



Université ABBES LAGHROUR Khenchela  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Industriel  
جامعة عباس لغرور خنشلة  
كلية العلوم والتكنولوجيا  
قسم الهندسة الصناعية



N° Série : .....

## Mémoire de fin d'étude

*Pour l'obtention du diplôme de Master*

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

**MEFTAH Oussama**

### THEME

**Etude comparative entre la commande DTC classique et la DTC basée sur le contrôleur pi-neuronale d'une machine synchrone à aimant permanent.**

*Soutenu le : 10 juillet 2021 devant la commission d'examen composée de :*

*CHAIBA Azzedine*

*Pr : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela*

*Président*

*BENHADDA Nabil*

*MCA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela*

*Encadreur*

*LABDANI Rafik*

*MAA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela*

*Co-encadreur*

*BOURAS Mustafa*

*MAA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela*

*Examineur*

*Promotion 2020/2021*

## Remerciement

---

### *Remerciements*

*Remerciements à ALLAH mon Dieu le tout puissant qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.*

*je tient à remercier DR. Benhadda Nabil comme encadreur et Labdani Rafik comme co-encadreur*

*D'avoir accepté à m' encadrai et suivre me travail*

*Durant toute cette période.*

*Je remerciements vont aussi au président du jury Prof. Chaiba Azzedine et aux membres*

*Du jury examinateurs Bouras Mustafa qui je fais l'honneur de participer au jury de ce Travail.*

*Et enfin je veux remercier l'ensemble, enseignants et collègues de notre département*

## Dédicace

---

### *Dédicace*

*A*

*Ma mère et mon père qui m'ont donné la vie et l'amour  
ce qui je ne pourrais jamais exprimer leurs sacrifices, leur  
soutien*

*Moral et physique le long de mes années avant et après  
d'études.*

*Mes très chers frères.*

*Toute ma famille.*

*Tous mes amis.*

*Tous ceux que me sont chers*

*Je dédie ce travail...*

# Sommaire

---

## Sommaire

<b>Introduction Général</b> .....	<b>1</b>
<b>CHAPITRE 01 : MODELISATION DE LA MSAP ASSOCIE A SON CONVERTISSEUR</b>	
I.1 INTRODUCTION .....	4
I.2 DESCRIPTION DE LA MSAP .....	5
I.2.1 aiment permanent .....	5
I.2.2 Différents types du rotor .....	7
I.3 MODELISATION DE LA MSAP .....	8
I.3.1 Equations électriques .....	8
I.3.2 Equations magnétiques .....	8
I.4 Transformations triphasé-biphasée .....	9
I.4.1 Transformation de Concordia.....	9
I.4.2 Transformation de Park .....	9
I.4.3 Transformation de $(\alpha, \beta)$ vers $(d, q)$ .....	10
I.5 modélisation de la MSAP dans le repere de park lie au .....	10
I.5.1 Equations électriques .....	10
I.5.2 Equations magnétiques .....	11
I.5.3 Expression du couple électromagnétique .....	11
I.6 modélisation de la MSAP dans un référentiel lie au stator $(\alpha, \beta)$ .....	12
I.7 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION .....	13
I.8 MODELE DE LA MSAP EN VUE DE LA COMMANDE .....	15
I.9 RESULTATS DE SIMULATION .....	16
I.9.1 Alimentation par un réseau équilibré .....	16
I.9.2 interprétation des résultats .....	18
I.9.3 Alimentation par un onduleur de tension .....	18
I.9.4. Interprétation des résultats .....	20
I.10.conclusion .....	20
<b>CHAPITRE 02 : LA COMMANDE DTC DE LA MSAP</b>	
II.1 INTRODUCTION .....	22
II.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE DTC .....	22

