de préparer un mémoire de fin d'étude Master 2.

Sous-titré : **Commande de la machine synchrone à aimant permanent par la technique 'DTC' basée sur les systèmes de neuro-floues.**

→ Déclare sur l'honneur, m'engager à respecter les règles scientifiques, méthodologiques, et les normes de déontologie professionnelle et de l'authenticité académique requise dans l'élaboration du projet de recherche suscité.

à **Ain Temouchent**, le : **09/06/2024**

Signature

**Belouati Wisem Fatima Zohra**  
**201154485**  
**20/11/18**  
**حاسب الآلة**

09 جوان 2024

الجامعة الجزائرية للتكنولوجيا  
الجامعة الجزائرية للتكنولوجيا  
الجامعة الجزائرية للتكنولوجيا