الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique et de l'Informatique



Projet de Fin d'Etudes

Présenté pour l'obtention du Diplôme
De Master en Génie Électrique

Spécialité: *Commande et électronique industrielle*

THEME

Etude Comparative des performances de la commande améliorée d'une MSAP

Présenté par :

SAIDI walid
BENMAHIEDDINE yahia

Encadré par :

Dr hamidia fathia
Dr abbadi amel

PROMOTION 2014-2015

Dédicaces

A ceux qui sont les plus chers du monde, ma mère et mon père, à qui je n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, pour ses amours ses soutiens tout au long de mes études afin de faire de moi ce que je suis aujourd'hui, que dieu les protège.

A ma chère épouse

A mes frères

A mes sœurs

A toute ma famille

A toutes mes

amies "krimo,mohamed,smail,salah,farouk,karim,sifou,Walid,reda

Yahia

Remerciement

Nous tenons à remercier tout d'abord le dieu qui nous a donné la force, le courage et la patience durant notre étude pour arriver à ce jour-là.

Nous remercions ensuite Dr. hamidia et Dr. abbadi pour son encadrement et ces conseils qui nous ont guides à ce résultat, et surtout sa disponibilité tout le long de notre travail.

Nous remercient également les enseignent qui ont contribué à notre formation.

Enfin, nous adressons aussi nos remerciements à tous ceux qui ont contribué à notre formation de près ou de loin.

ملخص

نظرا للسلبيات التي يعاني منا التحكم الشعاعي. قد اقترحت تقنية جديدة للتحكم تدعى التحكم المباشر للعزم. هذه التقنية تتميز بايجابية عدم حاجتها للاقط السرعة و الموضع لكن التواترالتبديلي لهذه الأخيرة غير ثابت (نتيجة استعمال مراقبات التباطؤ)والذي يؤدي بدوره إلى زيادة الضجيج. من أجل إيجاد حلول لهذه المشاكل و تحسين أداء التحكم للآلة التزامنيةذات مغانط دائمة، قد اقترحت بعض التقنيات (المنطقة المزحزحة وذات اثني عشر منطقة . التحكم بالشبكة العصبية) ، درست ونوقشت في هذا العمل، كما أن هذه التقنيات تهدف للتقليل من تموج عزم الدوران و التدفق وذلك مع وبدون تحديد السرعة.

كلمات مفتاحية

التحكم المباشر للعزم،لآلة التزامنيةذات مغانط دائمة، المنطقة المزحزحة ،ذات اثني عشر منطقة،التحكم بالشبكة العصبية

Résumé

A cause des inconvénients de la commande vectorielle, une nouvelle technique de commande appelée DTC (Commande directe du couple) a été proposée. Cette commande a l'avantage de ne pas exiger de capteurs de vitesse ou de position. Néanmoins, la fréquence de commutation de cette dernière n'est pas constante (à cause de l'utilisation de régulateurs à hystérésis), cela mènes à des bruits acoustiques.

Pour résoudre ces problèmes et dans le but d'améliorer les performances de la commande de la MSAP, quelques approches (à zone décalé et à douze zones et a base de réseau de neurons), ont été proposées, étudiées et discutées dans ce travail, ces techniques ont alors pour objectif de minimiser les ondulations du couple et cela avec et sans régulation de vitesse.

Mots clés

Commande directe du couple, DTC à zone décalée, DTC à douze zones, DTC à base de réseaux de neurones

Summary:

Due to drawbacks of field oriented control, a new technique called DTC is proposed. This control has the advantages that it need not to sensor of speed or position. However, the switching frequency of it, is not constant (because of the use hysteresis regulators), and that leads to acoustic noise

To resolve these problems and in the main to improve the PMSM control performances, some of approaches (with shifted areaandwith twelvezones, Neuronal DTC) are proposed, studied and discussed in this work. These techniques have also the objective to minimize the high torque ripples with and without speed control.

Keys words

Direct torque control, DTC with shifted area,DTC with twelvezones, Neuronal DTC

V_a ,V_b, V_c	Les tensions des phases statoriques
i_a ,i_b, i_c	Les courants des phases statoriques
ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c,	Les flux totaux à travers les bobines statoriques
F	Fréquence
J	Le moment d'inertie du moteur
F	Le coefficient de frottement visqueux
C_e	Le couple électromagnétique délivré par le moteur
C_r	Le couple résistant, ou de charge
$[c_{32}]$	La matrice de transformation directe de Concordia (diphasé vers triphasé)
$[c_{23}]$	La matrice de transformation inverse de Concordia (triphasé vers diphasé)
[P], $[P]^{-1}$	La matrice de passage directe et inverse
ϕ_f	Constante indiquant le champ dû à l'aimantation permanente du rotor
w_e	Energie emmagasinée dans le circuit magnétique
θ_{qeo}	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)
T_i , $T_i^{'}$	Les transistors (supposée des interrupteurs idéaux)
T	Période
$[V_{an0}\ V_{bn0}\ V_{cn0}]^T$	Vecteur de tensions de sortie de l'onduleur
$\bar{\phi}_s(k)$	Le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel
$\bar{\phi}_s(k+1)$	Le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage
$\Delta\bar{\phi}_s$	La variation du vecteur flux statorique
T_e	La période d'échantillonnage
$\bar{\phi}_s$	Le vecteur de flux statorique
$\bar{\phi}_r$ '	Le vecteur de flux rotorique ramené au stator
Θ	L'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique

DTC	Direct Torque Control
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanent
F.M.M	Force Magnétomotrice
F.E.M	Force électromotrice
DTFC	Direct torque (and Flux) control
FOC	Field oriente control
DSC	Direct Self Control
DVMC	Direct Victor Modulation Control
AF	Augmentation de flux
SMC	Sheet Moulding Compound
DF	diminuer le flux
L_s	carrée elle contient des termes constants que nous regroupons dans $[L_{S0}]$
M_{sf}	matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

	CHAPITRE I
Figure I.1	Structure des machines à aimants permanents
Figure I.2	Différents structures des rotors des MSAPs
Figure I.3	Courbes de B(H) de différents aimants
Figure I.4	Différents formes des aimants permanents
Figure I.5	Les différents couples qui agissent sur le rotor
Figure I.6	Le système de coordonnées de d-q
Figure I.7	Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d, q)
Figure I.8	Schéma fonctionnel du modèle de Park
	CHAPITRE II-
Figure II.1	Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une (MSAP)
Figure II.2	Séquence de fonctionnement d'un onduleur
Figure II.3	Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β)
Figure II.4	Partition du plan complexe en six secteurs angulaires *Si=1…6*
Figure II.5	Sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de flux statorique
Figure II.6	Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple
Figure II.7	Schéma de la commande générale du contrôle direct de couple d'une (MSAP)
Figure II.8	Evolution du couple électromagnétique et le flux statorique
	CHAPITRE III
Figure III.1	Structure d'un neurone
Figure III.2	Schéma d'un neurone forme
Figure III.3	Forme d'un réseau non bouclé
Figure III.4	Forme d'un réseau bouclé
Figure III.5	Le modèle de Kohonen
Figure III.6	Réseau de Hopfield
Figure III.7	Schéma d'un Perceptron
Figure III.8	Illustration de l'apprentissage supervis
Figure III.9	Illustration de l'apprentissage non supervis
Figure III.10	Architecture de réseaux multi couche
	CHAPITRE IV
Figure IV.1	Représentation de la DTC classique et DTC modifiée
Figure IV.2	Réponse du couple et flux pour la DTC classique et modifiée
Figure IV.3	Définition des douze secteurs de la DTC12
Figure IV.4	Comparateur à hystérésis a) pour le couple, b) pour le flux
Figure IV.5	Réponse du couple et flux statorique de DTC à douze zones
Figure IV.6	Structure d'un régulateur neural
Figure IV.7	Résultat de simulation de commande DTC a base de réseau de neurone sens réglage de vitesse.
Figure IV.8	Diagramme fonctionnel de réglage de vitesse
Figure IV.9	Méthode des pôles imposés
Figure IV.10	Structure d'un régulateur neuronal de la vitesse de rotation
Figure IV.11	Réponses de différentes grandeurs de la CDTC-MSAP avec régulateur PI
Figure IV.12	Réponses de différentes grandeurs de la DTC_12-MSAP avec régulateur PI

Figure IV.13 Réponses de différentes grandeurs de la NDTC-MSAP avec régulateur PI
Figure IV.14 Réponses de différentes grandeurs de la DTC_12-MSAP avec régulateur NR
Figure IV.15 Réponses de différentes grandeurs de la NDTC-MSAP avec régulateur NR

CHAPITRE I	
Tableau I.1	Principales caractéristiques magnétiques des familles d'aimants
CHAPITRE II	
Tableau II.1	Table généralisée des vecteurs de tension d'une commutation par DTC.
Tableau II.2	Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur
Tableau II.3	Table de commutation sans séquence nulles
CHAPITRE IV	
Tableau IV.1	Comportement de chaque vecteur tension dans le premier secteur
Tableau IV.2	Stratégie de contrôle de la DTC modifiée.
Tableau IV.3	Application des six vecteurs de tension dans les 12 secteurs de la DTC_12
Tableau IV.4	table de vérité pour la DTC à 12 secteurs
Tableau IV.5	Les caractéristiques des régulateurs neuronaux

Introduction générale 1

CHAPITRE I

Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

I.1 Introduction 3
I.2 Généralités sur les machines électriques à aimants permanents 3
I.2.1 Types des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) 3
I.2.2. Les rotors de la machine à aimants permanents 4
I.2.2.1. Aimants en surface 4
I.2.2.2.Aimants insérés 5
I.2.2.3. Aimants enterrés 5
I.2.2.4. Aimants à concentration de flux 5
I.2.3. Les matériaux magnétiques 6
I.2.3.1. Les aimants 6
I.2.3.1.1. Aimants permanents frittés 6
I.2.3.1.2. Aimants liés 9
I.2.3.2. Des matériaux magnétiques doux 9
I.2.3.2.1. Matériaux laminés 9
I.2.3.2.2. Matériaux composites 9
I.3. les Avantages et les inconvénients des machines synchrones à aimants permanents 10
I.4. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents 11
I.4.1. Les équations électriques des machines électriques 12
I.4.2. Equation magnétique 12
I.4.3. Equation mécanique 13
I.5. Transformation triphasé – biphasé 14
I.5.1. Transformation de Concordia 14
I.5.2. Principe de la transformation du Park 15
I.5.3. Transformation de (α, β) au d-q et inversement 16
I.6. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents dans le plan de Park 16
I.6.1. Equations électriques 17
I.6.2. Equations magnétiques 17
I.6.3. Expression du couple électromagnétique 18
I.6.4. Equations mécaniques 19
I.8. Conclusion 20

CHAPITRE II

La commande Directe du Couple

II.1. Introduction 21
II.2.Principes généraux de la commande directe du couple 21
II.3.Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé 22
II.4.Stratégie de commande directe de couple et de flux 23
II.4.1.Contrôle du vecteur de flux statorique 24
II.4.2.Contrôle du couple électromagnétique 25

II.5. Sélection du vecteur de tension 26
II.6.Estimation du flux et du couple 27
II.6.1.Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux 28
II.6.2.Correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux 29
II.7.Elaboration des tables de commutation 30
II.7.1.Elaboration de table de commutation avec séquences nulles 30
II.7.2.Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles 31
II.8.Structure générale de la DTC appliquée au MSAP 32
II.9.Résultats de la simulation et interprétation 33
II.10.Conclusion 34

CHAPITRE III
Les réseaux de neurones

III.1.Introduction 35
III.2. Structure des neurones 35
III.3. Fonctionnement des neurones 36
III.4. Réseaux de neurones artificiels 37
III.4.1. Le neurone formel 37
III.5. Propriétés des réseaux de neurones 38
III.6. Architectures des réseaux de neurones 38
III.6.1. Les réseaux statiques 38
III.6.2.Les réseaux dynamiques 39
III.7. Quelques modèles des réseaux de neurones 40
III.7.1 Modèle de Kohonen 40
III.7.2. Modèle de Hopfield 41
III.7.3. Le Perceptron 42
III.8. Apprentissage des réseaux de neurones 43
III.9. Le Perceptron multi couche 45
III.10. Conclusion 46

CHAPITRE IV
La commande directe du couple améliorée

IV.1. Introduction
IV.2. La commande directe du couple à zone décalée 47
IV.2.1. Principe 47
IV.2.2.Elaboration de table de commutation 47
IV.2.3.résultats de simulation 48
IV.3. La commande directe du couple à douze zone 49
IV.3.1. Principe 49
IV.3.2.Elaboration de table de commutation 50
IV.3.3. résultats de simulation 52
IV.4. La commande DTC base à réseaux neurones 52
IV.4.1.principe 52
IV.4.2. résultats de simulation 53
IV.5.étude comparative 54
IV.6.Réglages de vitesse 55
IV.6.1.principe PI 55
IV.6.2.principe réseaux de neurones 57
IV.6.3.résultats de simulation 58
IV.7.Conclusion 61

Conclusion générale 62

INTRODUCTION GENERALE

Pendant longtemps le moteur à courant continu était la meilleure source de variation de vitesse, du fait du découplage naturel qu'il présente entre le flux et le couple. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien, ont incité les chercheurs à le remplacer par un autre moteur plus robuste, plus fiable et de faible coût.

Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés des machines à courant alternatif. De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable.

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robuste aux différentes perturbations. Ces dernières années plusieurs techniques sont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances.

La technique de la commande directe du couple (Direct Torque Control ou DTC) proposée par DEPENBROCK et TAKAHACHI utilise une approche séduisante par son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statorique sans utilisation des capteurs mécaniques .Les avantages déterminants attribués aux techniques DTC classiques (dynamique, robustesse, facilité d'implémentation, performances aux faibles vitesses) sont néanmoins contre balancés par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné ; par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable qui augmente les risques d'excitation de résonances mécaniques ou acoustiques .[28]

Notre travail a pour objectif de proposer quelques techniques d'améliorations de la commande DTC dans ce manuscrit qui se divise en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, on présente la machine synchrone à aimants permanents, ses types des machines synchrone, ses avantages et inconvénients et dernièrement sa modélisation.

Le deuxième chapitre est consacre à la présentation du principe de la commande DTC, estimation du flux et de couple électromagnétique.

Le troisième chapitre étudié les réseaux de neurones et leur fonctionnement.

Dans Le quatrième chapitre on présente quelques techniques d'amélioration de la commande DTC classique.

MODÉLISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE Á AIMANTS PERMANENTS

CHAPITRE I

I.1. Introduction:

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixée par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique. [1]

Cette famille des machines regroupées fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales où trapézoïdales.

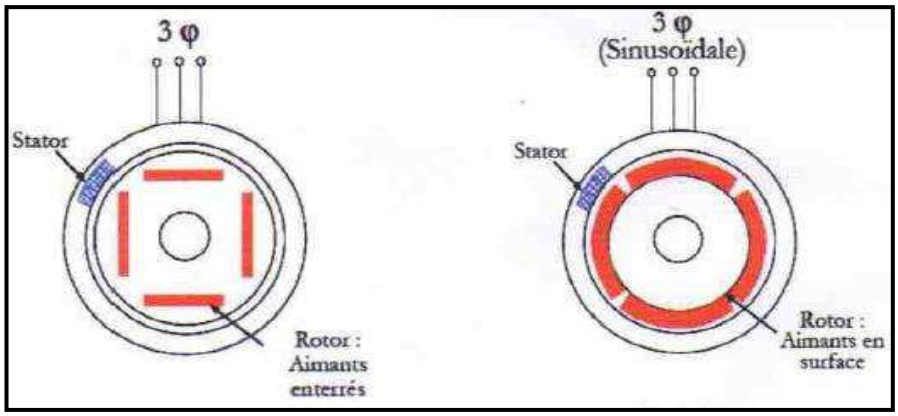
Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone. Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants

I.2. Généralités sur les machines électriques à aimants permanents :[2]

I.2.1. Types des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) :

Dans les machines synchrones à aimants permanents, les aimants sont aussi situés sur la partie tournante. Le stator est constitué d'un enroulement triphasé distribué sinusoïdalement, comme il se constate sur la (figure I.1.a .b) .Concernant son fonctionnent, il est basé sur le principe de rotation du champ magnétique en synchronisme avec le rotor ; d'où le nom des machines synchrones à aimants permanents (MSAP).

Dans la plupart des applications, un onduleur est nécessaire pour avoir une alimentation avec une tension et une fréquence variable, où le champ tournant rotorique peut être gardé en synchronisme avec la sortie de l'onduleur pour une vitesse allant de zéro à sa vitesse maximale. Pour les (MSAP), l'information de la position rotorique est essentielle pour la commande électrique. Par conséquent, dans ces machines, l'interface physique avec un codeur ou résolveur est inévitable. Avec le développement des algorithmes d'estimation de position cette contrainte peut être éliminée.



a) machine avec rotor à aimants enterrés b) machine avec rotor à aimants en surface

Figure I.1. Structure des machines à aimants permanents

I.2.2. Les rotors de la machine à aimants permanents:

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en termes de placement des aimants est le suivant:

- Aimants en surface (Surface magnet type)
- Aimants insérés (Insert magnet type)
- Aimants enterrés (Ierior magnet type)
- Aimants à concentration de flux (Burried magnet type)

I.2.2.1. Aimants en surface:

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur le rotor, ils sont aimantés radialement, et ça se constate dans (figure I.2.a). Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autre machines à aimants. Tandis que, L'inconvénient de ce type de machine est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur. Dans le cas des aimants du type terres rares la réactance synchrone dans l'axe- d et l'axe- q sont pratiquement les mêmes.

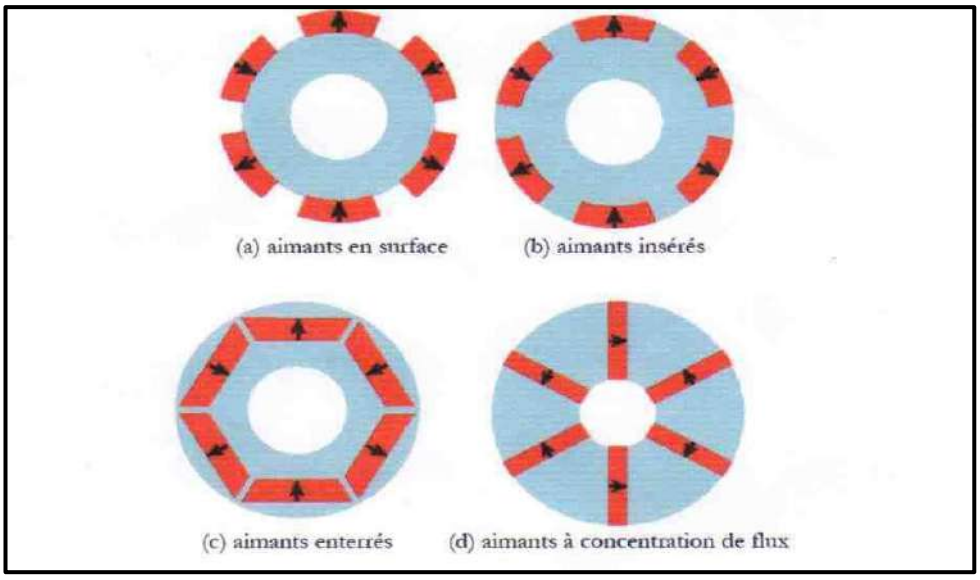


Figure I.2. Différents structures des rotors des MSAPs

I.2.2.2.Aimants insérés:

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la (figure I.2.b). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réluctant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe- q est légèrement supérieure à celle dans l'axe - d.

I.2.2.3. Aimants enterrés:

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor, voir (la figure I.2.c) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe- d est plus petite que celle de l'axe- q .Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

I.2.2.4. Aimants à concentration de flux:

L'autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrés profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence (figure I.2.d). Les pôles magnétiques se forment alors à niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents.

L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants permanents intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe- q est plus grande que celle de l'axe d.

I.2.3. Les matériaux magnétiques:

La source de champ rotorique constituée d'aimants frittés ou liés ; Les circuits magnétiques constituent de tôles ou de matériaux magnétiques composites. Ces circuits doivent naturellement limiter les fuites (bonne perméabilité), et représenter un volume réduit (induction à saturation élevée). Ils ne doivent pas être la source de pertes trop importantes qui nuiraient aux performances du moteur. D'un point de vue mécanique, le matériau doit aussi tenir les contraintes de déformation que les efforts électromagnétiques ou la vitesse lui feront subir, tout en étant aisément usinable pour simplifier le procès d'industrialisation Thermiquement, le matériau si possible isotrope, doit être un bon échangeur entre essentiellement le bobinage et l'environnement extérieur [3].

I.2.3.1. Les aimants :

I.2.3.1.1. Aimants permanents frittés:

Les aimants permanents sont des matériaux durs, caractérisés par une polarisation rémanente j_p, un champ coercitif d'aimantation H_c, et une énergie spécifique maximale $(BH)_{\max}$ D'un point de vue macroscopique, l'état magnétique d'un aimant est décrit par trois vecteurs [4] [5]

- l'induction magnétique B ,
- le champ magnétique H ,
- la polarisation rémanente de l'aimant j_p .