# Sommaire

---

II.2.1 Les avantages de la commande DTC .....	23
II.2.2 Les inconvénients .....	23
II.3 SELECTION DES VECTEURS DES TENSIONS .....	23
II.4 STRATEGIE DE COMMANDE DIRECTE DU COUPLE ET DE FLUX .....	25
II.4.1 Contrôle du flux statorique .....	25
II.4.2 Contrôle du couple électromagnétique .....	26
II.5 CHOIX DU VECTEUR TENSION .....	27
II.6 LES ESTIMATEURS .....	28
II.6.1 Estimation du flux statorique .....	28
II.6.2 Estimation du couple électromagnétique .....	29
II.7 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE POUR LA DTC .....	29
II.7.1 Le correcteur du flux .....	29
II.7.2 Le correcteur du couple .....	30
II.7.2.1 Le correcteur à deux niveaux .....	30
II.7.2.2 Le correcteur à trois niveaux .....	30
II.8 ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION .....	31
II.9 RESULTATS DE SIMULATION .....	34
II.10 INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE DTC DE SIX SECTEURS APPLIQUEE A LA MSAP .....	36
II.11 UTILISATION DE LA DTC AVEC UNE TABLE A 12 SECTEURS .....	37
II.12 RESULTATS DE SIMULATION .....	39
II.13 interprétation des résultats de la commande DTC de douze secteurs .....	41
II.11 Conclusion.....	42

## **CHAPITRE 03 : LA COMMANDE DTC BASE SUR LE CONTROLEUR PI-NEURONAL DE LA MSAP**

III.1 Introduction .....	44
III.2 LE NEURONE BIOLOGIQUE .....	44
III.3 HISTORIQUE DE RESEAUX DE NEURONES .....	45
III.4 RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS .....	46
III.4.1 Neurone formel .....	46
III.4.2 Fonctions d'activation ou de seuillage .....	47

# Sommaire

---

III.5 PROPRIETES DES RESEAUX DE NEURONES .....	48
III.6 ARCHITECTEUR DES RESEAU DE NEURONE ARTIFICIEL .....	48
III.6.1 Réseau multicouches .....	48
III.6.2.Réseau de neurones non bouclé (feed-forward) .....	49
III.6.3 Réseau a connexion récurrentes .....	50
III.7 APPRENTISSAGE DES RESEAUX DE NEURONES .....	50
III.7.1 mode supervise .....	50
III.7.2 mode non supervise .....	50
III.8 LE PERCEPTRON MULTICOUCHE .....	50
III.8.1 architecture .....	51
III.8.2 l'apprentissage des réseaux MLP .....	51
III.8.3 Rétro propagation et technique de gradient .....	52
III.9 DIFFICULTES RENCONTREES DANS LES RESEAUX DE NEURONE A RETRO PROPAGATION .....	54
III.10 AJUSTEMENT NEURONALE D'UN REGULATEUR CLASSIQUE .....	55
III.11 QUELQUES ASPECTS PRATIQUES .....	57
III.12 APPLICATION DES RESEAUX DES NEURONES DANS L'INDUSTRIE .....	58
III.13 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES RESEAUX DE NEURONES .....	58
III.14 MISE EN ŒUVRE DES RESEAUX DE NEURONES .....	59
III.14.1 Le choix des entrées et sorties du boîte neuronale .....	59
III.14.2 Description du type de réseaux de neurones .....	59
III.14.3 Le choix de la stratégie d'apprentissage .....	59
III.14.4 Création de la basse de données .....	60
III.14.5 Réalisation d'apprentissage .....	60
III.15 SIMULATION LA COMMANDE MSAP PAR LES RESEAUX DE NEURONES	63
III.16 RESULTATS DE SIMULATION .....	63
III.17.Interprétation des résultats de l'étude comparative entre la DTC avec contrôleur PI et la DTC avec contrôleur neuronal RNA .....	65
III.18.Tableau de comparaison .....	66
III.19. CONCLUSION .....	66
<b>Conclusion Général</b> .....	<b>67</b>
<b>Annexe</b> .....	<b>70</b>
Annexe a .....	71

# Sommaire

---

Annexe b .....	71
Annexe c .....	72
<b>Références et Bibliographies</b> .....	<b>73</b>

# La liste des figures

---

## **Chapitre I Modélisation de la MSAP associé à son convertisseur**

Figure I.1 : Structure générale de la machine synchrone à aimants permanents

Figure. I.2 : courbe désaimantation.

FigureI.3 : Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants.

Figure I.4 : Rotors de machine synchrone à aimants permanents

Figure I.5 : Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q).

Figure I.6: schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la machine

Figure I.7 : Modèle de la MSAP

Figure I.8 : Résultat de simulation de la MSAP alimenté par un réseau triphasé équilibré

Figure I.9 : Résultat de simulation de la MSAP alimenté par un onduleur triphasé et MLI sinus-triangle

## **Chapitre II Commande DTC de la MSAP**

Figure II.1 : Schéma synoptique de la commande DTC

Figure II.2 : Onduleur de tension alimentant les enroulement du stator de L'MSAP.

Figure II.3 : Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension

Figure II.4 : vecteur tension et séquences des niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux dans leplan ( $\alpha \beta$ ).

Figure II.5 : Evolution de l'extrémité de  $\overline{\phi_s}$  pour  $R_s$ Is négligeable

Figure II.6: choix du vecteur de tension

Figure II.7 : Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions

Figure II.8 Correcteur à hystérésis à trois niveaux pour le contrôle du couple

Figure II.9 : Structure générale de la commande directe du couple

Figure II.10 : Model de Simulink de la commande DTC appliquée à la MSAP

Figure II.11 : Résultats de simulation de la commande DTC de six secteurs appliquée à la MSAP

Figure II.12 : contrôle directe du couple avec 12 secteurs

Figure II.13 : Comparateur à hystérésis

Figure II.14 : Résultats de simulation de la commande DTC de douze secteurs appliquée à la MSAP

## **Chapitre III Commande DTC basée sur le contrôleur pi-neuronale d'une machine synchrone à aiment permanent.**

Figure III.1. Le neurone biologique

Figure III.2. Schéma d'un neurone formel

Figure III.3. Les fonctions d'activation les plus utilisées

FigureIII.4 réseau multi-couche

FigureIII.5 : Réseau de kohonen

Figure III.6. Réseau a connexion récurrente

Figure III7. Architecture d'un réseau MLP

Figure III.8. Types d'ajustements d'un régulateur classique par réseaux de neurones

## La liste des figures

---

Figure III.9. Développement l'erreur dans Algorithme de rétro-propagation

Figure III.10. Modèle du réseau de neurone utilisé.

Figure III.11. Fenêtre d'entraînement de réseau de neurones

Figure III.11. Evolution d'erreur d'apprentissage

Figure III.12. Régression entre la sortie et le Target

Figure III.14. Résultats de l'étude comparative entre la DTC avec contrôleur PI et la DTC avec contrôleur neuronal RNA

# La liste des tableaux

---

## **Chapitre I Modélisation de la MSAP associé à son convertisseur**

Tableau I.1 paramètres de démarrage de le MSAP

## **Chapitre II Commande DTC de la MSAP**

Tableau II.1 : Table de vérité d'un onduleur triphasé à deux niveaux

Tableau II.2 : Table de commande du flux

Tableau II.3 : Table de commande du couple

Tableau II.4 : Table de commutation avec séquences nulles

Tableau II.5 : Table de commutation avec séquences non nulles

Tableau II.6 : Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs S1 et S12

Tableau II.7 : Table de vérité pour la DTC avec 12 secteurs

## **Chapitre III Commande DTC basée sur le contrôleur pi-neuronale d'une machine synchrone à aiment permanent.**

Tableau.III.1.étude comparative entre les performances de régulateur PI et neuronal

## La liste des symboles

---

MSAP	machine synchrone à aimant permanent.
FOC	La Commande la commande par orientation du flux.
DTC	La commande directe du couple.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
PI	Régulateur Proportionnel Intégrateur.
THD	Total Harmonique Distorsion.
$f_{em}$	Force Contre Electromotrice.
t	temps.
A,B,C	Axes liés aux enroulements triphasés.
d,q	Axes de référentiel de Park.
$\alpha,\beta$	Axes de référentiel fixe lié au stator.
$V_{abc}$	Tension statorique phase a, b, ou c.
$V_s$	Tension statorique.
$V_{dq}$	Tension statorique suivant l'axe d et l'axe q.
$V_{\alpha\beta}$	Tension statorique suivant l'axe $\alpha$ et l'axe $\beta$ .
$i_{abc}$	Courants statoriques.
$i_{dq}$	Courant statorique suivant l'axe d et l'axe q.
$i_{\alpha\beta}$	Courant statorique suivant l'axe $\alpha$ et l'axe $\beta$ .
$\phi_{abc}$	Flux statorique de phase a, b, ou c.
$\phi_{dq}$	Flux statorique suivant l'axe d et l'axe q.
$\phi_{\alpha\beta}$	Flux statorique suivant l'axe $\alpha$ et l'axe $\beta$ .
$\phi_s$	Flux statorique.
F	Fonction de cout.
$\phi_f$	Flux magnétique du rotor.
$\Omega_r$	Vitesse mécanique de rotor.
$\omega_r$	Vitesse électrique de rotor.
$N_n$	Vitesse nominale.
$\theta$	Angle entre le stator et le rotor.