L'aimantation de l'aimant est la résultante d'une aimantation rémanente j_p et d'une aimantation induite par un champ extérieur $J_{ext} = \mu_0 \chi_m (H).H$ ou χ_m est la susceptibilité magnétique du matériau (qui dépend du champ appliqué). Par conséquent, on peut écrire la relation suivante :

$$B = \mu_0 \left[H + \frac{J_p}{\mu_0} + \chi_m (H).H \right] = \mu_0 \left[1 + \chi_m (H) \right].H + J_p \qquad (I.1)$$

Soit encore, en introduisant la permutabilité relative de l'aimant $\mu_r = 1 + \chi_m(H)$:

$$B = \mu_0 \mu_r(H).H + J_p \qquad \text{(I.2)}$$

Pour les machines tournantes, la partie utile de la caractéristique $B(H)$ des aimants se situe dans le quart de plan où $H < 0$ et $B > 0$. On parle de caractéristique de démagnétisation lorsqu'un champ extérieur est appliqué pour s'opposer à l'aimantation résiduelle de l'aimant (Figure 1.3).

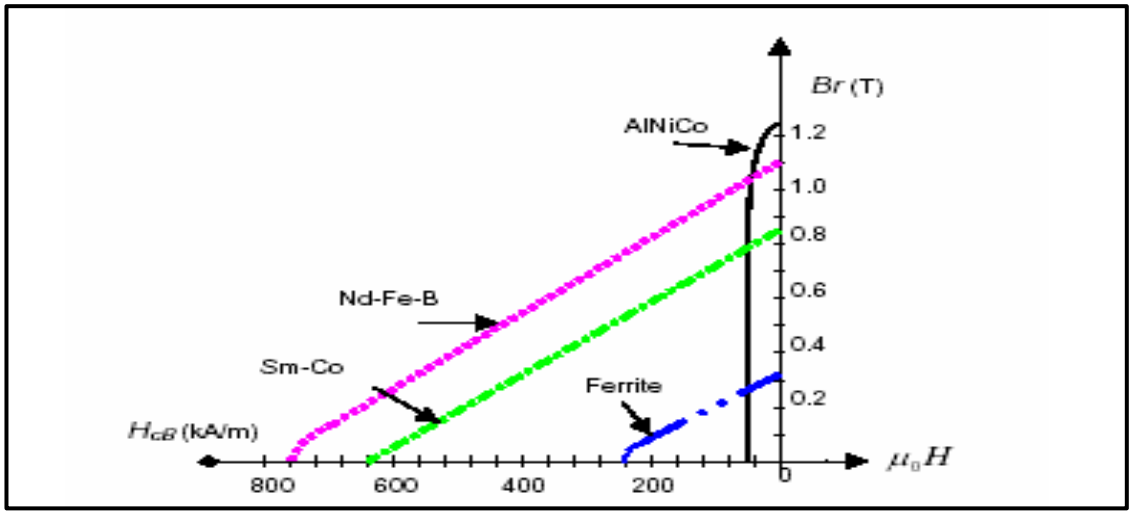


Figure I.3. Courbes de B(H) de différents aimants

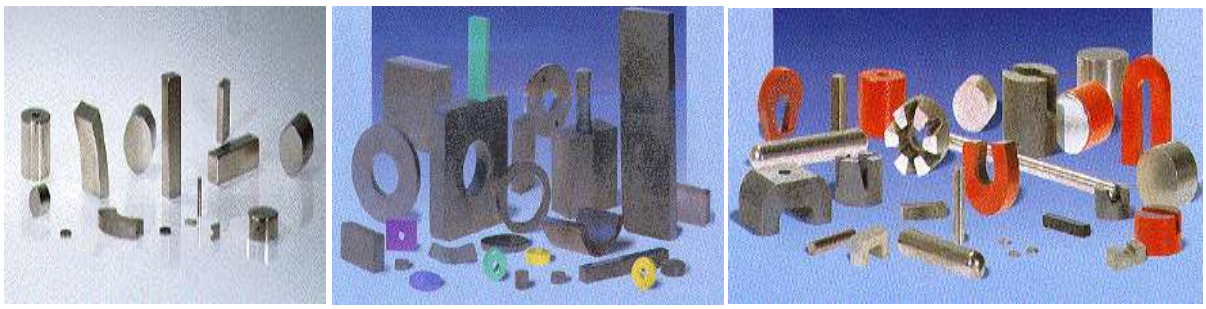
Les aimants permanents que l'on peut rencontrer dans les machines sont principalement les ferrites et les AlNiCo et les aimants terres rares (Le Samarium-Cobalt et le Néodyme-FerBore) dont les principales caractéristiques sont regroupées dans le (tab I.1) [6].

Propriétés	Unites	Alnico	Ferrite	Sm-Co	Nd-Fe-B
Champ Rémanent **Br**	T	0,6 à 1.35	0,35 à 0.43	0,7 à 1.05	1,0 à 1,3
Champ coercitif intrinsèque **Hci**	KA/m	40 à 130	180 à 400	800 à 1500	800 à 1900
(BH) max	KJ/m3	20 à 100	24 à 36	140 à 220	180 à 320
Coefficient de température	%/°C	-0,01 à -0,02	-0.2	-0,045 à -0.05	-0,08 à -0,15
Coefficient de température	%/°C	-0,02	0,2 à 0,4	0,2 à 0,25	-0,5 à -0,9
Température maximum de fonctionnement	°C	500 à 550	250	250 à 350	80 à 200

Tab I.1. Principales caractéristiques magnétiques des familles d'aimants

L'analyse du tableau précèdent permet d'émettre quelques conclusions sélectives :

- **Alnico :** Les aimants en Alnico ont un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible, ce qui pose de gros problèmes de démagnétisation. Ces aimants ne peuvent être sortis de leur circuit magnétique, sous peine de les désaimanter.
- **Ferrite:** c'est le composant le plus ancien et le moins cher. Ses performances modestes le cantonnent cependant dans les machines de faible puissance massique. C'est un matériau très cassant mais résistant à la corrosion. Par ailleurs, ce sont des aimants fortement sensibles à la démagnétisation à basse température et possèdent une polarisation rémanente relativement faible qui ne les prédispose pas aux contraintes aéronautiques [7] [8].
- **Néodyme-Fer-Bore :** c'est la version la plus performante. Les progrès constants réalisés ces dernières années dans leur élaboration, et leur coût inférieur aux Samarium-Cobalt, leur assurent une quasi-exclusivité pour un grand nombre d'applications. Naturellement sensible à la corrosion, des techniques récentes de traitement tendent à diminuer fortement l'usure. Cependant ils sont encore défavorisés par leur tenue à la température élevée et dans le cas de la haute vitesse par une conductivité pénalisante.
- **Samarium-Cobalt** : ceux sont les premiers aimants terres rares apparus sur le marché. Leur énergie spécifique est très supérieure à celle des ferrites, de même que leur prix. Compte tenu de sa bonne tenue en température (> 300°C) et aux champs inverses élevés, ce composant est propice à certaines applications (militaire, nucléaire...) Ils constituent dans ce contexte le meilleur compromis en terme de performance face à un environnement thermique sévère tel que l'on trouve dans des applications aéronautiques.



Images d'aimants terres-rares | Images d'aimantes ferrites | Images d'aimants Alnico

Figure I.4. Différents formes des aimants permanents

I.2.3.1.2. Aimants liés:

Actuellement, les aimants frittés souffrent d'une forte sensibilité à la température et de caractéristiques mécaniques déficientes pour certains types d'applications (problème de collage et de résistance aux sollicitations mécaniques). Dans ce contexte, les aimants liés présentent des atouts en partie dus à leur faciliter d'utilisation et de manipulation. Ces aimants liés obtenus par mélange homogène de poudres d'aimants et de matériaux polymères, se distinguent par trois procédés de fabrication donnant lieu à des matériaux injectés, compressés ou calandrés. Pour ces deux dernières catégories, le produit final isotrope ou anisotrope peut avoir des formes complexes grâce à un usinage direct moyennant quelques précautions (arrosage pour limiter l'échauffement, protection contre la corrosion des surfaces usinées). [9].

I.2.3.2. Des matériaux magnétiques doux :

Outre les aimants, le circuit magnétique de la (MSAP) est constitué de matériaux Ferromagnétiques doux, dont l'induction en zone de fonctionnement linéaire, suit la loi $B = u_0 u_r H$ ou $H \in [100,1000]$ selon le matériau, alors qu'en zone de saturation, On distingue simplement ce matériau par son induction de saturation B_{sat} comprise entre 1,2 et 2,4T suivant les composants de base.

I.2.3.2.1. Matériaux laminés

Les matériaux laminés représentent en volume, la part majeure des machines. Dans la gamme des matériaux participant à la conversion électromécanique, les composants laminés constituent sûrement le volume le plus utilisé. Le flux statorique étant variable, le stator est composé d'un empilement de tôles en Fe-Si de 10 à 65 centièmes de millimètres d'épaisseur pour limiter les pertes. Les divers alliages proposés (Fe-Silicium, Fer-Cobalt, Fer-Nickel) permettent de jouer de façon significative sur les propriétés magnétiques, mécaniques ou diélectriques. Divers matériaux ont ainsi été développés pour, par exemple réduire les pertes fer ou privilégier l'induction de saturation B_{sat}.

1.2.3.2.2. Matériaux composites :

Les SMC (sheet moulding compound) sont des mélanges de poudres de fer et de liants isolants électriques qui sont compressés, recuits et moulés pour obtenir la forme désirée. Les particules de fer sont indépendantes les unes des autres ; il n'existe pas d'arrangement cristallin de ces particules, ce qui se traduit par un cycle d'hystérésis plus large et donc par des pertes associées plus importantes. A l'inverse, la nature particulaire et l'isolation électrique de chaque particule (augmentation de la

résistivité du matériau) procure un avantage important quant aux pertes par courants de Foucault ; il faut noter néanmoins, que cette isolation des particules diminue la perméabilité (inférieure de 50% par rapport à des matériaux laminés) et donc le niveau d'induction. Les fabricants de SMC, par exemple Höganäs ou les Poudres du Québec, sont capables de produire toutes les nuances de SMC, du plus isolant et faiblement perméable, jusqu'au moins résistif et bon conducteur magnétique, en changeant les proportions de liants, les pressions et températures de recuit. Ces matériaux étant exploités dans la machine sous forme de pièces massiques (stator en une pièce), les transferts de chaleur sont favorisés et entraînent la suppression des "points chauds" inhérents aux circuits à empilement. La machine peut dans ce contexte gagner en puissance massique où l'on augmente la densité de courant.

I.3. Avantage et les inconvénients des machines synchrones à aimants permanents: [15], [11]

Lors de construction des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), l'utilisation des aimants permanents à la place des bobinages d'excitation offrent beaucoup d'avantages.

Les avantages :

- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré.
- Une faible inertie et un couple massique élevé.
- Une meilleure performance dynamique.
- Construction et maintenance plus simple.
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacte bague – balais dans ces machines.

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants :

- Performance du moteur.
- Poids du moteur.
- Dimension du moteur.
- Rendement du moteur.
- Facteur économique.

Les inconvénients:

- Coût élevé (à cause du prix des aimants).
- Problème de tenue en température des aimants (250 °C pour le samarium-cobalt)
- Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- Difficulté de dé fluxage et complexité de son électronique de commande (nécessité d'un capteur de position).
- Impossibilité de régler l'excitation.
- Pour atteindre des vitesses élevées, il est nécessaire d'augmenter le courant statorique afin de démagnétiser la machine. Ceci entraînera inévitablement une augmentation des pertes statoriques par effet Joule.
- La non-régulation de ce flux ne permet pas une souplesse de contrôle sur une très large plage de vitesse.

I.4. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents: [16] [11]

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) considérée dans notre étude comporte un stator et un rotor de constitution symétrique avec *P* paires de pôles. Les enroulements statoriques sont connectés en étoile à neutre isolé, l'excitation rotorique est créée par des aimants permanents au rotor, ces aimants sont supposés rigides et de perméabilité voisine de celle de l'air. Les machines synchrones sont classées en deux catégories "sinusoïdale" et "non sinusoïdale" en fonction de la répartition spatiale des conducteurs. Les machines synchrones sinusoïdales alimentées par des courants sinusoïdaux présentent un couple constant et leur modèle en régime linéaire sont relativement simple dans le "repère de Park" [12].

Afin de simplifier la modélisation de la machine, les hypothèses suivantes sont faites [13]

Les hypothèses :

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- La distribution sinusoïdale de le F.M.M crée par les enroulements du stator.
- L'hystérésis est négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau.
- L'effet d'encochage est négligeable.
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.

I.4.1. Les équations électriques des machines électriques :

- **du stator :**

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad \text{(I.3)}$$

Avec :

Rs : La résistance des phases statoriques,

$[V_a \quad V_b \quad V_c]^t$ Les tensions des phases statoriques ;

$[i_a \quad i_b \quad i_c]^t$ Les courants des phases statoriques ;

$[\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c]^t$ Les flux totaux à travers les bobines statoriques.

- **du rotor**

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}[\phi_f] \quad \text{(I.4)}$$

$$[I_f] = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [R_f] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [V_f] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{(I.5)}$$

I.4.2. Equation magnétique :

- **Flux statorique**

$$[\phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad \text{(I.6)}$$

La matrice $[L_S]$ est une matrice carrée et d'ordre 3*3, elle contient des termes constants que nous regroupons dans $[L_{S0}]$, et les termes variables dépendent de θ, que nous regroupons

Dans $[L_{S0}(\theta)]$ posons :

$$[L_S] = [L_{S0}] + [L_{S2}(\theta)] \quad \text{(I.7)}$$

$$[L_{S0}]=\begin{bmatrix} L_{S0} & M_{S0} & M_{S0} \\ M_{S0} & L_{S0} & M_{S0} \\ M_{S0} & M_{S0} & L_{S0} \end{bmatrix} \tag{I.8}$$

$$[L_{S2}(\theta)]=\begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta+\frac{4\pi}{3}) & \cos 2(\theta+\frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta+\frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta-\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{I.9}$$

Les inductances propres et mutuelles L_{S0} , M_{S0}, L_{S2} sont des constantes.

- **Flux rotorique**

$$\left[\phi_f\right]=\left[L_f\right]\left[I_f\right]+\left[M_{sf}\right]\left[I_s\right]\left[L_f\right]=\begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{I.10}$$

[M_{Sf}]: est le matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

$$\left[M_{sf}\right]=M_f\begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \left[M_{sf}\right]=\left[M_{fS}\right]^t \tag{I.11}$$

I.4.3. Equation mécanique :

Les seules pièces mobiles d'un MSAP sont le rotor et les enroulements de rotor. La robustesse et la fiabilité du MSAP est une conséquence directe de sa structure peu compliquée, le point de départ pour un modèle de système mécanique est la deuxième loi de Newton. La dernière équation importante complète le modèle du MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$\sum_i C_i = j\frac{d\Omega}{dt} \tag{I.12}$$

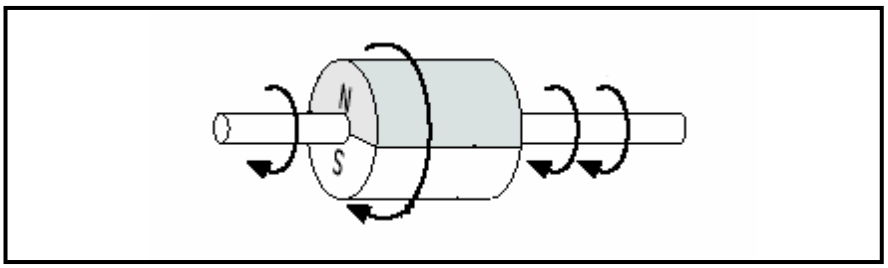


Figure I.5. Les différents couples qui agissent sur le rotor

$$C_e - C_r - C_f = j\frac{d\Omega}{dt} \tag{I.13}$$

$$C_f = f\Omega \tag{I.14}$$

Avec :

j : C'est 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.

I.5. Transformation triphasé - diphasé : [10], [14]

I.5.1. Transformation de Concordia :

Pour passer du système triphasé au système diphasé, il faut définir la matrice de transformation suivante (Transformation de Concordia).

$$c = \sqrt{\frac{3}{2}}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I.15}$$

$$c_{32} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{I.16}$$

$$c_{23} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{I.17}$$

$[c_{32}]$: La matrice de transformation directe de Concordia (diphasé vers triphasé)

$[c_{23}]$: La matrice de transformation inverse de Concordia (triphasé vers diphasé)

I.5.2. Principe de la transformation du Park :

La transformation de Park est défini par la matrice P, aux vecteurs originaux, $[V_{abc}], [i_{abc}]$ et $[\phi_{abc}]$, la transformation de Park correspond aux vecteurs $[V_{dqo}]$, $[i_{dqo}]$ et $[\phi_{dqo}]$.

La transformation de Park est définie par :

$$[V_{abc}] = [P][V_{dqo}] \tag{I.18}$$

$$[V_{dqo}] = [P]^{-1}[V_{abc}] \tag{I.19}$$

$[P]$ et $[P]^{-1}$ sont la matrice de passage directe et inverse, elles sont données par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I.20}$$

$$[P]^{-1}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}\cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}}\\ \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}}\\ \cos(\theta-\frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta-\frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{bmatrix} \quad \text{(I.21)}$$

I.5.3. Transformation de (α,β) au d-q et inversement :

Les coordonnées dirigent vers l'arrière la commande vectorielle est exécutées entièrement dans le système de coordonnées de (d-q) pour rendre la commande des moteurs synchrones, élégante et facile. Naturellement, ceci exige la transformation dans les deux directions et l'action de commande doit être transformée de nouveau au côté de moteur.

$$\begin{bmatrix}d\\ q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos\theta & \sin\theta\\ -\sin\theta & \cos\theta\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\alpha\\ \beta\end{bmatrix} \quad \text{(I.22)}$$

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

$$\begin{bmatrix}\alpha\\ \beta\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos\theta & -\sin\theta\\ \sin\theta & \cos\theta\end{bmatrix}\begin{bmatrix}d\\ q\end{bmatrix} \quad \text{(I.23)}$$

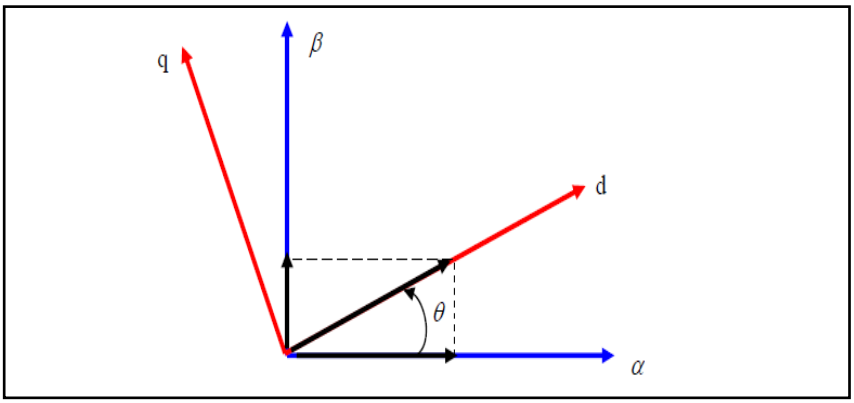


Figure I.6. Le système de coordonnées de d-q

I.6. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents dans le plan de Park : [15]

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor.

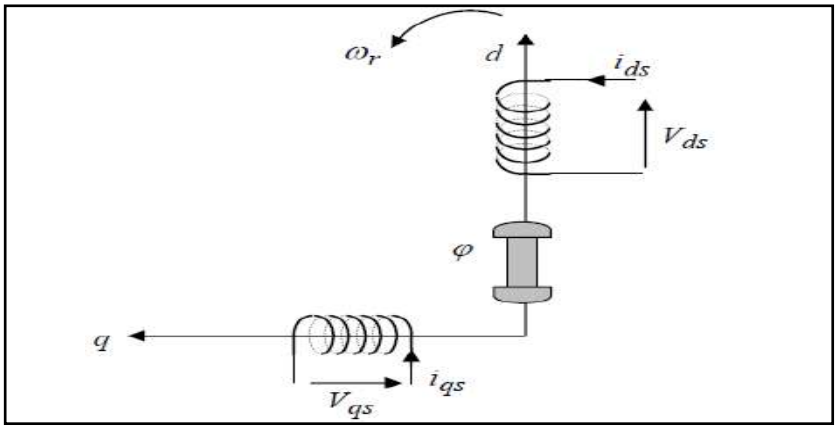


Figure I.7. Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d, q)

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

I.6.1. Equations électriques : [17], [13]

(I .24)

I.6.2. Equations magnétiques:

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

- **Sur l'axe d :**

$$\phi_d = \left(L_q I_q + \phi_f\right) \tag{I.25}$$

ϕ_f : Constante indiquant le champ dû à l'aimantation permanente du rotor.

- **Sur l'axe q** :

$$\phi_q = \left(L_q . I_q\right) \tag{I.26}$$

Le modèle de la MSAP peut s'écrire sous la forme suivante:

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \dfrac{d}{dt} I_d - w_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \dfrac{d}{dt} I_q + w_r (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \tag{I.27}$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_d = -\frac{R_s}{L_q} I_d - w_r \frac{L_q}{L_d} I_q + V_d \\ \frac{d}{dt} I_q = -\frac{R_s}{L_d} I_q - w_r \frac{L_d}{L_q} I_d - \frac{1}{L_q} \phi_f w_r + V_q \end{cases} \quad \text{(I.28)}$$

I.6.3. Expression du couple électromagnétique : [10]

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor :

$$C_e = \frac{dw_e}{d\theta_{geo}} = P \frac{dw_e}{d\theta_e} \quad \text{(I.29)}$$

w_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator). P : nombre de paires de pôles.