## La liste des symboles

---

$\hat{\theta}$	Angle estimée.
$\delta$	l'angle entre vecteur flux statorique et rotorique
RNA	Réseaux de neurones artificiels.
MLP	multi layer perceptron
$x_k$	Le vecteur à $I$ éléments représentant le k-ième stimulus (la couche d'entries comporte $I$ cellule).
$h_k$	Le vecteur à $L$ éléments représentant la réponse des $L$ cellules de la couche cachée.
$o_k$	Le vecteur à $J$ éléments représentant la réponse des cellules de la couche de sortie.
$t_k$	Le vecteur à $J$ éléments représentant la réponse désirée ou théorique.
$W$	La matrice d'ordre $[L I]$ des valeurs des connexions reliant les cellules de la couche d'entries aux cellules de la couche cachée.
$Z$	La matrice d'ordre $[J L]$ des valeurs des connexions reliant les cellules de la couche cachée aux cellules de la couche de sortie.
$\otimes$	Indiquant le produit terme à terme des vecteurs.
$W_{ij}$	Coefficient synaptique ou poids associe à la $i^{\text{eme}}$ entrée du neurone $J$
$K_p$	Paramètre pour le réglage de l'action proportionnelle.
$K_i$	Paramètre pour le réglage de l'action intégrale.
$K_d$	Paramètre pour le réglage de l'action dérivée.
$t_i$	Constant de temps.
$S$	Opérateur de Laplace.
$C(s)$	Fonction de transfert du correcteur.
$H(s)$	Fonction de transfert du système en boucle fermé.
$\frac{1}{Z}$	Représente La dérivé

# Introduction Général

## Introduction Générale

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes. Le moteur synchrone à aimants permanents reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir pas de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique.

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

Dans les années quatre-vingt, sont apparus les premières commandes directes de couple (DTC), ce type de commande se démarque dans son approche de ce qui avait été fait auparavant et constitue un avancement méthodologique dans la commande des machines. En effet, la commande DTC à partir de références externes, tel le couple et le flux, ne recherche pas, comme dans les commandes classiques les tensions à appliquer à la machine, mais recherche le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur.

Le régulateur Proportionnel -Intégral (PI) est très utilisé dans l'industrie en raison de sa simplicité et de la robustesse. Mais dans certains cas, quand la dynamique du système change avec le temps ou avec des conditions de fonctionnement, l'efficacité du PI diminue et la qualité du réglage se détériore. Pour palier à ces dégradations, l'utilisation d'une commande intelligente est plus que nécessaire. Un certain nombre de commandes intelligentes ont été déjà appliquées à la MSAP tel que la commande adaptative, la commande floue, les réseaux de neurones... les travaux publiés dans la littérature ont montré l'efficacité de ces méthodes à conduire les systèmes particulièrement complexes et maintenir les performances exigées [1].

L'emploi des réseaux de neurones artificiels (RNA) plutôt que des techniques classiques pour commander des systèmes complexes peut se justifier par la simplicité de mise en œuvre (peu

## Introduction Générale

---

d'analyse mathématique préliminaire), par la capacité d'approximation universelle prouvée, par la possibilité de considérer le processus comme une boîte noire et par la possibilité de faire une analyse avec un minimum d'informations sur le processus. L'utilisation alors des réseaux de neurones pour la commande de la MSAP est largement justifiée.

Le présent travail a pour but de l'étude comparative entre l'application des régulateurs de type PI et RNA pour la commande DTC d'un moteur synchrone à aimant permanent et d'arrivé à simuler numériquement les deux structure de commande (PI et RNA) ainsi que d'accomplir certains tests de robustesse sur chaque type de ces techniques de régulation. Dans ce travail, une structure de réseau de neurones multicouches statiques a été analysée et appliquée à la commande de la vitesse d'un MSAP. Pour simplifier la synthèse de la commande par RNA, nous adoptons la stratégie d'apprentissage supervisée. La difficulté de l'utilisation de ce régulateur réside dans le choix de sa structure.

Pour ce faire, le travail présenté dans ce mémoire est articulé autour de trois chapitres :

Le premier chapitre s'intéressera à la modélisation validée par simulation d'un démarrage de la MSAP alimentée par un réseau équilibré dans un premier temps puis par un onduleur triphasé commandé par la commande MLI.

Dans le deuxième chapitre, nous avons consacré à la commande DTC classique de la MSAP basée sur un régulateur PI, les performances de la DTC seront testées par des simulations

Le troisième chapitre portera sur la théorie des réseaux de neurones artificiels (RNA). Des explications et relations mathématiques concernant ce mode de réglage seront établies de façon à permettre une compréhension de la théorie des RNA ainsi l'étude comparative entre la commande DTC classique et la DTC basée sur le contrôleur pi-neuronale d'un MSAP.

Enfin, une conclusion générale permettra de rassembler un certain nombre de remarques nécessaires quant à l'avantage de cette commande et des suggestions sur des perspectives éventuelles.

**CHAPITRE 01 :**  
**MODELISATION DE LA MSAP**  
**ASSOCIE A SON**

## I.1 INTRODUCTION

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation, celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. Historiquement, les servomoteurs utilisant des moteurs à courant continu ont assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels.

Cependant, leur principal défaut reste le collecteur mécanique. C'est pour cette raison qu'on utilise des moteurs électriques à courant alternatif afin d'éviter cet inconvénient et profiter de leurs avantages tels que, la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement.

Parmi les moteurs électriques à courant alternatif utilisés dans les entraînements, le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir pas de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique. On peut modéliser le moteur synchrone selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés.

On développe dans ce chapitre les modèles suivants :

- Le modèle en abc, découlant des équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- Le modèle issu de la transformation de Park ou de Concordia, utilisés couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande vectorielle des moteurs.

Les lois de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse, de la position et du couple électromagnétique. Toutes ces améliorations demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire [1].

## I.2 DESCRIPTION DE LA MSAP

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

Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de  $120^\circ$  dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté, à fin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée.

Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternants pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (fem) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à la vitesse de synchronisme [2]. La figure I.1 présente une machine synchrone à aimants permanents :