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = \frac{3}{2}(V_d I_d + V_q I_q) \quad \text{(I.30)}$$

En remplaçant V_d , V_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2}\left[R_s(I_d{}^2 + I_q{}^2) + (I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_d}{dt} + \frac{d\theta}{dt}(\phi_d I_q - \phi_q I_d) \right] \quad \text{(I.31)}$$

- $\frac{3}{2}\left[R_s(I_d{}^2 + I_q{}^2) \right]$: Représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2}\left[I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_d}{dt} \right]$: Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2}\left[\frac{d\theta}{dt}(\phi_d I_q - \phi_q I_d) \right]$: Représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P\Omega = w \quad \text{et } P_e = C_e\Omega \tag{I.32}$$

$$C_e = \frac{3}{2}P\left[\phi_d I_q - \phi_q I_d\right] \tag{I.33}$$

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire : [18], [12]

$$C_e = \frac{3}{2}P\left[\left(L_d - L_q\right)I_d.I_q + I_q.\phi_f\right] \tag{I .34}$$

Si le rotor est lisse ($L_d = L_q$), cette équation se simplifie en :

$$C_e = \frac{3}{2}PI_q\phi_f \tag{I.35}$$

I.6.4. Equations mécaniques :

La dynamique de la machine est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$C_e - C_r - f\,\Omega = j\frac{d\Omega}{dt} \tag{I.36}$$

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la (figure I.8). [12]

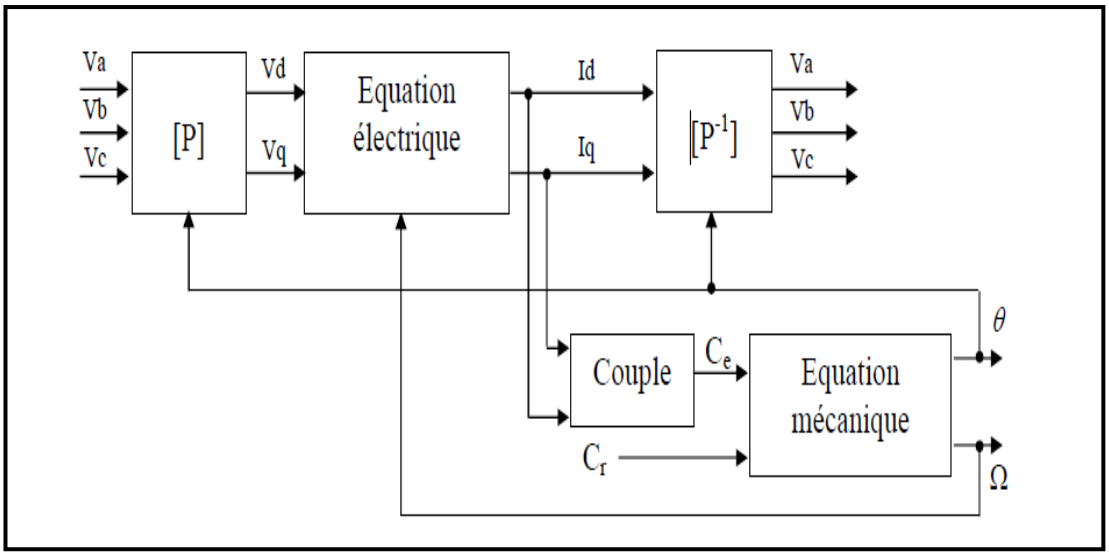


Figure I.8. Schéma fonctionnel du modèle de Park

I.8. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté des fondements sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), ainsi sa modélisation sous forme d'équations mathématiques. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle du MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but d'organiser le système et faciliter l'étude.

LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE SYNCHRONE Á AIMANTS PERMANENTS

CHAPITRE II

II.1. Introduction:

La commande directe du couple (DTC) a Vu le jour en Allemagne par Hasse, Blaske et Leonhard pour des moteurs à induction comme nouvelle approche pour la commande de couple et de flux [19].

Ce type de commande repose sur la détermination «directe» de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un convertisseur statique. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique.
Dans ce qui suit, on s'intéressera spécialement à la commande directe du couple. Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter mettre en œuvre une structure de commande du MSAP par DTC.

II.2.Principes généraux de la commande directe du couple:

Le principe de la commande directe de couple (DTC) doit choisir directement des vecteurs de tension selon la différence entre la référence et la valeur réelle du couple et du flux (figure II.1). Des erreurs de couple et de flux sont comparées par des régulateurs à hystérésis. Selon ces comparateurs un vecteur de tension est choisi [19].
Aucune modulation de largeur d'impulsion n'est nécessaire au lieu de cela un des six vecteurs de tension est appliqué pendant toute la période d'échantillon.
Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La commande directe du couple et du flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tension du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

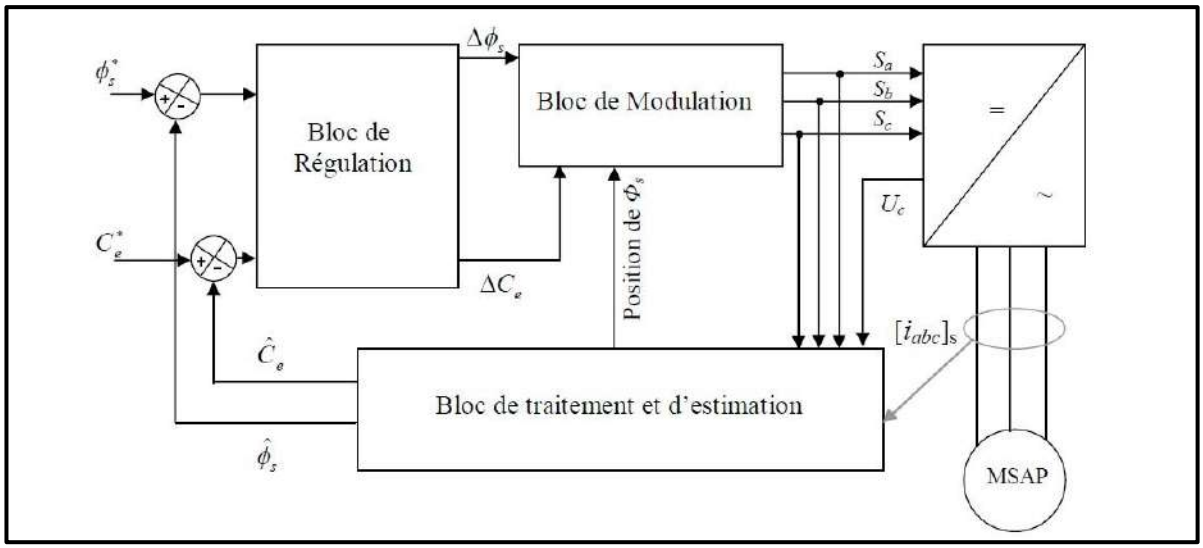


Figure II.1. Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une (MSAP)

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement.

En plus:

- La stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine ;
- L'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator ;
- Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affect pas le réglage du couple ;
- La mise en œuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classique; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées Park dans des axes tournants.

II.3.Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé:

Á partir de la stratégie de base de la DTC proposée par *Takahashi*, plusieurs stratégies se sont développées, profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé. Plusieurs tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentés sous diverses formes [20]. De notre part on va utiliser la quatrième table de vérité originale de *Takahashi* qui est sans séquence nulle.

Un onduleur de tension triphasé permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondantes aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur, (figure II.2)

On peut écrire:

$$\overline{V}_{sn0} = \overline{V}_s = V = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}\left[V_{an0} + V_{bn}e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn0}e^{j\frac{4\pi}{3}}\right] \quad \text{(II.1)}$$

$[V_{an0} \quad V_{bn0} \; V_{cn0}]^T$ est le vecteur de tensions de sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs (figure I.10) .Cet état est représenté, théoriquement, par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i=1, 2,3$), où S_i est l'état de l'interrupteur.

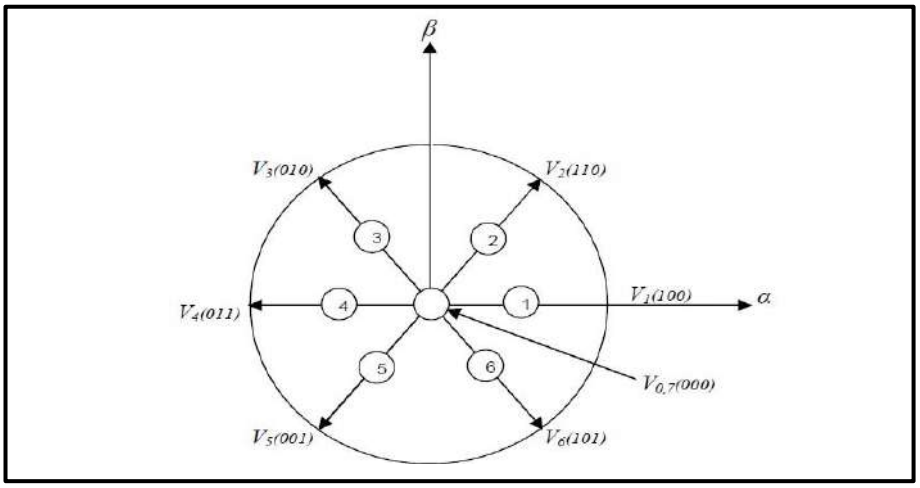


Figure II.2. Séquence de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en six secteurs angulaires

Avec:

$$V_0 \Leftrightarrow (S_1,S_2,S_3)=(0,0,0) \text{ et } V_7 \Leftrightarrow (S_1,S_2,S_3)=(0,0,0).$$

II.4.Stratégie de commande directe de couple et de flux:

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) basée sur l'algorithme suivant:

- le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites ($T <= 50\ \mu s$);
- pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la (MSAP);
- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique, on utilisant les équations (II.10-13) ;
- On estime le couple électromagnétique de la (MSAP), en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation (II-14) ;

- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit.

II.4.1.Contrôle du vecteur de flux statorique :

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

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\phi_s}{dt} \tag{II.2}$$

On obtient:

$$\overline{\phi_s} \approx \overline{\phi}_{s0} + \int_0^t \left(\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s\right) dt \tag{II.3}$$

$$\overline{\phi} \approx \overline{\phi}_{s0} + \int_0^t \overline{V}_s dt \tag{II.4}$$

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

$$\overline{\phi}_s(k+1) \approx \overline{\phi}(k) + \overline{V}_s T_e \tag{II.5}$$

Où encore:

$$\Delta\overline{\phi}_s = \overline{V}_s T_e \tag{II.6}$$

Avec:

$\overline{\phi}_s(k)$	Vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
$\overline{\phi}_s(k+1)$	Vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;
$\Delta\overline{\phi}_s$	Variation du vecteur flux statorique $(\overline{\phi}_s(k+1) - \overline{\phi}(k))$;
T_e	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'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique.

En d'autres termes, ϕ_s devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique. Pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta\phi_s$ proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator de la (MSAP). (figure II.3) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β).

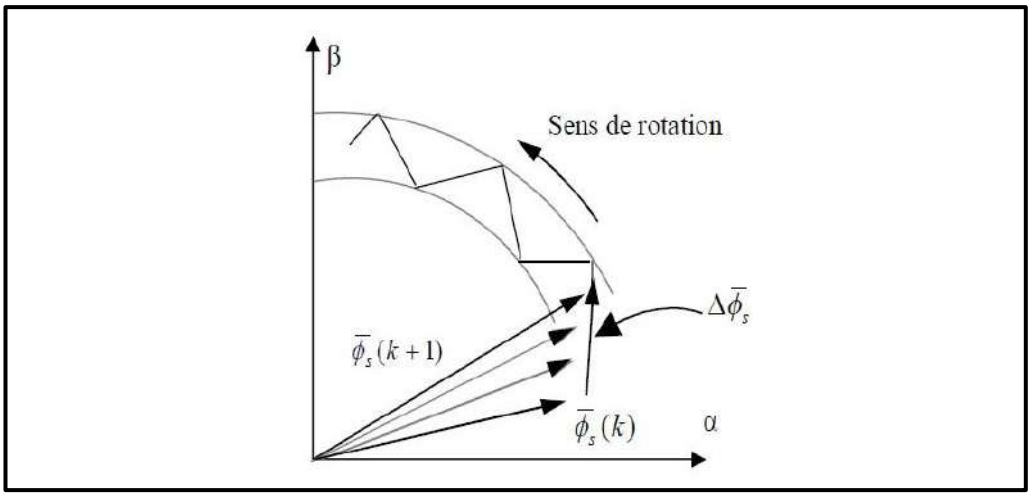


Figure II.3. Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β)

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.

II.4.2.Contrôle du couple électromagnétique:

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

$$C_e = k\left(\bar{\phi}_s.\bar{\phi}_r'\right) = k\left\|\bar{\phi}_s\right\|\left\|\bar{\phi}_r'\right\|\sin(\theta) \qquad \text{(II.7)}$$

telle que $k = \dfrac{p}{L_q}$

avec :

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

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

II.5. Sélection du vecteur de tension:

Le choix de vecteur de tension statorique dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique et du sens de rotation de vecteur de tension et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

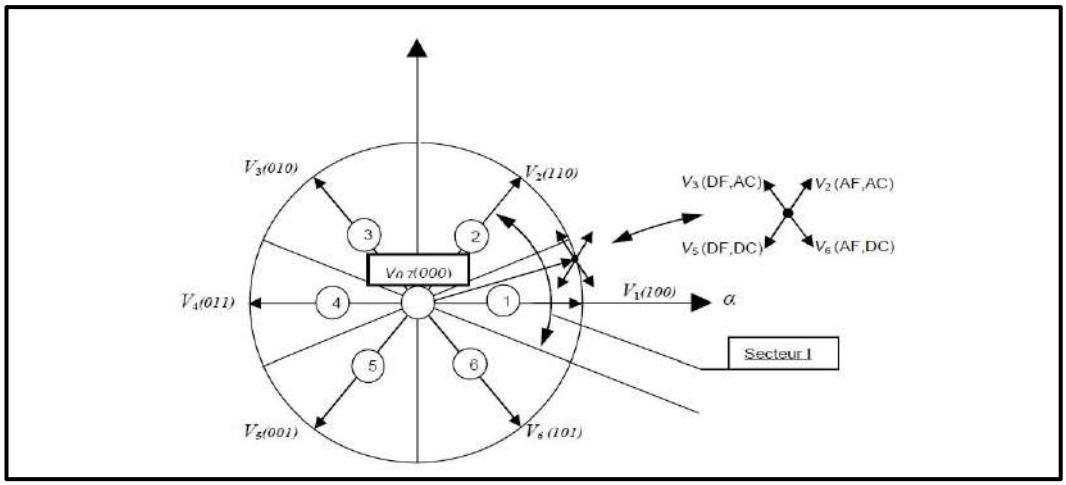
En se plaçant dans le repère statorique(α, β), on peut délimiter l'espace de flux statorique en le décomposant en six zones appelées secteurs, déterminées à partir des composantes de flux suivant les axes (α) et (β) (figure II.4).

Lorsque le flux $\overline{\phi_s}$ se trouve dans une zone i (i =1,2,…. 6), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vectrices tensions suivants [21] [22] [23].

- Si V_{i+1}est sélectionné alors $\overline{\phi_s}$ croit et C_e croît ;
- Si V_{i-1}est sélectionné alors $\overline{\phi_s}$ croit et C_e décroît ;
- Si V_{i+2}est sélectionné alors $\overline{\phi_s}$ décroit et C_e croît ;
- Si V_{i-2}est sélectionné alors $\overline{\phi_s}$ décroit et C_e décroît ;
- Si V_0ou V_7 sont sélectionnés, alors la relation du flux $\overline{\phi_s}$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux $\overline{\phi_s}$ reste inchangée.

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone *i.*

En effet, au début de la zone, les vecteur V_{i+1} et V_{i+2}sont perpendiculaires à $\overline{\phi_s}$ d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux, alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Alors aux vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\overline{\phi_s}$, au début de la zone, alors qu'à la fin de zone c'est le contraire. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone *i,* les deux vecteurs $V_{\ i}$ et $V_{\ i+3}$ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de $\overline{\phi_s}$)mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position $\overline{\phi_s}$ dedans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone.



v_6 [1 0 1] signifié :

- 1: interrupteur en haut du 1er bras fermé
- 0: interrupteur en haut du 2eme bras ouvert
- 1: interrupteur en haut du 3eme bras fermé

AF : Augmenter le flux, DF : diminuer le flux, AC : augmenter le couple, DC : diminuer le couple

Figure II.4. Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_{i=1...6}$

II.6.Estimation du flux et du couple:

On considère le système d'axes (α, β) lié au stator de la (MSAP).Les équations des tensions statoriques sont exprimées par [24].

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \dot{\phi}_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \dot{\phi}_{s\beta} \end{cases} \tag{II.8}$$

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

$$\hat{\phi}_s = \hat{\phi}_{s\alpha} + j\hat{\phi}_{s\beta} \tag{II.9}$$

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t \left(V_{s\beta} - R_s I_{s\alpha}\right) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t \left(V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}\right) dt \end{cases} \tag{II.10}$$

On obtient les tensions $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ à partir des commandes (S_1 , S_2, S_3) et de la mesure de la tension U_c, en appliquant la transformée de Concordia:

$$\overline{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \tag{II.11}$$

$$\begin{cases} V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left(S_1 - \frac{1}{2}(S_2 + S_3) \right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left(S_2 + S_3 \right) \end{cases} \quad \text{(II.12)}$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus par calcul comme suit:

$$\begin{cases} \hat{\phi} = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha} + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \\ \angle \hat{\phi} = \text{arc}tg \dfrac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \end{cases} \quad \text{(II.13)}$$

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

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} P \left(\hat{\phi}_{s\beta} I_\beta - \hat{\phi}_{s\beta} I_{s\alpha} \right) \quad \text{(II.14)}$$

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

II.6.1.Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux:

Ce correcteur est simple dans son application. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux ϕ_s dans une couronne circulaire comme le montre (figure II.5).

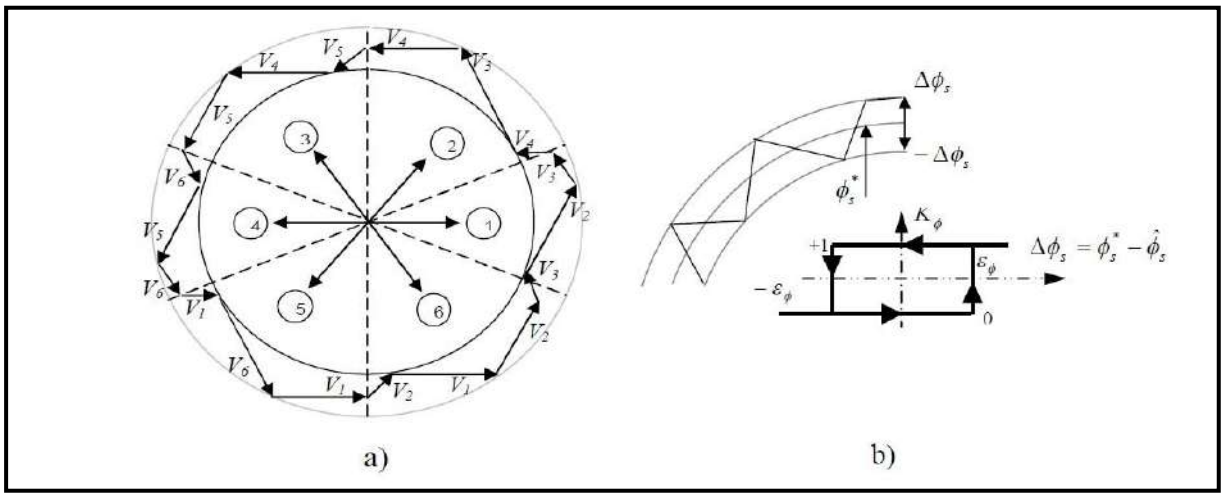


Figure II.5. a)Sélection des tensions v_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique, b) Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur ϕ_s.

On peut écrire ainsi:

$$\begin{cases} si\ \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & & \text{alors} & K_\phi = 1 \\ si\ 0 \le \Delta\phi_s \le \varepsilon_\phi & d\Delta\phi/dt > 0 & & K_\phi = 0 \\ si\ 0 \le \Delta\phi_s \le \varepsilon_\phi & d\Delta\phi/dt < 0 & & K_\phi = 1 \\ si\ \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi & & & K_\phi = 0 \end{cases} \quad \text{et} \qquad \text{(II.15)}$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\phi$ entre le flux de référence ϕ^* et le flux estimé $\hat{\phi}$.Dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (figure I.6.b), celui-ci génère à sa sortie la valeur K_ϕ=+1 pour augmenter l'écart le flux K_ϕ=0 pour le réduire ; cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évaluer le vecteur de flux statorique ϕ_s.

Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux ϕ_s.

Ainsi, pour aller en «marche arrière», on impose un croisement d'un bras du convertisseur.

II.6.2.Correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux:

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0,1), permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme (II.14), tels que K_c représente l'état de sortie du comparateur et ε_{Ce}la limite de la bande d'hystérésis (figure II.6)

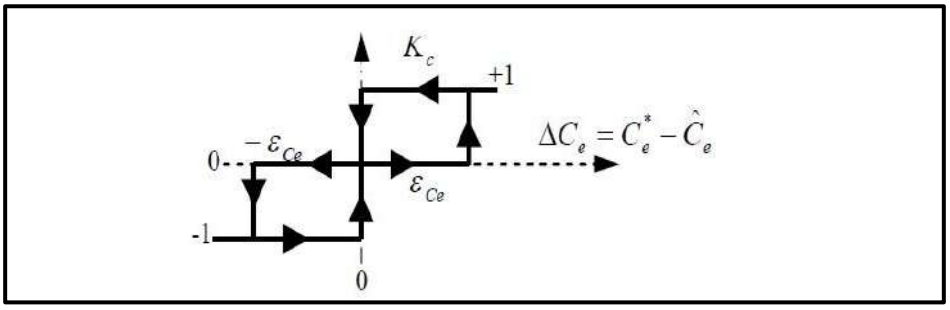


Figure II.6. Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.

On peut écrire alors :

$$\begin{cases} si\ \Delta C_e > \varepsilon_{ce} & & alors & k_c = 1 \\ si\ 0 \le \Delta C_e \le \varepsilon_{ce} & et & \dfrac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & alors & k_c = 0 \\ si\ 0 \le \Delta C_e \le \varepsilon_{ce} & et & \dfrac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & alors & k_c = 1 \\ si\ \Delta C_e < -\varepsilon_{ce} & & & alors & k_c = -1 \\ si\ -\varepsilon_{ce} \le \Delta C_e < 0 & et & \dfrac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & alors & k_c = 0 \\ si\ -\varepsilon_{ce} \le \Delta C_e < 0 & et & \dfrac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & alors & k_c = -1 \end{cases} \quad \text{(II.16)}$$

En introduisant l'écart ΔC_e entre le couple électromagnétique de référence $C_e^{\bullet}$ et celui estimé $\hat{C}_e$ dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (figure II.6), celui-ci génère la valeur K_C=1 pour augmenter le couple, K_C=-1 pour le réduire et K_C= 0 pour le maintenir constant dans une bande ε_{ce} autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.

II.7.Elaboration des tables de commutation:

II.7.1.Elaboration de table de commutation avec séquences nulles:

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\phi_s$ et ΔC_e,etselon la position du vecteur de flux statorique (S_i =1,...,6).Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon (figure II.4) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_s$ et ΔC_e suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.

	Augmentation	Diminution
ϕ_s	V_{i-1} , V_i *et* V_{i+1}	V_{i-2} , V_{i+2} *et* V_{i+3}
C_e	V_{i+1} , *et* V_{i+2}	V_{i-1} *et* V_{i-2}

Tab II.1. Table généralisée des vecteurs de tension d'une commutation par DTC.

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau classique des séquences ci-dessous pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique de la (MSAP).

K_Φ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	**1**	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	**1**	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tab II.2. Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur.

Les séquences nulles V_0et V_7, sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart ΔC_e .Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa band: $-\varepsilon_{ce} \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{ce}$

II.7.2.Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles:

Dans ce cas, on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter le caractère aléatoire lié au sens de variation du couple lorsqu'on applique une séquence nulle en fonctionnement générateur. Alors, les séquences qui correspondent à ΔC_e nulle sont ignorées (tab II.2).La table suivante illustre cette modification.

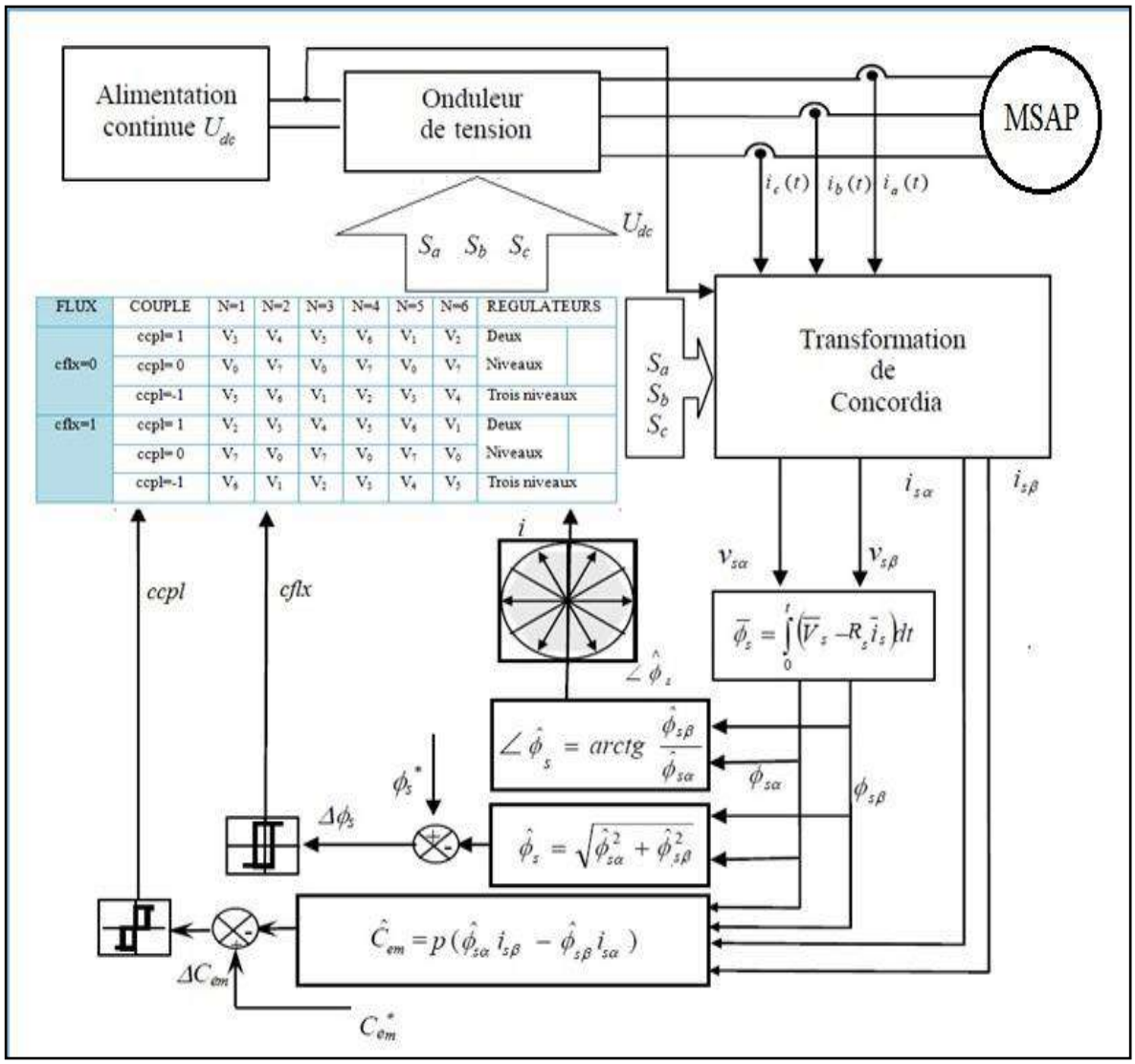
K_Φ	0	0	1	1
K_c	0	1	0	1
S_1	V_4	V_3	V_1	V_2
S_2	V_5	V_4	V_2	V_3
S_3	V_6	V_5	V_3	V_4
S_4	V_1	V_6	V_4	V_5
S_5	V_2	V_1	V_5	V_6
S_6	V_3	V_2	V_6	V_1

Tab II.3. Table de commutation sans séquence nulles

Dans ce cas, si $\Delta\phi_s$ et ΔC_eet sont égales à 1(erreurs positives) alors, on exige une augmentation du (flux/couple) et si elles sont égales à 0 (erreurs négatives) alors on applique une diminution du (flux/couple).L'utilisation des séquences nulles des tensions permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur, en particulier, lorsque la vitesse de rotation reste faible.

II.8.Structure générale de la DTC appliquée au MSAP :

La structure d'une commande par DTC appliquée à la (MSAP) est représentée sur (figure II.7). On utilise le tableau classique des séquences proposées par *Takahashi*. Le choix du vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnageT_e .



FLUX	COUPLE	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	REGULATEURS
cflx=0	ccpl= 1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux
	ccpl= 0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	Niveaux
	ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	Trois niveaux
cflx=1	ccpl= 1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux
	ccpl= 0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	Niveaux
	ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	Trois niveaux

Figure II.7. Schéma de la commande générale du contrôle direct de couple d'une (MSAP)

II.9.Résultats de la simulation et interprétation:

Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse de la commande directe du couple à la vitesse de rotation et donc le système d'entraînent global, on a simulé le système sous l'environnement MALAB/SIMULINK en trois cas, le démarrage avec et sans l'introduction d'un couple de charge et avec l'inversion du sens de rotation.

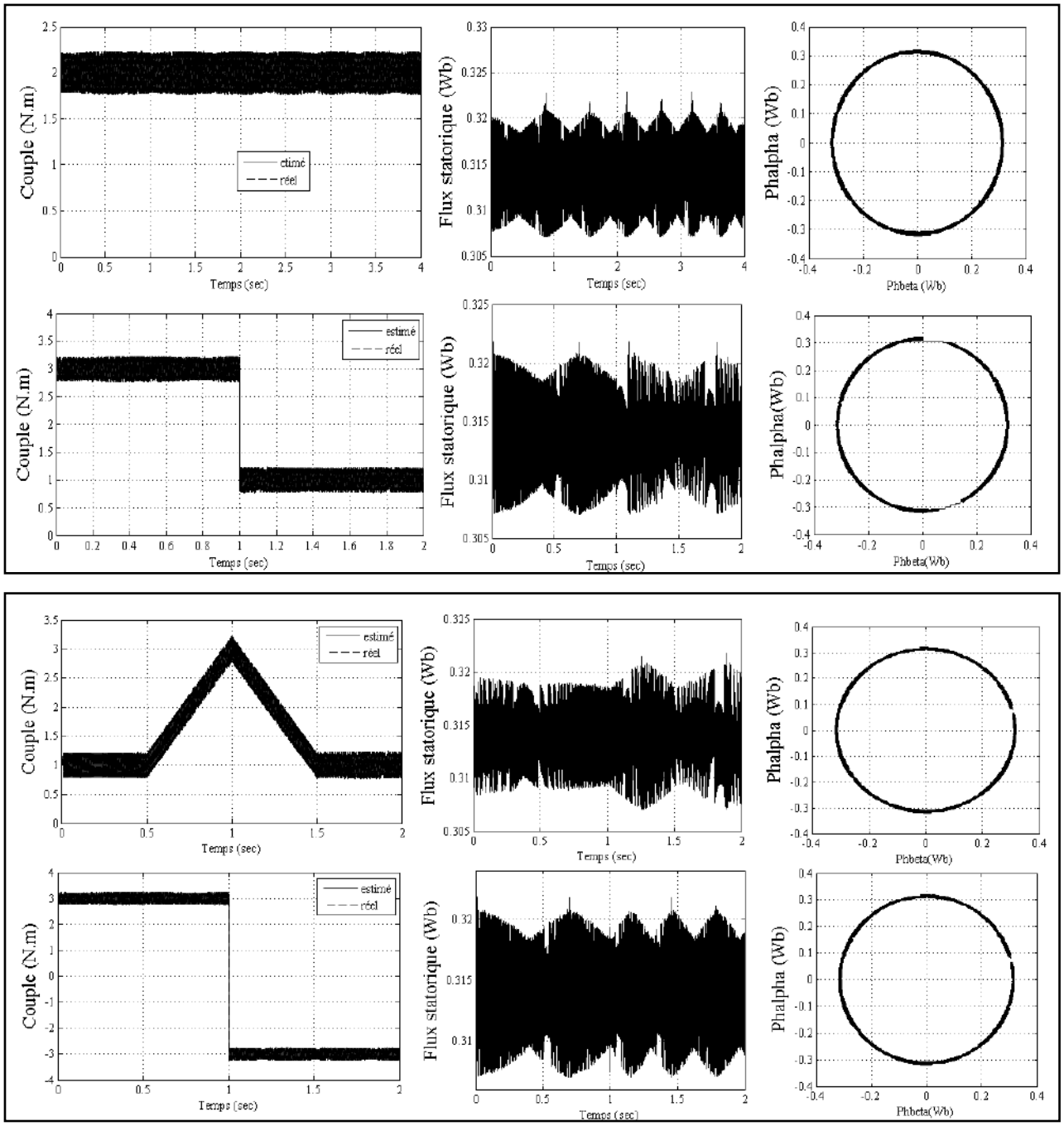


Figure II.8. Evolution du couple électromagnétique et le flux statorique

Les résultats montrent que les valeurs estimées suivent les valeurs de consigne rapidement pour une rampe, un échelon de couple de 2 N.m et ainsi en cas de l'inversion de la consigne du couple (de +3Nm à -3Nm) ou variation (de 3 N.m à 1 N.m).

II.11.Conclusion:

On a présenté, à travers cette partie, le principe de la commande directe du couple qui a été appliquée à la machine synchrone à aimants permanents.

On a commencé par une étude détaillé sur la stratégie de cette dernière qui se base sur l'utilisation des régulateurs à hystérésis pour contrôler le couple et le flux. En présentant en premier lieu son principe de fonctionnement ainsi que la sélection des vecteurs de tensions. En second lieu, on a élaboré la table de commutation.

D'après les résultats de simulations obtenus dans cette partie, la commande offre une réponse de couple très rapide néanmoins cette de commande utilise les régulateurs à hystérésis qui augmente les ondulations de couple et pour résoudre ce genre de problèmes, on proposera dans la prochaine étude quelques technique d'amélioration.

RÉSEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

CHAPITRE III

III.1.Introduction :

Les réseaux neurones sont des modèles mathématiques et informatiques des assemblages d'unités de calculs appelés "neurones formels" et dont l'inspiration originelle était un modèle de la cellule nerveuse humaine. Cet héritage de la neurobiologie forme une composante importante de la matière, et le souci de maintenir une certaine correspondance avec le système nerveux humain a amené et continue à amener une part importante des recherches dans le domaine. Malgré cet héritage, l'essentiel des travaux d'aujourd'hui ont pour objet le réseau de neurones formels et non son corrétât neurobiologique. Vu les systèmes de calcul, les réseaux de neurones possèdent plusieurs propriétés qui les rendent intéressants d'un point de vue théorique, et fort utile en pratique.

III.2. Structure des neurones :

Un neurone est constitué de: le corps cellulaire, les dendrites, l'axone, les synapes.

III.2.1. Le corps cellulaire :

Il contient le noyau du neurone et effectue les transformations biochimiques nécessaires à la synthèse des enzymes et des autres molécules qui assurent la vie du neurone. Sa forme est pyramidale ou sphérique dans la plus part des cas, elle dépend souvent de sa position dans le cerveau. Ce corps cellulaire fait quelques microns de diamètre.

III.2.2. Les dendrites :

Chaque neurone possède une chevelure de dendrites. Celles-ci sont de fines extensions tubulaires, de quelques dizaines de microns de diamètre et d’une longueur de quelques dizaines de microns. Elles se ramifient, ce qui les amène à former une espace d’arborescence autour du corps cellulaires. Elles sont les récepteurs principaux du neurone pour capter les signaux qui lui parviennent.

III.2.3. L’axone :

L’axone, qui est à proprement parler la fibre nerveuse, sert de moyen de transport pour les signaux émis par le neurone. Il se distingue des dendrites par sa forme et parles propriétés de sa membrane externes. En effet, il est généralement plus long (sa longueur varie d’un millimètre à plus d’un mètre) que les dendrites, et se ramifie à son extrémité, là où il communique avec d’autres neurones, alors

que les ramifications des dendrites se produisent plutôt près du corps cellulaires. Pour former le système nerveux, les neurones sont connectés les uns aux autres suivant des répartitions spatiales complexes. Les connexions entre deux neurones se font en des endroits appelés synapses où ils sont séparés par un petit espace synaptique de l'ordre d'un centième de microns.

III.2.4. Les synapses :

Le rôle des synapses est fondamental pour permettre aux cellules nerveuses de communiquer entre elles. Les signaux qui se propagent dans les neurones sont de nature électrique. Cependant, il n'existe pas de liaisons directes entre deux cellules nerveuses. Celles-ci sont séparées par un espace appelé fente synaptique que l'influx électrique ne peut traverser. Le relais s'effectue à ce niveau par l'intermédiaire d'un éditeur chimique.

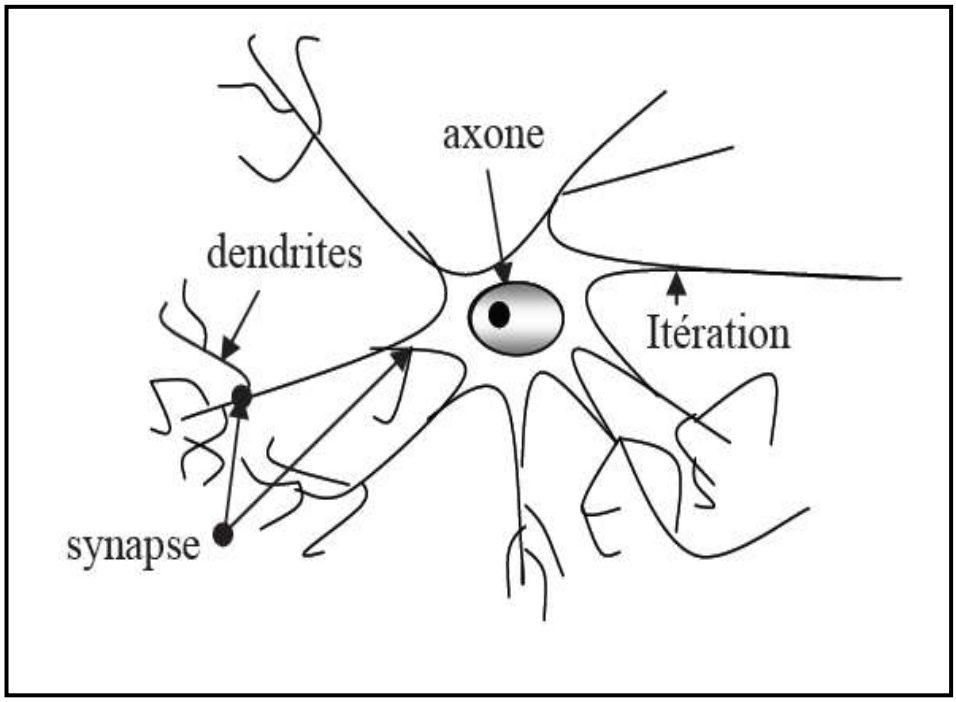


Figure III.1. Structure d'un neurone

III.3. Fonctionnement des neurones :

D'une façon générale, le soma de neurone traite les courants électriques(information) qui lui proviennent de ses dendrites et qu'il transmet le courant électrique résultant de ce traitement aux neurones auxquelles il est connecté par l'intermédiaire de son axone. D'après le modèle classique, le soma effectuant une sommation des influx nerveux transmis par les dendrites. Si la sommation dépasse un seuil, le neurone répond par un influx nerveux ou potentiel d'action qui se propage le

long de son axone. Si la sommation est inférieure à ce seuil, le neurone reste inactif. Lorsqu'un potentiel d'action est parvenu à la synapse, provoque à travers la membrane la libération d'un médiateur chimique celle-ci se diffuse jusqu'à la membrane de la dendrite qui provoque naissance un potentiel [25].

III.4. Réseaux de neurones artificiels :

L'idée générale des réseaux de neurones artificiels et de trouver une nouvelle procédure de calcul pour produire une nouvelle génération d'ordinateur. Cette idée, inspirée de la biologie du cerveau humain, est différente de la méthode conventionnelle utilisée sur les ordinateurs.

Cette nouvelle technique semble plus humaine que mécanique. L'homme à toujours rêver de la machine qui parle, pense, oublie et se rappelle. Le but n'est pas de produire une machine humaine ce que impossible, mais de copier et imiter l'approche naturelle de cerveau humaine au profite de la science. Un RNA peut être considéré comme une boite noire, qui reçoit des signaux d'entrée et produit des signaux de sortie c'est un modèle mathématique composé d'un grand nombre d'éléments de calculs organisée sous forme de couches interconnectées [33].

III.4.1. Le neurone formel :

Le neurone formel est le modèle mathématique du neurone. Il fait la somme pondérée de ses entrées, suivie d'un non linéarité (élément de décision pour les classifieurs) appelée fonction d'activation ou fonction de seuil.
Les entrées d'un neurone sont soit des entrées externes, soit des sorties d'autres neurones.
Le schéma d'un neurone formel est donné par la (figure III.2)

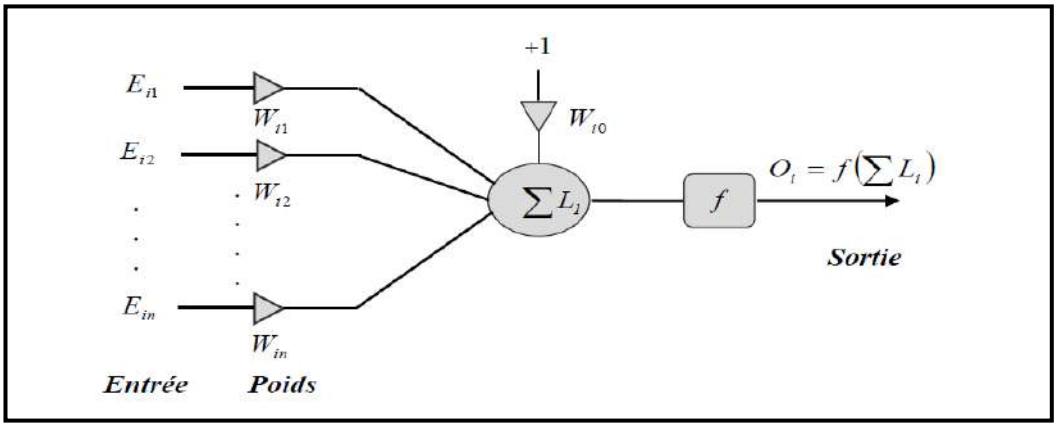


Figure III.2. Schéma d'un neurone forme

III.5. Propriétés des réseaux de neurones :

D'une manière générale un réseau de neurones possède les propriétés suivantes :

III.5.1. Le parallélisme :

Cette notion se situe à la base de l'architecture des réseaux de neurones considérés comme ensemble d'entités élémentaires travaillant simultanément.

III.5.2. La capacité d'adaptation :

Celle-ci se manifeste par la capacité d'apprentissage qui permet de tenir compte des nouvelles contraintes ou des nouvelles données du monde extérieur. Certains réseaux se caractérisent aussi par leur capacité d'auto organisation qui assure leur stabilité en tant que systèmes dynamiques capables de tenir compte des situations non encore connues.

III.5.3. La mémoire distribuée :

Dans les réseaux de neurones, la mémoire correspond à une carte d'activation de neurones. Cette carte est en quelque sorte un codage du fait mémorisé ce qui attribue à ces réseaux l'avantage de résister aux bruits (pannes) car la perte d'un élément ne correspond pas à la perte d'un fait mémorisé.

III.5.4. La capacité de généralisation :

Cette capacité est important surtout dans le cas où la constitution de recueils d'expertise pour un système expert devient difficile (reconnaissance intuitive ou implicite). Les réseaux neuronaux peuvent apprendre à retrouver des règles à partir des exemples [25].

III.6. Architectures des réseaux de neurones :

Il existe deux grands types d'architectures de réseaux de neurones : Les réseaux statiques non récurrents et les réseaux dynamiques récurrents [25].

III.6.1. Les réseaux statiques :

Dans un réseau statique ou non récurrent, la sortie d'un neurone ne peut pas être injectée ni directement à son entrée ni indirectement à travers d'autres neurones ; c'est-à-dire qu'une sortie courante n'a aucune influence sur les sorties futures. Dans ce cas, la sortie du réseau est obtenue

directement après l'application du signal d'entrée l'information circule dans une seule direction ; de l'entrée vers la sortie. Les neurones qui ne sont pas des sorties du système sont appelés neurones cachés(neurones invisibles dans la sortie). Dans l'architecture la plus générale, l'entrée de chaque neurone est connectée à toutes les sorties des neurones précédents mais, la plupart des réseaux de neurones statiques utilisés, sont organisés en plusieurs couches de neurones, appelés réseaux multi couches aux perceptrons multi couches. Un réseau multi couches comporte : une couche d'entrée, une ou plusieurs couches cachées et une couche de sortie.

Dans un tel réseau, la sortie de chaque neurone d'une couche l est connectée à l'entrée de chaque neurone de la couche suivant l+1.L'architecture d'un tel réseau est donnée par la (figure III.3).

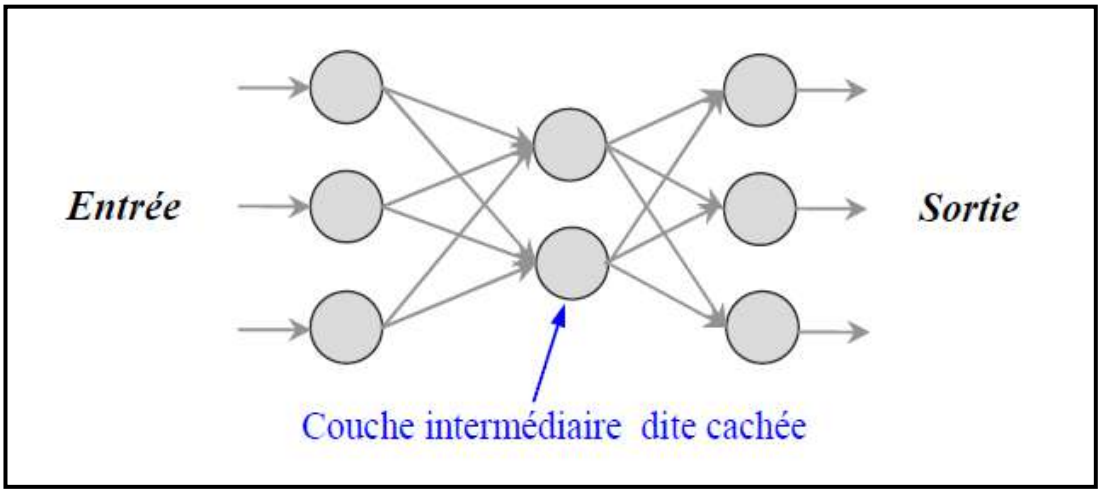


Figure III.3. Forme d'un réseau non bouclé

III.6.2.Les réseaux dynamiques :

Ces réseaux, appelés aussi réseaux récurrents, sont organisés de telle sorte que chaque neurone reçoit sur ses entrées une partie ou la totalité de l'état du réseau (sortie des autres neurones) en plus des informations externes. Pour les réseaux récurrents l'influence entre les neurones s'exerce dans les deux sens. L'état global du réseau dépend aussi de ses états précédents. L'équation du neurone, dans ce cas, est décrite par des équations différentielles ou aux différences. Un exemple de réseaux dynamiques est donné par la (figure III.4).

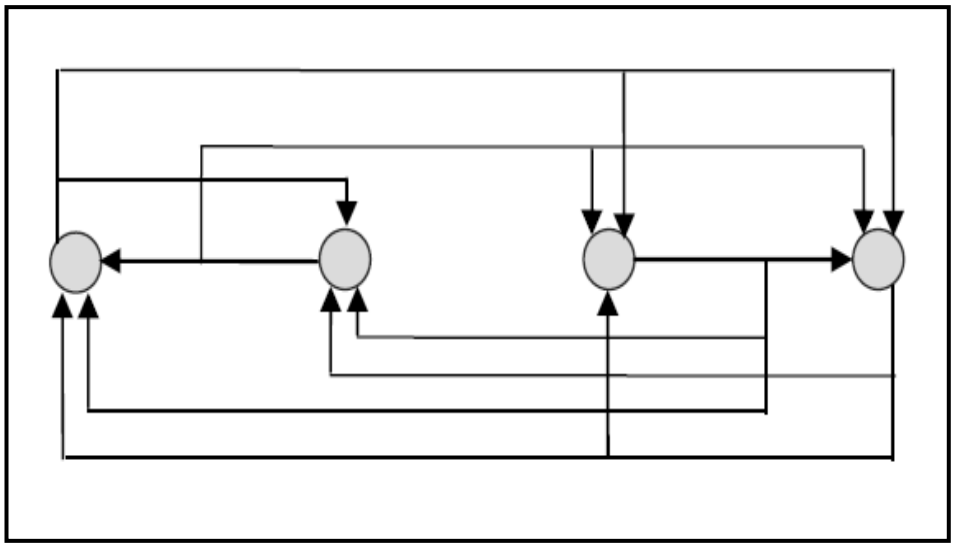


Figure III.4. Forme d'un réseau bouclé

III.7. Quelques modèles des réseaux de neurones :

Cette partie est consacrée à une présentation des modèles connexionnistes incontournables. Ces modèles reflètent les différentes topologies des réseaux de neurones dans le sens où la grande majorité des réseaux classiques [25].

III.7.1 Modèle de Kohonen :

Le réseau de Kohonen est un réseau de neurones dont la particularité est d'agir en tant que compresseur de données, en conservant uniquement les informations caractérisant L'objet présenté au réseau sans perte importante d'information. Une élimination des Paramètres corrélés s'effectue. En effet, sa capacité de conservation topologique permet une réduction des données de l'entrée selon le nombre de neurone formant le réseau.

Ce modèle a été présenté par Kohonen en 1982 en se basant sur des constatations biologiques Il a pour objectif de présenter des données complexes et appartenant généralement à une espace discret de grandes dimensions dont la topologie est limitée à une ou deux dimensions.

Les cartes de Kohonen sont réalisées à partir d'un réseau à deux couches, une en entrée et une en sortie. Notons que les neurones de la couche d'entrée sont entièrement connectés à la couche de sortie (figure III.5).

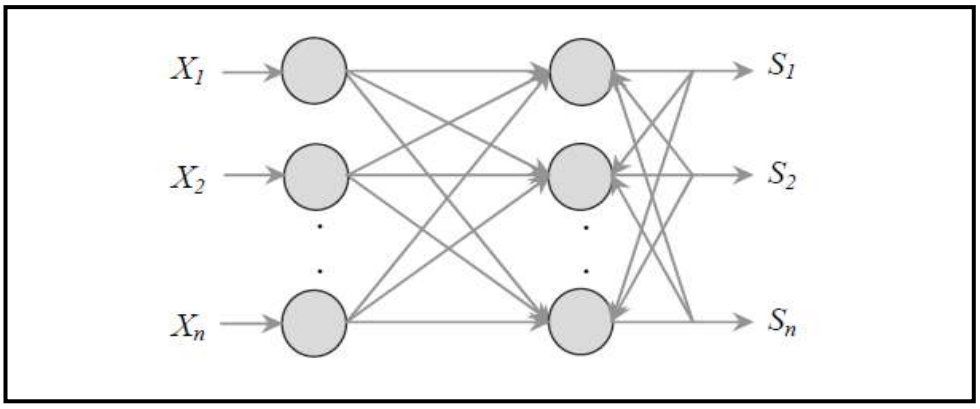


Figure III.5. Le modèle de Kohonen

Les neurones de la couche de sortie sont placés dans un espace d'une ou de deux dimensions en général, chaque neurone possède donc des voisins dans cet espace. Et enfin chaque neurone de la couche de sortie possède des connexions latérales récurrentes dans sa couche. Le neurone inhibe les neurones éloignés et laisse agir les neurones voisins.

III.7.2. Modèle de Hopfield :

Les modèles de Hopfield représentent une architecture plus historique que pratique. Ils sont importants car apparus à un tournant de l'histoire du connexionnisme. Ils sont considérés comme la base de son redémarrage. En revanche ils ne sont quasiment plus utilisés dans leur version de base en raison de leur coût en terme de temps de calculs et de leurs relativement faibles performances.

III.7.2.1. L'architecture :

Les modèles connexionnistes de Hopfield sont constitués de neurones formels de type MC Culloch et Pitts, totalement connectés entre eux. Tous les neurones de cette architecture sont à la fois neurone d'entrée et neurone de sortie du réseau. La spécificité de ce réseau réside dans une recherche permanente, pour chacun des neurones du réseau, d'un état stable.

Formellement, comme la montre la (figure III.6), un réseau de Hopfield est un réseau récurrent, chacun des neurones du réseau étant connecté à tous les autres, mais pas à lui-même. Les neurones disposent de sorties binaires (+1 ou -1), et les interconnexions entre les neurones sont symétriques (Pour tous les neurones i et j, wij = wji).

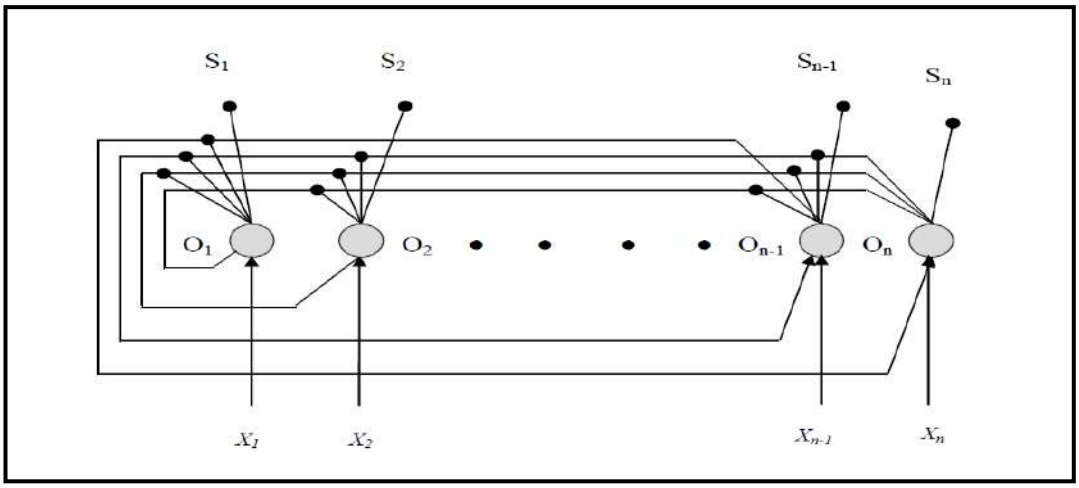


Figure III.6. Réseau de Hopfield

Un neurone est lié à tous les autres, les liaisons sont symétriques, un neurone n'est pas lié à lui-même et un seul neurone est actualisé par itération. Chaque neurone est à la fois neurone d'entrée et de sortie du réseau.

III.7.3. Le Perceptron :

Le Perceptron a été développé par Roseblatt en 1950 pour résoudre, à l'aide des neurones de Mc Culloch et Pitts, les problèmes de la vision humaine.

III.7.3.1. Structure du Perceptron :

L'architecture générale d'un Perceptron comme décrit en (figure III.7) comprend trois éléments principaux :

III.7.3.1.1. Rétine :

La première couche, composée de la rétine, comprend plusieurs cellules qui jouent le rôle de capteurs. Elle reçoit les exemples ou formes à classer. Chaque élément de la rétine peut être considéré comme un pixel prenant des valeurs binaires 1 et 0

III.7.3.1.2. Couche d'association :

La deuxième couche d'association est composée de cellules associatives qui sont connectées totalement ou de façon aléatoire aux cellules de la rétine, Ces cellules d'associations Aj sont dotées de façons d'association h qui peuvent par exemple réaliser des fonctions booléennes ou bien utiliser des fonctions linéaires. Dans le perceptron, les fonctions hi, i=1,2,….N sont déterminées à l'avance

et elles restent fixes pendant la phase d'apprentissage. La sortie Xj de la cellule d'association Aj est transmise à la cellule de décision de Pi après avoir été pondérée par le coefficient ajustable Wij,

III.7.3.1.3 Couche de cellule de décision :

La cellule de décision est un automate à seuil de fonction de transfert fi qui délivre la sortie binaire Si. La combinatoire de toutes les configurations possibles est presque infinie si l'on influe sur les connexions et la nature des fonctions f et h.

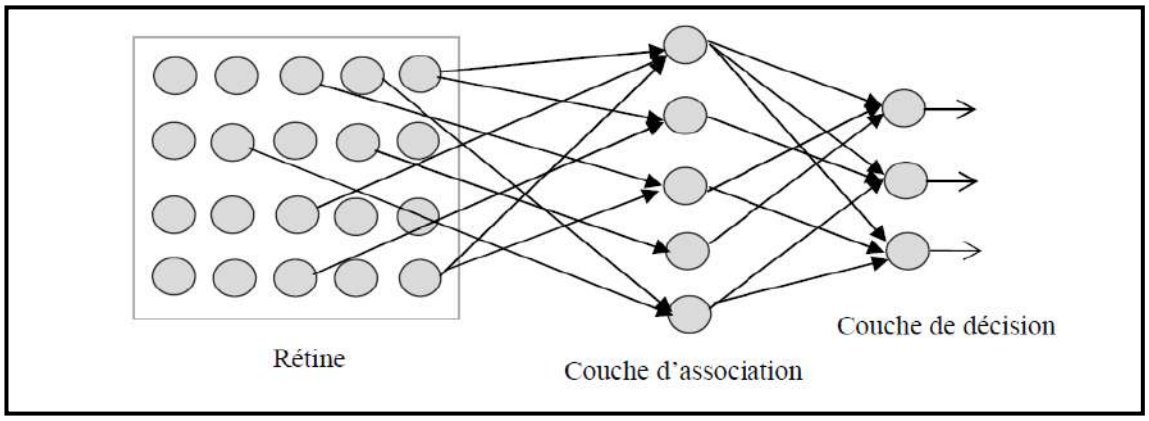


Figure III.7.Schéma d'un Perceptron

III.8. Apprentissage des réseaux de neurones :

On peut considérer les réseaux de neurones comme une boite noire contenant l'information qu'elle doit apprendre et mémoriser. Mais au démarrage lorsqu'on choisit notre réseau, la boite noire est vide et ne contient aucune information, ni aucune connaissance sur son sujet, c'est pourquoi un apprentissage est nécessaire. L'enseignement que doit subir le réseau de neurones est un apprentissage qui 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. L'apprentissage neuronal fait appel à des exemples de comportement L'apprentissage des réseaux de neurones consiste à adapter ses différents paramètres (poids) d'après un algorithme itératif d'ajustement ou d'adaptation lui permettant de prendre en considération toutes les données (exemples) qui lui sont fournies à son entrée et ainsi ajuster ses paramètres pour trouver le juste milieu permettant de prendre en charge n'importe quel exemple ou donnée apparaissant à son entrée provenant de son environnement [25] .

III.8.1. Apprentissage supervisé :

Les réseaux multicouches avaient déjà été définis par Rosenblatt, mais on ne savait pas comment faire l'apprentissage. Avec la découverte de l'algorithme de rétropropagation de l'erreur (RP) par Rumelhart, on a commencé à faire de l'apprentissage des réseaux de neurones multicouches à partir d'exemples. Cette méthode de détermination des poids est appelée apprentissage supervisé.
L'apprentissage supervisé, repose sur le fait que les exemples sont des couples (entrée, sortie désirer). C'est à dire que l'on suppose l'existence d'un expert qui prend en charge la sortie de notre réseau en lui fournissant une sortie désirée et les associes aux sorties réelles fournies par le réseau d'après les données à l'entrée. Le réseau adapte ses paramètres en fonction de la différence qui existe entre la sortie réelle et la sortie désirée en prenant compte de tous les exemples de l'environnement.

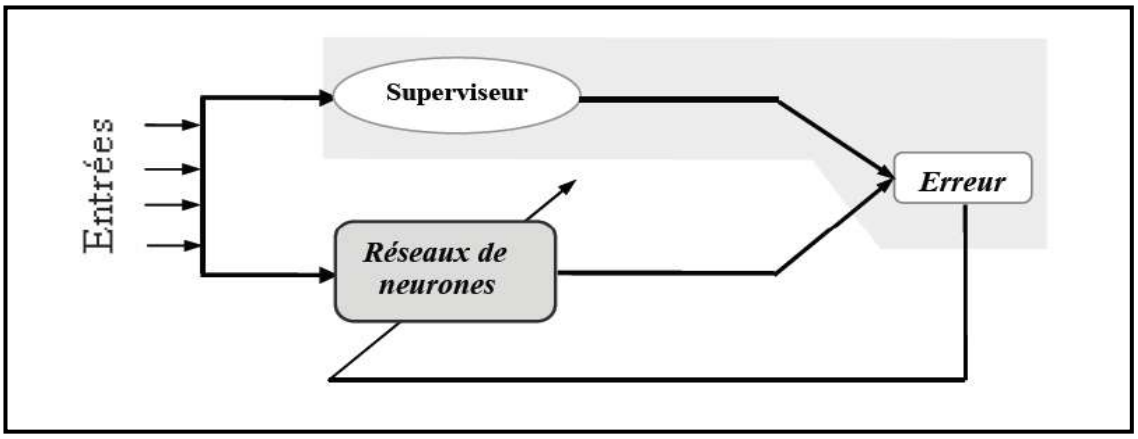


Figure III.8. Illustration de l'apprentissage supervisé

III.8.2. Apprentissage non supervisé :

La différence majeure entre l'apprentissage supervisé et non supervisé peut être résumée dans le fait que le deuxième type d'apprentissage est autodidacte qui n'a pas besoin d'expert pour le guider à adapter ses paramètres qu'il ne dispose que des valeurs entrée. Remarquons cependant que les modèles d'apprentissage non supervisé nécessitent avant la phase d'utilisation une étape de labellisation effectuée par l'opérateur, qui n'est pas autre chose qu'une part de supervision.

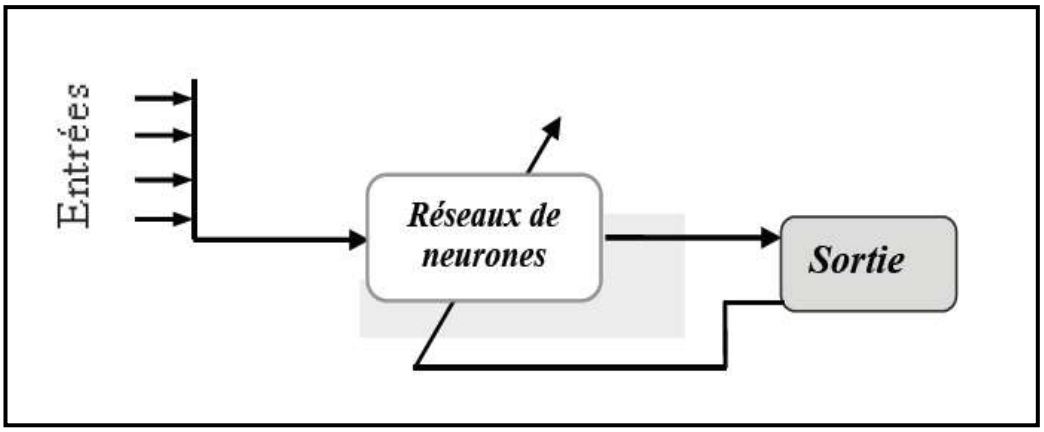


Figure III.9. Illustration de l'apprentissage non supervisé

III.9. Le Perceptron multi couche :

Comme nous l'avons déjà dit le cerveau humain est composé de millier et des milliers de neurones, alors il est évident qu'un simple neurone et seul ne peut rien faire à lui tous seul il lui faut la coopération d'autres neurones. En suivant ce résonnement il est évident qu'il vaut trouver une architecture qui relie les neurones entre eux, qui crée une liaison entre les neurones pour créer un réseau de neurones.

En s'inspirant du perceptron monocouche, une architecture plus complexe englobant plusieurs neurones a été mise au point.

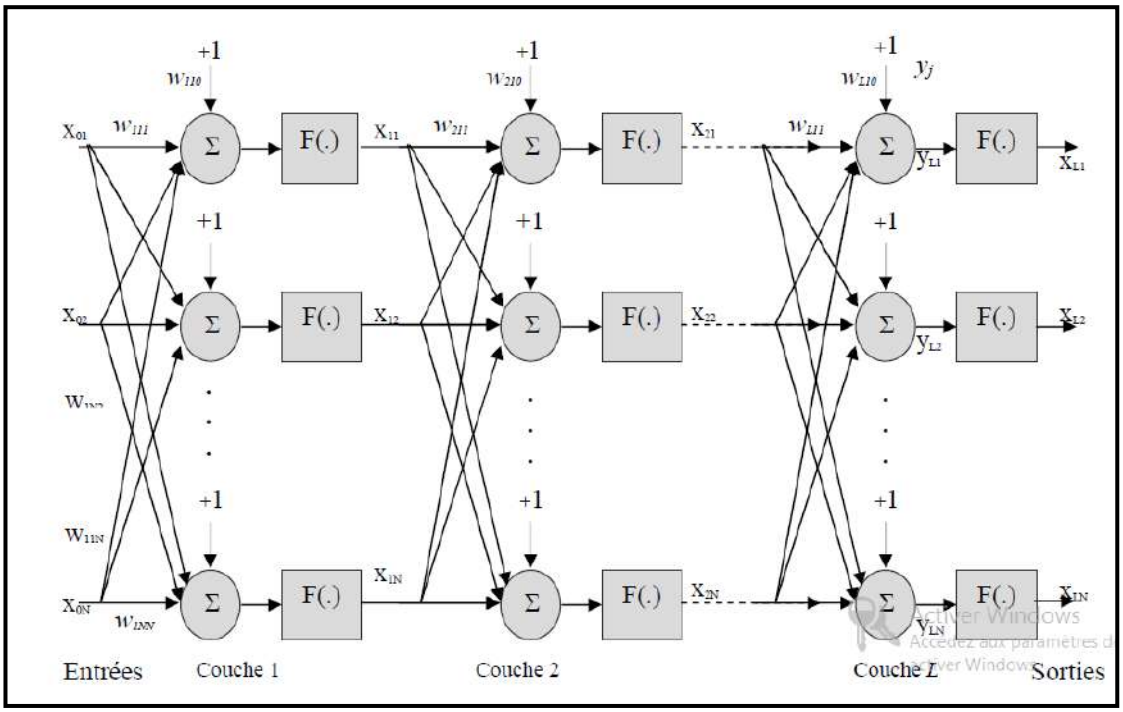


Figure III.10. Architecture de réseaux multi couche

Cette nouvelle architecture est le perceptron multicouches (ou MLP pour Multi Layer Perceptron en anglais). L'apparition de cette architecture a permis de résoudre les problèmes de classification non linéaire du perceptron et de dépasser les limites principales de celui-ci. L'idée principale est de grouper des neurones dans une couche. En plaçant ensuite bout à bout plusieurs couches et en connectant complètement les neurones de deux couches adjacentes. Les entrées des neurones de la deuxième couche sont donc en fait les sorties des neurones de la première couche [25].

III.10. Conclusion :

Les réseaux de neurones présentés dans ce chapitre sont des systèmes paramétriques non linéaires qui relient des variables d'entrée à des variables de sortie. Les paramètres sont déterminés statistiquement lors d'une phase d'apprentissage à partir d'une base de données d'exemples, appelée base d'apprentissage.

Dans le prochain chapitre, on proposera d'utiliser ce type de techniques intelligente dite réseaux de neurones dont le but d'améliorer les performances de la DTC classique.

LA COMMANDE DTC-MSAP AMÉLIORÉE

CHAPITRE IV

IV.1. Introduction :

DTC est la méthode la plus simple et la plus classique consiste tout simplement à intégrer les équations stator pour obtenir le flux à partir des mesures de la tension continue de l'onduleur et des courants. Cette méthode présente l'avantage de la simplicité et de robustesse vis-à-vis des paramètres rotor, cependant l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné dans cette technique conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation de l'onduleur non maîtrisée a priori, ceci entraine des problèmes liés au bruit acoustique généré par le moteur.

Dans ce chapitre, on propose quelques améliorations à la commande directe du couple classique, on présente la DTC à zone décalée pour éliminer le problème d'ambiguïté du couple, cependant cette technique provoque une ambiguïté sur le flux, pour résoudre ce problème, on propose la commande DTC à douze zones et pour minimiser les ondulations de couple, on propose à la fin une technique intelligente basée sur les réseaux de neurones.

IV.2. La commande directe du couple à zone décalée (modifiée):

IV.2.1. Principe :

Pour cette technique en adoptant une nouvelle répartition des zones. Ainsi, au lieu d'avoir le premier secteur dans la zone de -30º jusqu' à 30º, on le choisit maintenant de 0º jusqu'à 60º.
On peut observer dans ce cas, que les vecteurs de tension non utilisés dans la première zone sont V_3 et V_6 au lieu de V_1 et de V_4. La nouvelle répartition des secteurs (figure IV.1).

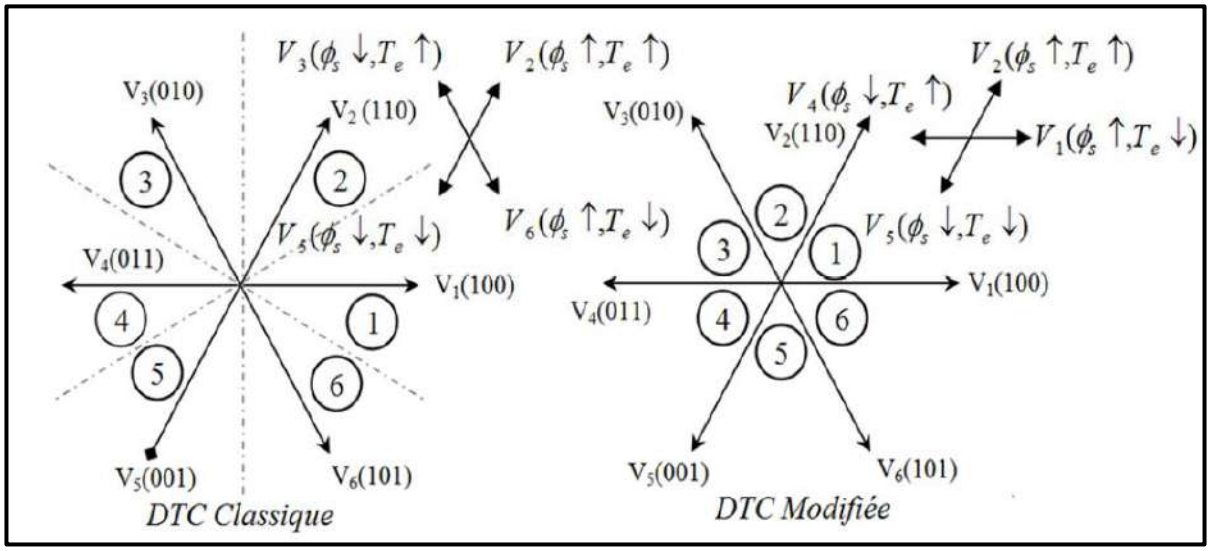


Figure IV.1. Représentation de la DTC classique et DTC modifiée

On peut constater que les états V_1 et V_4 ne sont pas utilisée dans la DTC classique parce qu'ils peuvent augmenter ou diminuer le couple dans le même secteur selon que le vecteur flux statorique se trouve dans le premier intervalle de 30° ou dans le second intervalle.

TYPE	SECTEUR 1					
	V1	V2	V3	V4	V5	V6
DTC Classique	Ambiguïté du couple	AC AF	AC DF	Ambiguïté du couple	DC DF	DC AF
DTC modifiée	DC AF	AC AF	Ambiguïté du flux	AC DF	DC DF	Ambiguïté du flux

Tab IV.1. Comportement de chaque vecteur tension dans le premier secteur

Avec: **AC/DC**: Augmentation et diminution du couple respectivement

AF/DF: Augmentation et diminution du flux respectivement

Selon le tableau, l'ambiguïté porte maintenant sur le flux au lieu du couple, comme c'est le cas de la DTC classique. Ceci est considéré comme un avantage en faveur de la DTC modifiée parce que l'objectif principal dans la DTC est de contrôler le couple.

Par conséquent, il est préférable de ne pas utiliser deux vecteurs de tension et avoir une ambiguïté sur le flux que sur le couple.

IV.2.2.Elaboration de table de commutation:

Dans le DTC modifié, ce sont les vecteurs de tension V3 et V6 qui ne sont pas utilisés. Toutefois, l'ambiguïté porte maintenant sur le flux au lieu du couple, comme c'est le cas de la DTC classique [26] [27].

flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	régulateurs
cflx=1	ccpl= 1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	Deux Niveaux
	ccpl= 0	V7	V0	V7	V0	V7	V0	
	ccpl= -1	V1	V2	V3	V4	V5	V6	Trois niveaux
cflx=0	ccpl= 1	V4	V5	V6	V1	V2	V3	Deux Niveaux
	ccpl= 0	V7	V0	V7	V0	V7	V0	
	ccpl= -1	V5	V6	V1	V2	V3	V4	Trois niveaux

Tab IV.2. Stratégie de contrôle de la DTC modifiée

IV.2.3.Résultats de simulation :

D'après la figure ci-dessous, on remarque que la DTC classique fournit des performances meilleures en régime permanent du flux qu'en régime transitoire. Toutefois, le couple en régime permanent nous présente plus d'ondulations mais il présente de meilleures performances en régime transitoire que celui de la DTC modifiée.

En revanche, pour le couple, la DTC modifiée donne de meilleures performances en régime permanent et médiocres en régime transitoire. Si on observe l'évolution du flux, on constate que les oscillations de flux sont plus importantes dans la DTC modifiée que dans la DTC classique.

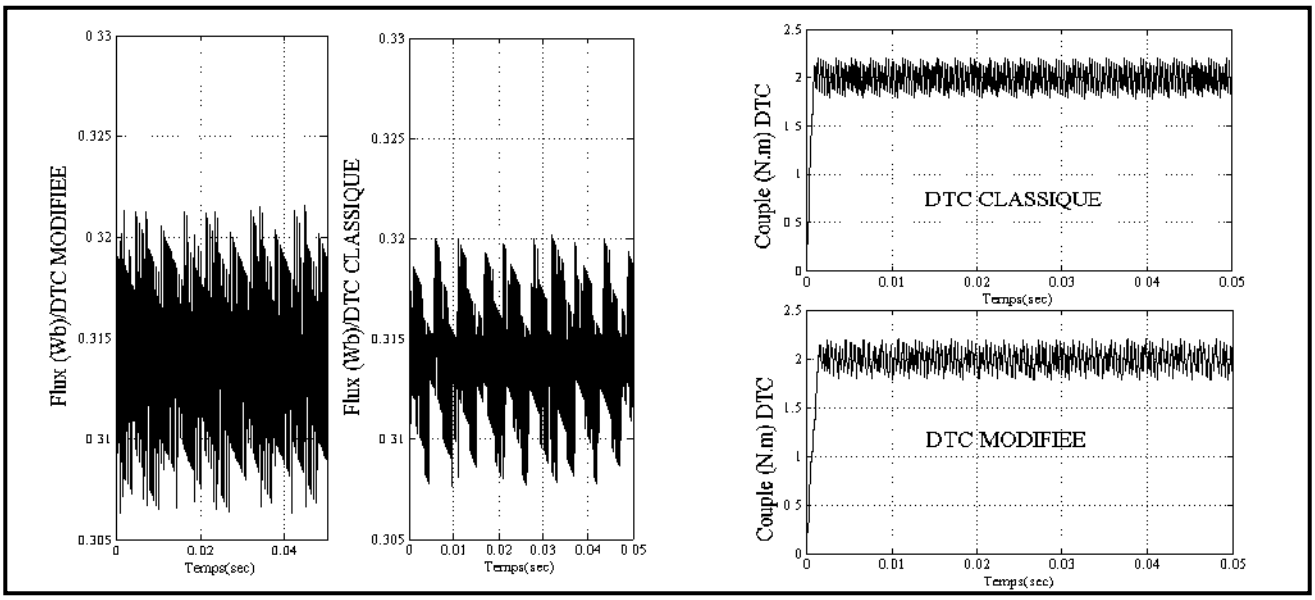


Figure IV.2. Réponse du couple et flux pour la DTC classique et modifiée

IV.3. La commande directe du couple à douze zone:

IV.3.1. Principe:

Dans la DTC classique, ils existent deux vecteurs de tension par secteur qui présentent une ambiguïté sur le couple. Aussi, ils ne sont jamais utilisés. Il semble judicieux d'augmenter le nombre de secteurs et de diviser la position du vecteur flux statorique en douze secteurs au lieu de six seulement et d'utiliser tous les six vecteurs de tension actifs par secteur.

C'est le principe de la nouvelle structure de DTC à douze secteurs (DTC_12). La nouvelle répartition de la position du flux statorique est représentée sur (figure IV.3), qui montre l'utilisation de chacun des six vecteurs de tension actifs dans les douze secteurs.

Cependant, on introduira pour cette nouvelle table de commutation la notion de faible augmentation du couple au lieu et seulement de l'augmentation, ceci est dû principalement à la faible valeur de la composante tangentielle du vecteur de tension appliqué qui produira une faible variation du couple.

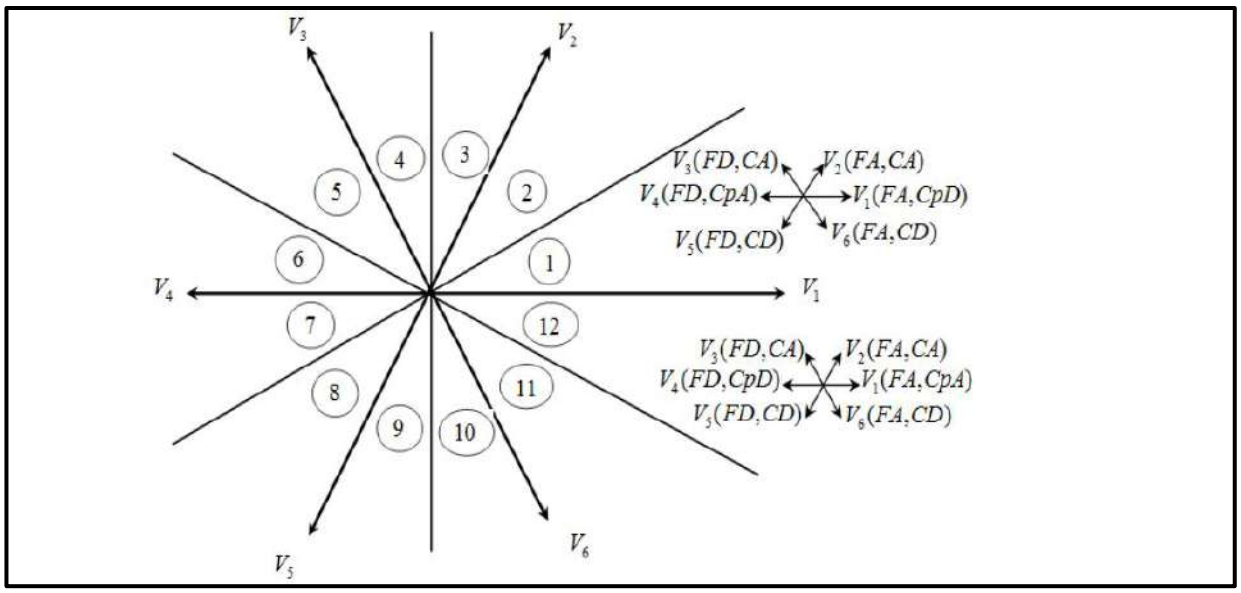


Figure IV.3. Définition des douze secteurs de la DTC12 [12]

IV.3.2.Elaboration de table de commutation:

A partir de la (figure IV.3), on peut établir la (Tab IV.3) qui utilise douze secteurs. Cette table montre que les six vecteurs de tension actifs sont maintenant appliqués dans les douze secteurs et que toute ambiguïté sur le flux et le couple a disparu.

SECTEUR 12	AUGMENTATION	DIMINUTION
Flux statorique	V1, V2, V6	V3, V4, V5
Couple	V1, V2, V3	V4, V5, V6
SECTEUR 1	AUGMENTATION	DIMINUTION
Flux statorique	V1, V2, V6	V3, V4, V5
couple	V2, V3, V4	V5, V6, V1

Tab IV.3. Application des six vecteurs de tension dans les 12 secteurs de la DTC_12

Pour mieux exploiter ces tensions, on utilise un comparateur à hystérésis à quatre niveaux pour le couple, ce qui permet de définir les petites et grandes variations du couple et du flux engendrées par ces mêmes vecteurs de tension selon leur déphasage par rapport aux limites des zones.

Par exemple, dans le secteur S12, si le vecteur V1 est sélectionné, il produira une grande augmentation dans le flux et une faible augmentation dans le couple, et *V2* augmente fortement le couple et légèrement le flux [26] [28].

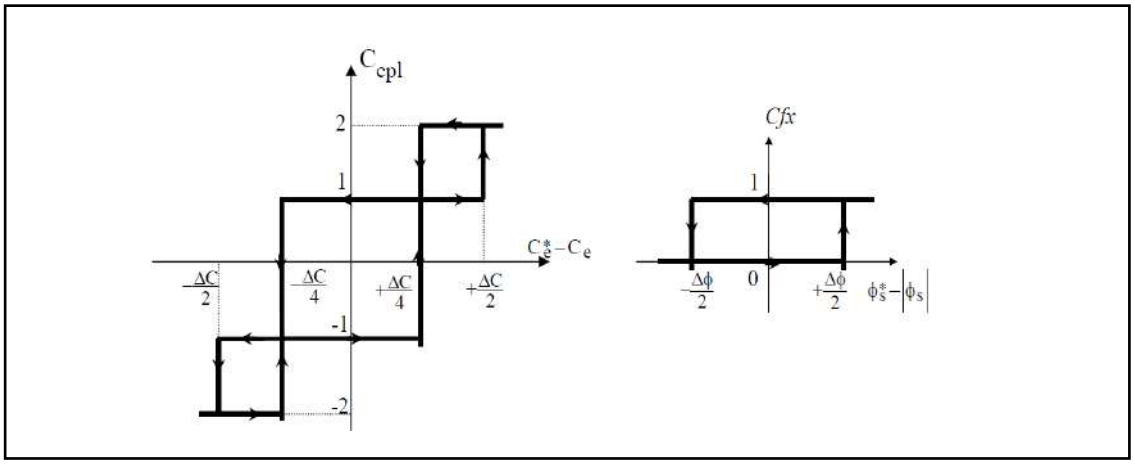


Figure IV.4. Comparateur à hystérésis a) pour le couple, b) pour le flux

Finalement, la table de sélection des tensions utilisées pour cette technique est donnée par le (Tab IV.4).

N		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Cfx=1	*Ccpl=2*	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_6
	Ccpl=1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1
	Ccpl=-1	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6
	Ccpl=-2	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
Cfx=0	*Ccpl=2*	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3
	Ccpl=1	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3
	Ccpl=-1	V_7	V_5	V_0	V_6	V_7	V_1	V_0	V_2	V_7	V_3	V_0	V_4
	Ccpl=-2	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5

Tab. IV.4. table de vérité pour la DTC à 12 secteurs

IV.3.3. Résultats de simulation :

D'après la figure IV.5, on observe que cette technique nous donne moins d'ondulations du couple électromagnétique par rapport à la commande classique présentée précédemment.

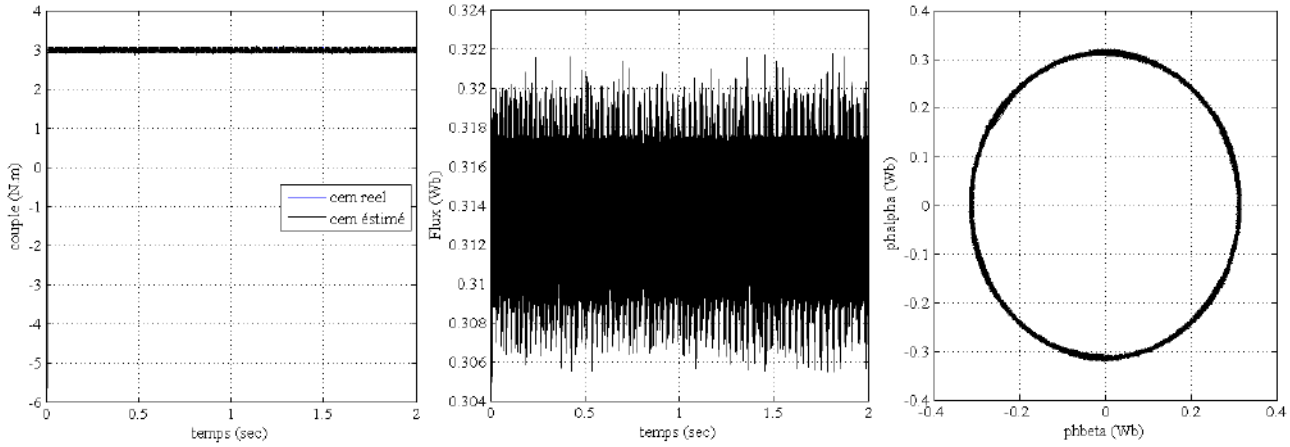


Figure IV.5.Réponse du couple et flux statorique de DTC à douze zones

IV.4. Commande DTC à base de réseaux de neurones :

IV.4.1. Principe :

Dans cette partie, on propose un régulateur neuronal pour remplacer le contrôleur flou. L'utilisation des réseaux de neurones dans ce travail, qui se caractérisent par leur rapidité et leur capacité d'apprentissage, est d'améliorer la sélection des états de commutation pour la DTC conventionnelle.

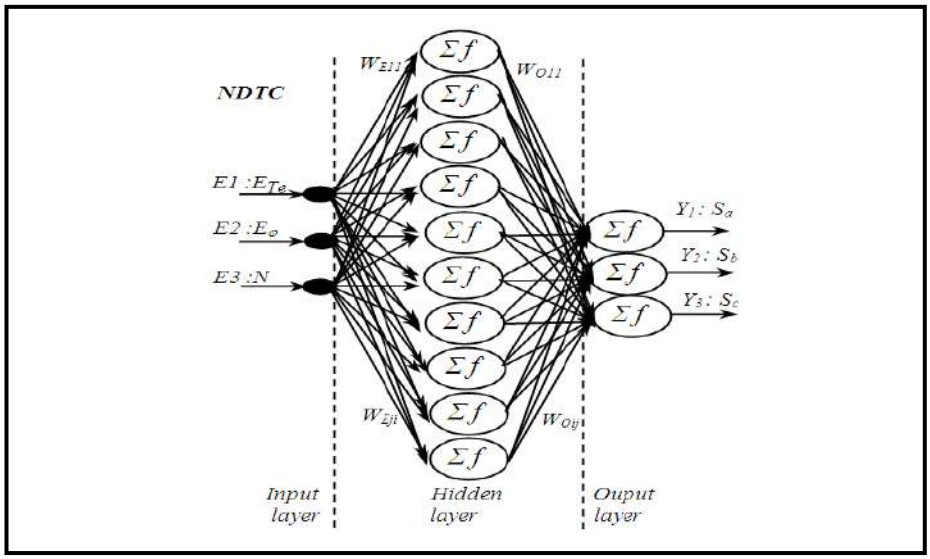


Figure IV.6. Structure d'un régulateur neural [12]

Régulateur Neuronal	*NDTC*
Nombre de couche cachée	2
Nombre de neurones	10/10
Nombre d'itérations	38
performances	0.0059

Tab IV.5. Les caractéristiques des régulateurs neuronaux

La fonction qui relie les entrées aux sorties est assez complexe. Dans le but de déterminer un réseau de neurones qui permet de réaliser cette relation, on adopte un réseau à trois couches. La structure du réseau de neurones retenue et qui permet d'améliorer la DTC de manière satisfaisante, est un réseau de neurones de type 3-N-N-3 comme le représente la (figure IV.6).

Ce régulateur possède trois variables entrées (couche d'entrée) qui représentent l'erreur du couple et du flux, la troisième variable d'entrée représente l'angle du flux statorique comme le montre la (figure IV.6). Les trois neurones dans la couche de sortie représentent les états des interrupteurs Sa, Sb, Sc. N neurones dans les couches cachées, les fonctions d'activations sont de type 'tansig' et l'algorithme d'apprentissage de ce contrôleur est de type pack-probagation.

IV.4.2.Résultats de simulation :

Dans cette partie, on s'intéresse à la commande DTC à base de réseaux de neurones de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP).La figure ci-dessous montre que le flux statorique suit sa valeur de consigne, la trajectoire décrit un cercle et le couple suit sa référence rapidement pour un échelon de couple de 3 (N.m).

On constate alors que cette technique nous donne une diminution non négligeable des ondulation par rapport à la DTC à douze zones.

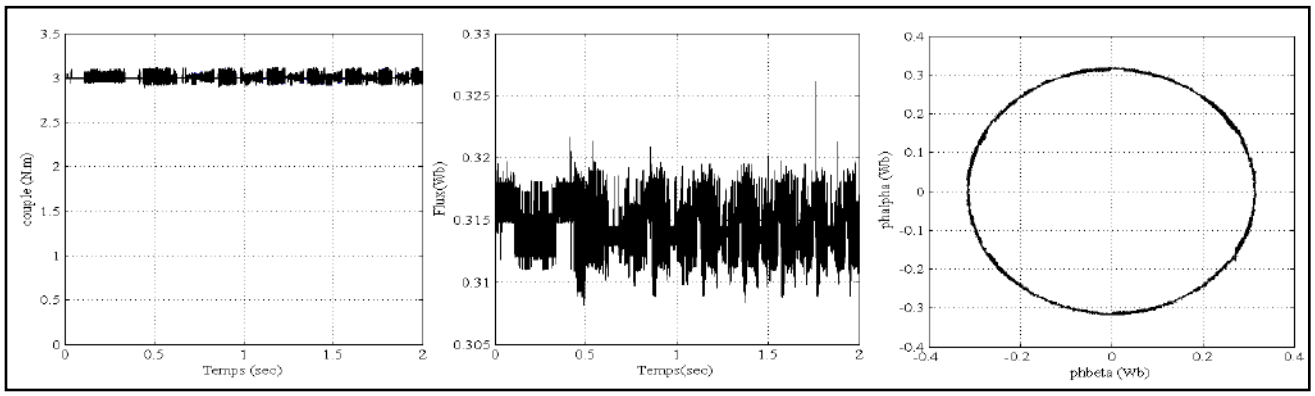


Figure IV.7. Résultat de simulation de commande DTC basé sur les réseaux de neurones en BO

.

IV5.Etude comparative :

Observation de la commande DTC modifiée (à zone décalée) :

D'après les essais effectués sur la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) commandée par cette technique (DTC modifier), on constate :

- Une ambigüité du flux lors l'application du vecteur V_3 et V_6 ;
- Absence de cette ambigüité à l'application des vecteurs de tension V_1 , V_2 et V_4 , V_5 ; ,ambigüité de couple qui existait avant, dans notre machine (MSAP) commander par la DTC classique à l'application des vecteur de tension V_1 , V_4 et V_3 ;
- Diminution des ondulations par rapport à la DTC classique.

Observation des résultats de la commande DTC à douze zones :

D'après les essais effectués sur la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) commandée par cette technique (DTC_12), on constate :

- Absence de toute ambigüité ni de flux ni de couple lors de l'application des douze vecteurs ;
- Une très grande amélioration du couple et du flux due à la diminution importante des ondulations par rapport à celle de la DTC modifier.

Observation des résultats de la commande DTC à base de RNA (NDTC):

D'après les essais effectués sur la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) commandée par cette technique (NDTC), on constate :

- Absence d'ambigüité de couple et de flux ;
- Les ondulations du couple sont beaucoup moins présente que celle sur la DTC_12 ;
- Le flux statorique présente des ondulations légèrement moins que celle sur la DTC_12.

Conclusion

D'après les observations des résultats obtenus précédemment par les simulations :

On déduit que : dans notre travail, la NDTC est la meilleure commande utilisée et appliquée à la machine (MSAP), car elle ne présente la minimisation de couple et de flux, notre système est stable ;

les ondulations de couple et flux sont minimisés, donc on a les meilleurs performances souhaités

IV.6. Réglage de vitesse :

IV.6.1. Principe de régulateur proportionnel-intégral PI :

La commande de la vitesse de la MSAP peut se faire par des méthodes classiques ou modernes. Dans cette partie, le réglage se fait par la synthèse des régulateurs au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires et cela grâce au découplage du modèle de la machine réalisé par la DTC. Ainsi, nous utilisons un régulateur de type proportionnel intégral (PI) pour régler la vitesse.

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence nécessaire à la commande directe du couple afin que la vitesse puisse suivre la référence voulue. La fonction de transfert de ce régulateur est donnée par :

$$F_R(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \tag{IV.1}$$

Et la vitesse à régler se définit à partir de l'équation mécanique :

$$w(p) = \frac{1}{f + pJ}(T_e(p) - T_r) \tag{IV.2}$$

D'où le diagramme fonctionnel de réglage de vitesse suivant:

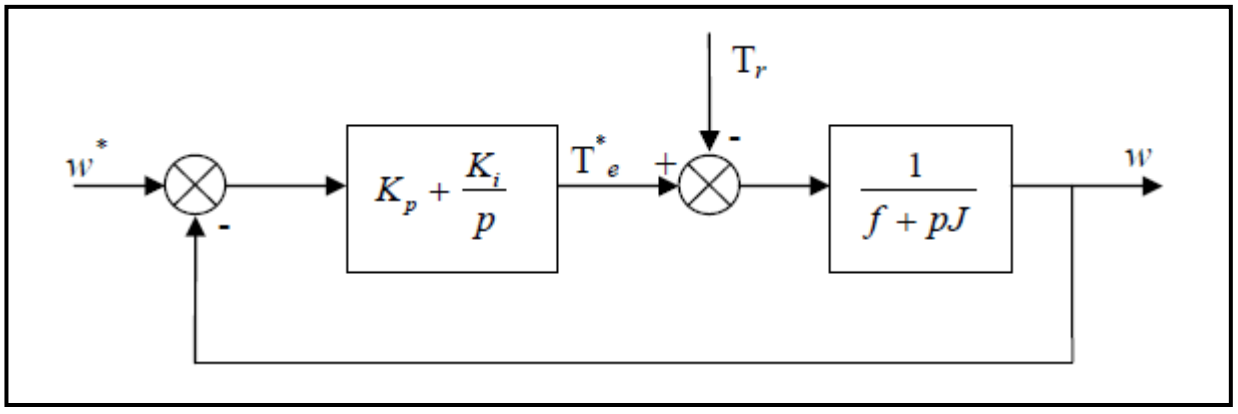


Figure IV.8. Diagramme fonctionnel de réglage de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{w}{w^*} = \frac{K_p P + k_i}{Jp^2 + (f + K_p) + K_i} = \frac{N(p)}{D(p)} \tag{IV.3}$$

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés. La (figure IV.5) représente la méthode des pôles imposés. [20]

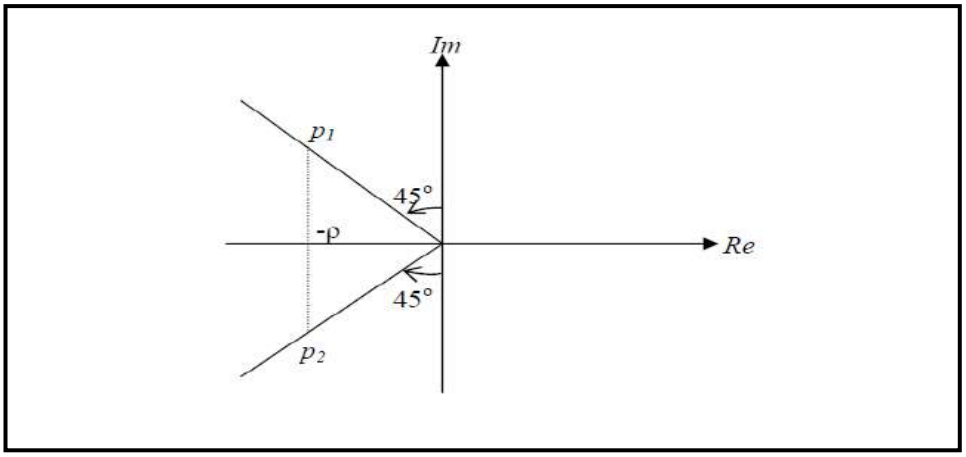


Figure IV.9. Méthode des pôles imposés

En prenant $p_1 = -\rho - j\rho$ et $p_2 = -\rho + j\rho$

L'équation du dénominateur peut s'écrire :

$$D(p) = (p - p_1)(p - p_2) = p^2 - (p_1 + p_2)p + p_1 p_2 \qquad \text{(IV.4)}$$

Ainsi, on obtient par identification :

$$\begin{cases} K_p = 2j\rho - f \\ k_i = 2j\rho^2 \end{cases} \qquad \text{(IV.5)}$$

IV.6.2. Principe de réseaux de neurones :

Le régulateur dans cette partie est basé sur les réseaux de neurones et la figure IV.10représente la structure de ce régulateur.

Le choix d'architecture du réseau sera déterminé au cours de l'apprentissage, où on commence avec un certain nombre de neurones dans la couche cachée, si après plusieurs essais, le réseau n'arrive pas à converger, on augmente le nombre de neurones dans la couche cachée ou encore le nombre de couches cachées (on fixe au préalable, l'erreur quadratique à une valeur maximale, en prenant à titre d'exemple $1e^{-2}$et au fur et à mesure que cette valeur est atteinte, on minimise cette erreur jusqu'elle devienne négligeable).

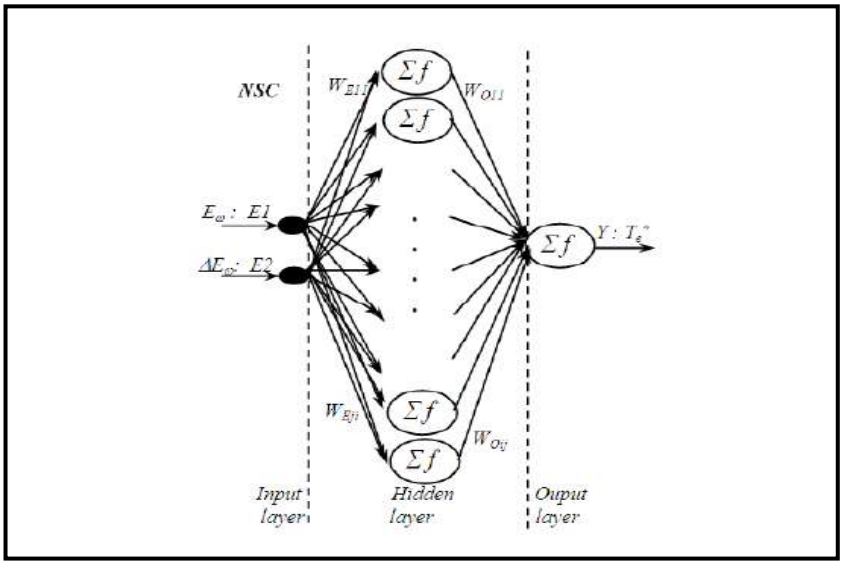


Figure IV.10. Structure d'un régulateur neuronal de la vitesse de rotation

IV.6.3.Résultats de simulation de la DTC avec réglage de vitesse classique PI:

Dans cette partie, on présente les résultats de simulation de la commande classique et améliorée avec réglage classique de type PI.

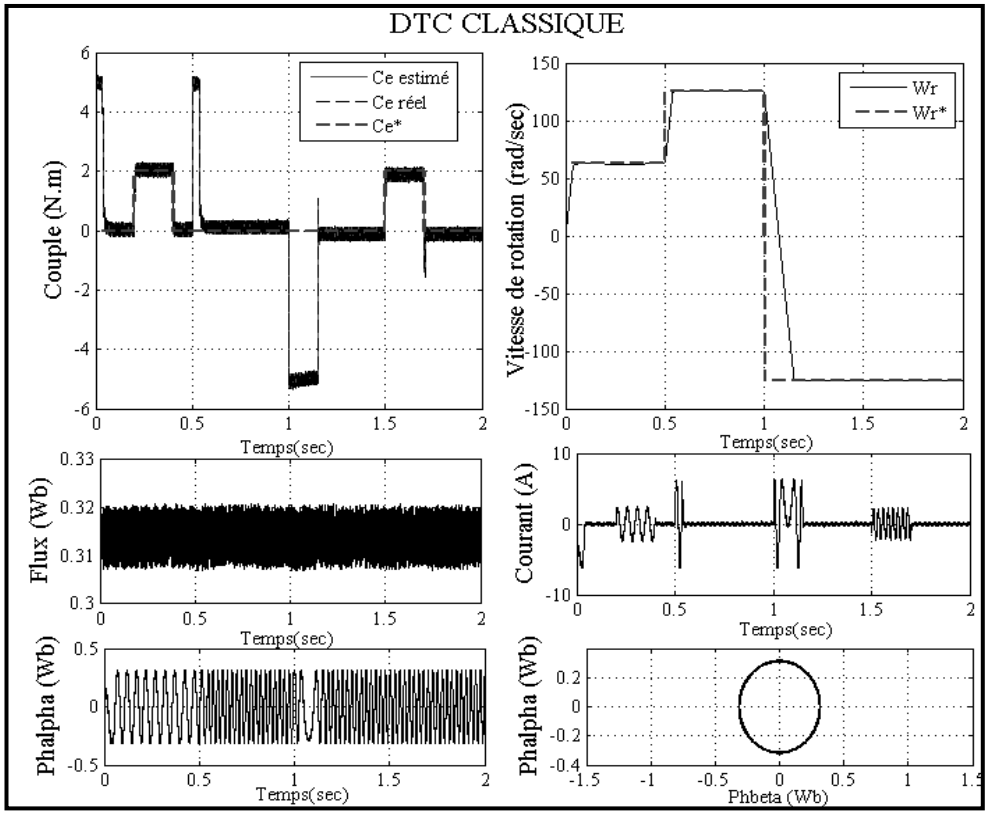


Figure IV.11.Réponses de différentes grandeurs de la CDTC-MSAP avec régulateur PI

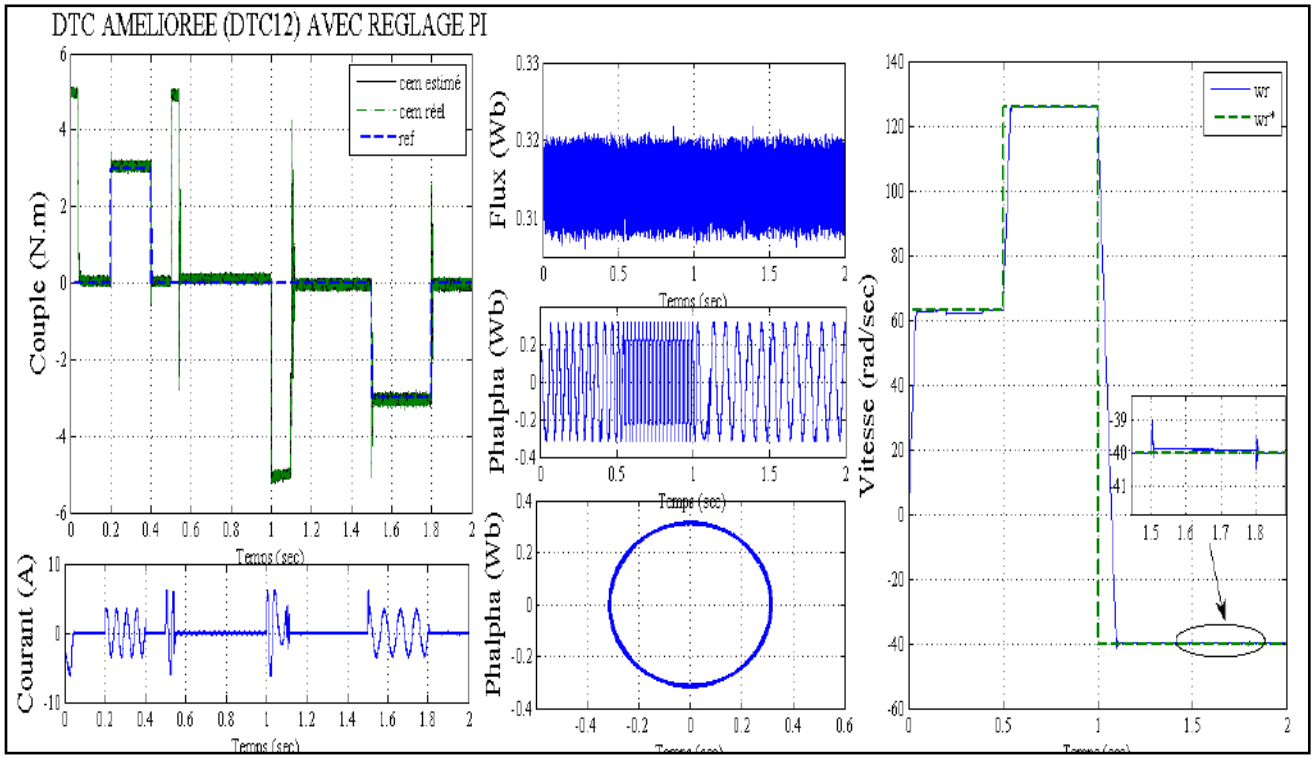


Figure IV.12.Réponses de différentes grandeurs de la DTC_12-MSAP avec régulateur PI

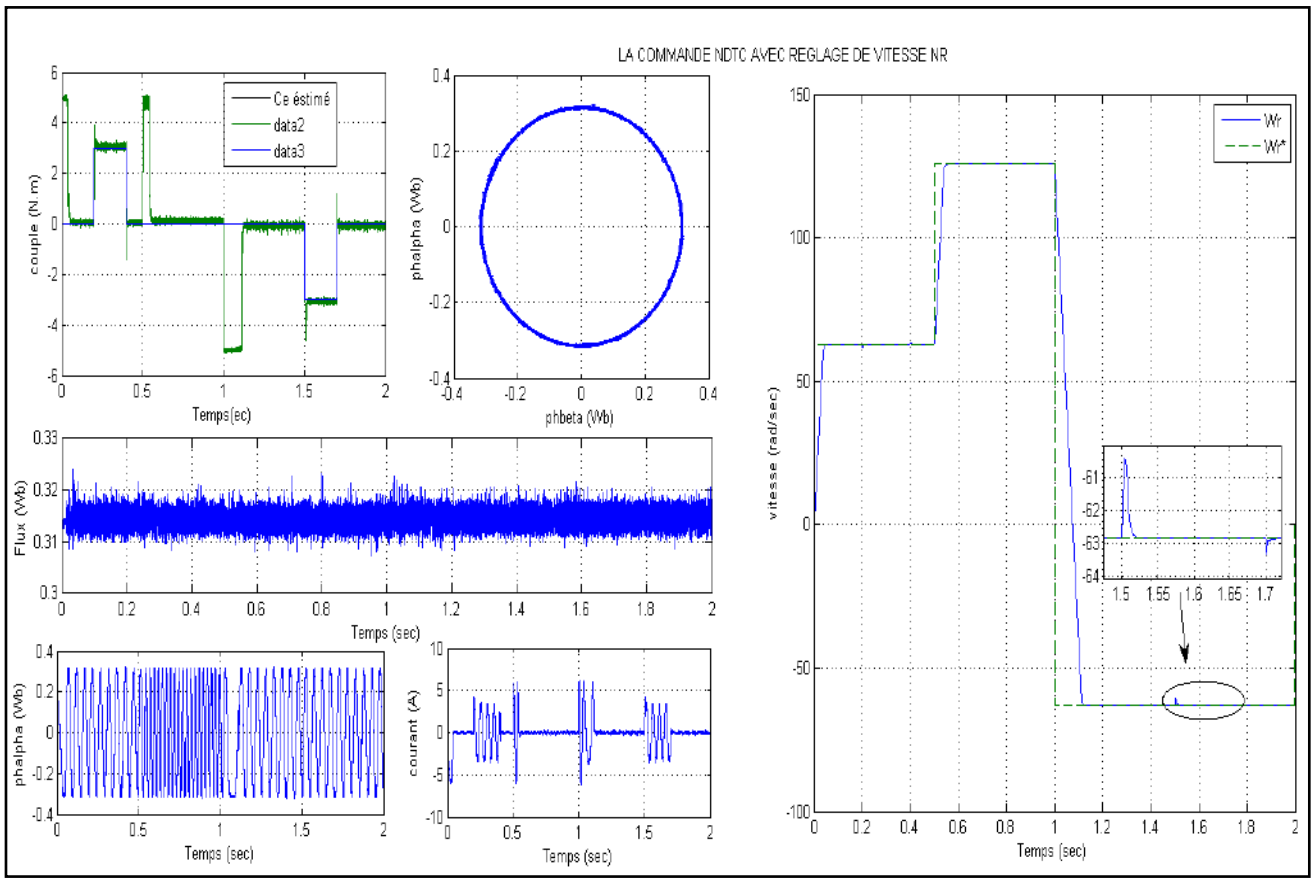


Figure IV.13.Réponses de différentes grandeurs de la NDTC-MSAP avec régulateur PI

Les résultats montrent que les valeurs estimées suivent les valeurs de consigne rapidement et elle montre également la réponse du couple, du flux statorique et la trajectoire du flux statorique et la vitesse de rotation ainsi que le courant statorique, on relève que la trajectoire du flux statorique est presque circulaire durant toute la variation du couple.

On note que la vitesse de rotation suive sa référence même avec changement de vitesse référence et lors de sa inversion et encore lors d'injection de couple de charge

IV.6.4. Résultats de simulation de la DTC avec réglage de vitesse intelligent:

Dans cette deuxième partie, on présente les résultats de simulation de la commande améliorée mais cette fois avec réglage intelligent basé sur les réseaux de neurones.

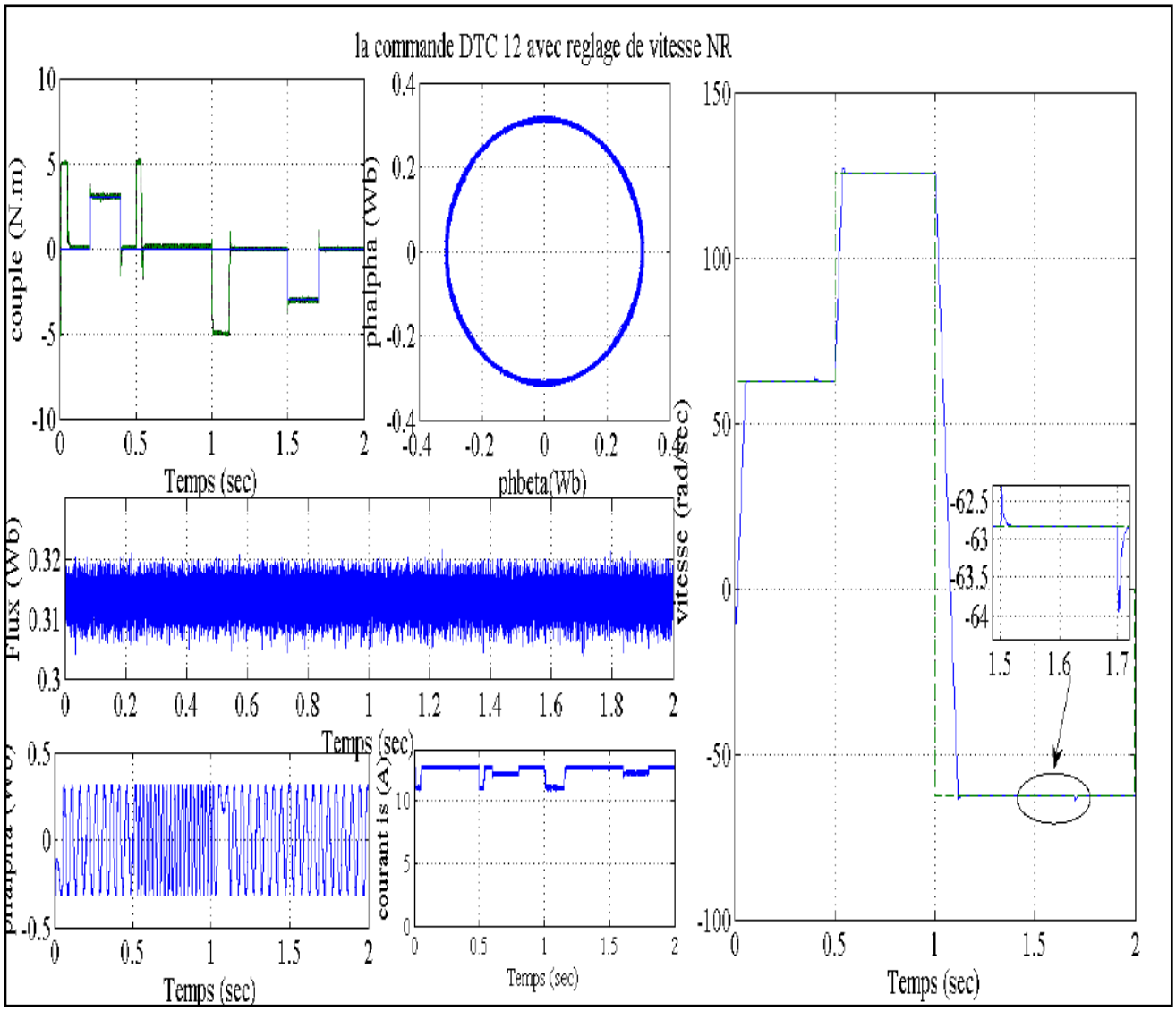


Figure IV.14.Réponses de différentes grandeurs de la DTC_12-MSAP avec régulateur RN

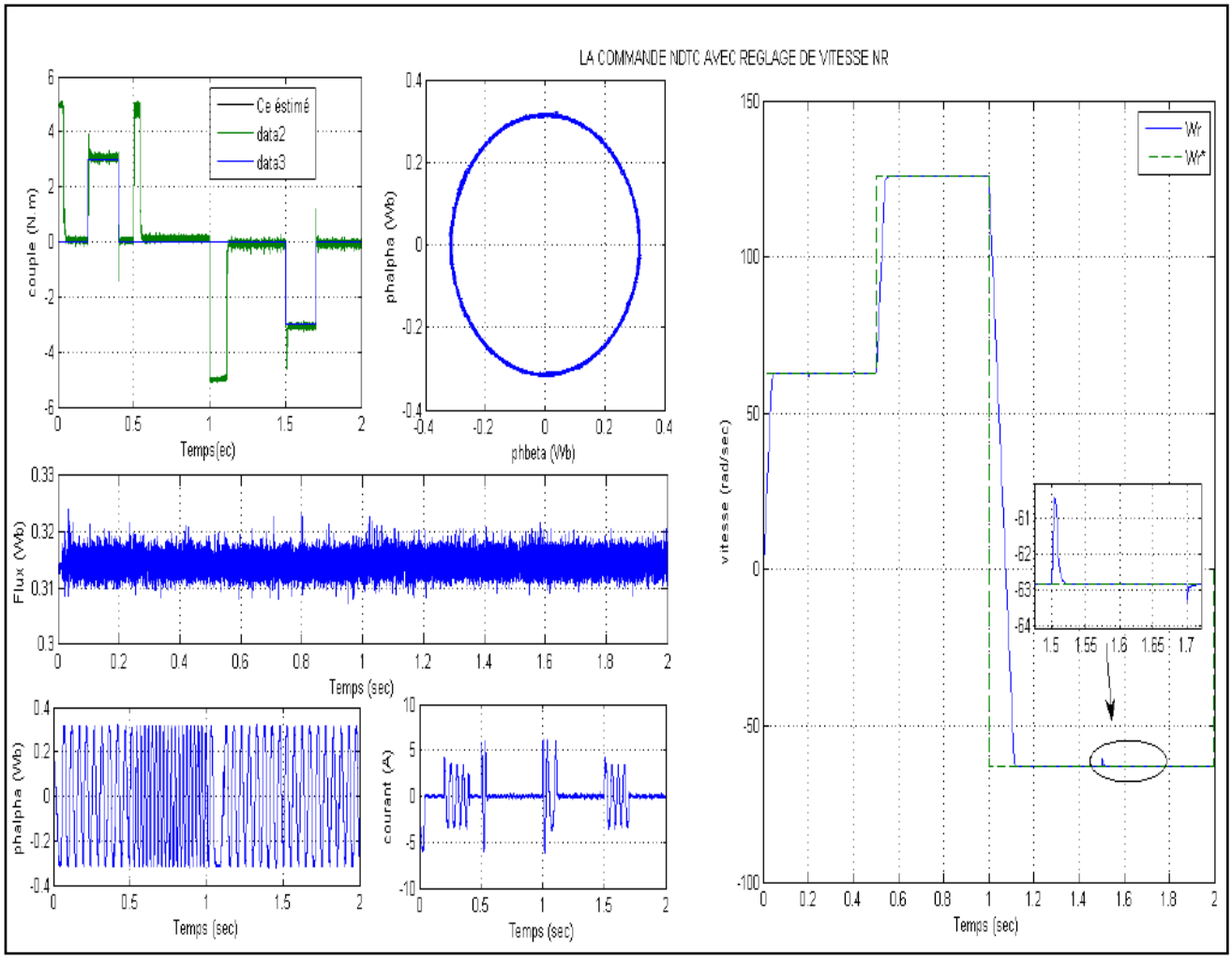


Figure IV.15.Réponses de différentes grandeurs de la NDTC-MSAP avec régulateur NR

Les résultats montrent que les valeurs estimées suivent les valeurs de consigne rapidement et elle montre également la réponse du couple, du flux statorique et la trajectoire du flux statorique et la vitesse de rotation ainsi que le courant statorique, on relève que la trajectoire du flux statorique est presque circulaire durant toute la variation du couple.

On note que la vitesse de rotation suive sa référence même avec changement de vitesse référence et lors de sa inversion et encore lors d'injection de couple de charge

IV.7.Conclusion :

Ces dernières années, plusieurs méthodes ont été proposées pour l'amélioration des performances de la DTC dont les principaux problèmes sont l'évolution de la fréquence de commutation, les ondulations sur le couple et sur le flux. En effet, ils ont été employés pour réduire les contraintes

liées à l'utilisation de régulateurs à hystérésis et de tables de commutation dans la DTC classique, et par conséquent minimiser les ondulations de flux, de courant et de couple électromagnétique.

Dans ce chapitre on a présenté trois techniques pour améliorer les performances de la DTC classique, la DTC à zone décalée, la DTC à douze zones et enfin la DTC à base des réseaux de neurones avec et sans réglage de vitesse où on a conclus que la DTC à base des réseaux de neurones à arriver à minimiser les ondulations de couple et encore elle nous a donné des meilleurs résultats par rapport à celle des autres techniques exposées dans ce travail.

CONCLUSION GENERALE

Le travail réalisé dans ce mémoire a été motivé principalement par l'utilisation croissante de nouvelles techniques de commande dans le domaine des machines à courant alternatif.

Nous avons présenté d'abord dans le premier chapitre la modélisation de la machine synchrone à aiment permanent (MSAP).

En suite, nous avons passé au deuxième chapitre où on a étudié la commande DTC (contrôle directe de couple) qui est basée sur l'estimation de flux statorique et du couple électromagnétique du MSAP à travers les deux grandeurs mesurées tension et courant, et la valeur nominale de la résistance statorique qui est le seul paramètre de la machine utilisé dans cette estimation.

Les avantages déterminants attribués aux techniques DTC classiques (dynamique, robustesse, facilité d'implémentation) sont néanmoins contre balancés par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné qui augmente les risques d'excitation de résonances mécaniques et afin d'améliorer les performances obtenues par la DTC classique et minimiser les ondulations de couple, nous avons proposé quelques techniques.

La première technique proposée dans ce travail représente la commande DTC à zone décalée dite DTC_Modifiée, les résultats obtenus lors de l'application de cette technique représente une amélioration des ondulations, élimination des ambigüités, mais, un nouveau problème surgisse celui de l'ambigüité du flux,

Une deuxième technique a été proposé pour améliorer les résultats précédents dite DTC_12 ou DTC améliorée, d'après les résultats obtenus, nous pouvons affirmer l'absence de toutes ambigüités et les ondulations moins qui celle des études précédentes

En ce qui concerne les techniques intelligentes, compte tenu de l'immense champ d'application, on s'est intéressé à appliquer les réseaux de neurones en ajoutant une nouvelle amélioration, c'est la DTC basé sur les réseaux de neurones (NDTC)

D'après l'étude comparative établie, on a trouvé que l'utilisation de la NDTC commandant le MSAP donne de meilleures performances par rapport aux autres techniques en présence ou en absence de réglage de vitesse neuronal qui est utilisé pour remplacer le régulateur conventionnel de type PI .

[1] J .Chenadec " les machines synchrones- technologies et différents modes d'alimentations des machines synchrones"

[2] A, F Jawad "Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents ". Thèse de Doctorat l'Université de technologie de Belfort-Montbeliard, 05 décembre 2008.

[3] S. Grehant. Introduction aux moteurs à flux transverse. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2003

[4] F. Leprince, Ringuet "Aimants permanents. Matériaux et applications"Techniques de l'ingénieur, (D187).

[5] J-M. Vinassa "Contribution à la conception d'un actionneur à aimants permanents et commutation électronique destiné à l'assistance électrique de direction pour automobile" Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1994.

[6] A. Fonseca "Comparaison de machines à aimants permanents pour la traction de véhicules électriques et hybrides" PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.

[7] S. Leichter "Etude des machines excitées par aimants ferrites et alimentées par convertisseur statique fonctionnant en commutation naturelle: recherche de structures magnétiques optimales et analyse du comportement" Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1980.

[8] M. Labraga "Contribution à la conception d'actionneurs à aimants permanents et commutation électronique fonctionnant à basse vitesse" Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1992.

[9]Yasser.ALHASSOUN "Etude et mise en oeuvre de machines à aimantation induite à haute vitesse" PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.

[10] Abdessemed, R. Kadjouj, M. "Modélisation des machines électriques". Presse de l'université de Batna 1997.

[11] Ameur, A. "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants doté d'un observateur d'ordre complet à mode glissant". Thèse de magistère en électrotechnique université de Batna, 2003.

[12] Babak, N. "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants: méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres". Thèse de Doctorat l'Université de Téhéran, Iran, 2001.

[13] Pwgasan, P. Knshnan, R. "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives". IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 35, no 4, November 1988.

[14] Kiyyour, B. "Commande vectorielle de la machine à réluctance variable à stator lisse et rotor massif ". Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2004.

[15] Bouchereb, C. "Contrôle direct du couple des machines synchrones". Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.

[16] Belkacem, S. " Etude comparative des performances statique et dynamique d'un Contrôle de découplage et d'u DTC d'un moteur induction alimenté par un convertisseur statique". Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.

[17] Lasse, L. "Analysis of torque and speed ripple producing nonidealitiesof frequency converters in electric drives". Thesis for the degree of Doctor of Science (Technology) to be presented with due permission for public examination and criticism in the Auditorium 1382 at Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland on the 5th of November 2004.

[18] Grellet.G, Clerc, G. "Actionneurs électrique Principe/Modèle/Commande". Eyrolles, Deuxieme Edition 2000.

[19] M. hadef "contrôle direct du couple des machines synchrones à aimants permanents avec et sans capteur mécanique" mémoire de magister université de béjaia 2003.

[20] C. Carlos "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1 " Edition Hermes Science Europe, 2000

[21] J. Luukko "Direct Torque Control of Permanent MagnetSynchronous Machine-Analysisand Implementation", DoctorateThesis, Helsinki University of Technology, Finland, 2000.

[22] M.F. Rahman, L. Zhong "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronousmotorderives" IEEE Trans. on Power Electronics , Vol.12 N°3,pp528-536,1997

[23] M.R. Zolghadri " contrôle direct du couple des actionneurs synchrones " Thèse doctoratINP, Grondable 1997.

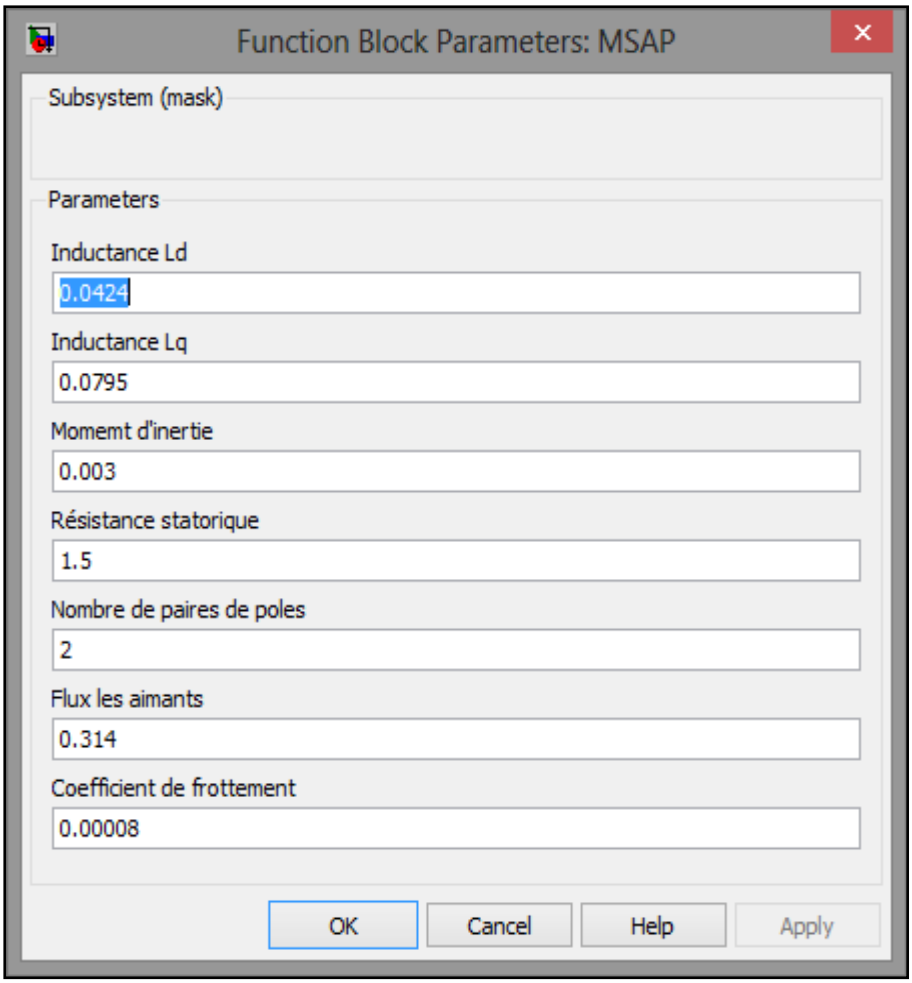
[24] A. Elbacha, M.T. Lamchich, M. Cherkaoui "contrôle direct de couple d'une machineasynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement". http://www.univtlemcen.dz/manifest/CISTEMA2003.

[25] SAID Adel et BOUSSAADIA Fouaad" identification et commande d'une parabole de radar de poursuite par les reseaux de neurones"diplome d'ingenieur d'etat en genie electrotechnique. M'SILa .

[26] Merzoug Med salah " Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) "thése de magister Université de Batna.

[27] R.Toufouti, S.Meziane and H.Benalla, Direct Torque Control for Induction Motor using intelligent technique, Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 2007, pp. 35-44.

[28**]** F.Hamidia**,** A. Larabi, M.S. Boucherit, An Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System of DTC-IM Drive, 2013, in Proceedings of the 4th international conference on power electrical engineering.


Function Block Parameters: MSAP
Subsystem (mask)
Parameters
Inductance Ld
0.0424
Inductance Lq
0.0795
Momemt d'inertie
0.003
Résistance statorique
1.5
Nombre de paires de poles
2
Flux les aimants
0.314
Coefficient de frottement
0.00008
OK
Cancel
Help
Apply