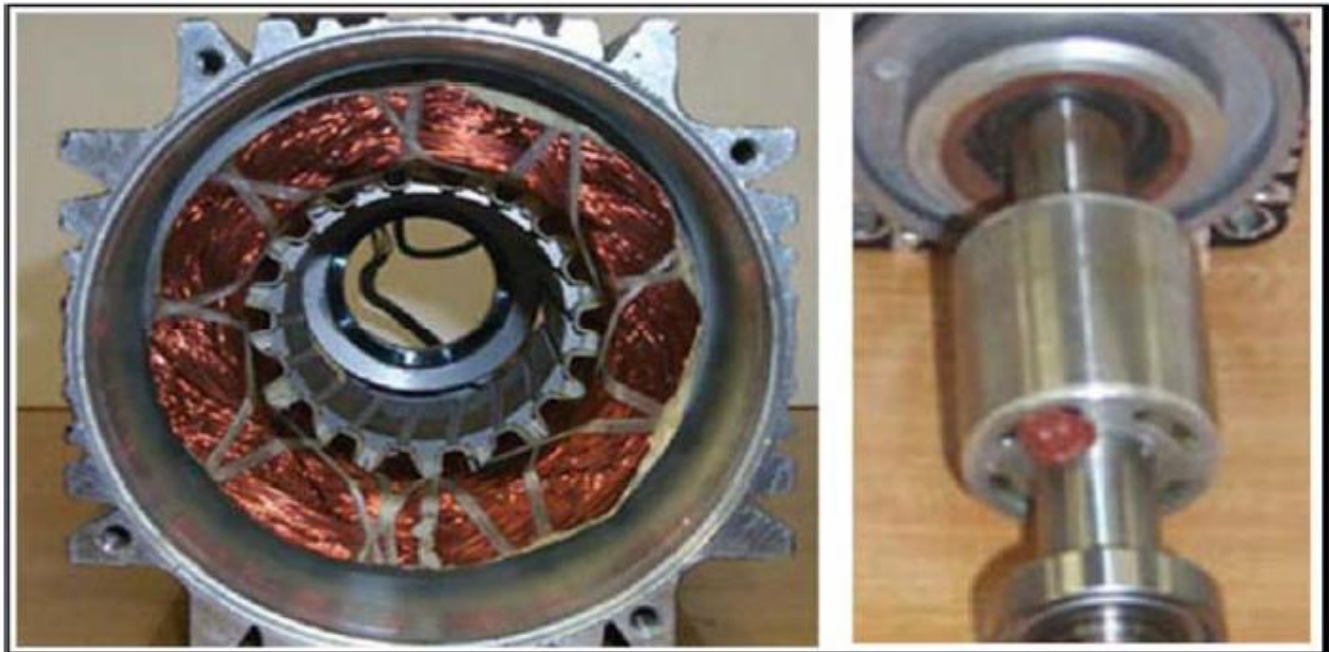


Figure I.1 : Structure générale de la machine synchrone à aimants permanents

### I.2.1 Aimants permanents

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

C'est au début des années 30 que sont apparus les premiers aimants permanents appelés Alnico (alliage à base d'Aluminium-Nickel-Cobalt). Depuis les années 50, ils ont été peu à peu remplacés par les aimants à base d'héxaferrite. [2]

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique d'un actionneur. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H. Figure. I.2

Cette courbe est caractérisée par :

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

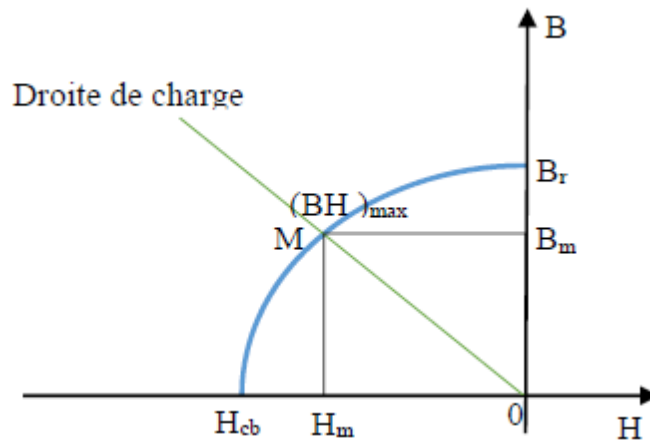


Figure. I.2 : courbe désaimantation.

La Figure. I.2 donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

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

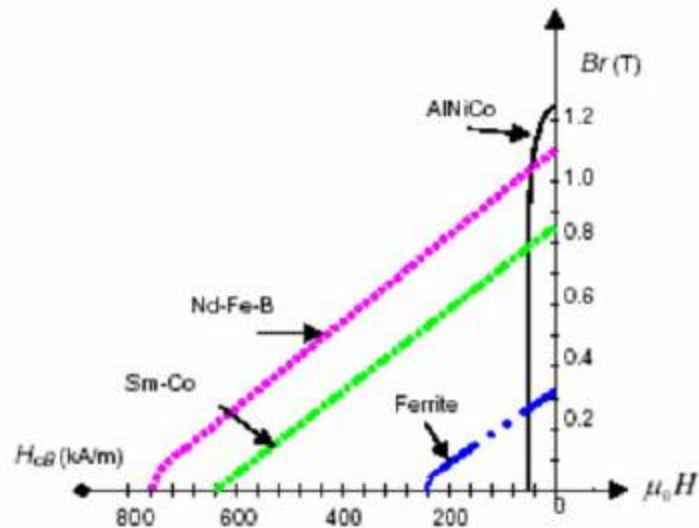


Figure.I.3 : Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants.

### I.2.2 Différents types du rotor

Selon le rotor, il existe plusieurs sortes de machines synchrones à aimants permanents, nous avons présenté dans la figure II.1 les rotors des plus communes d'entre elles.

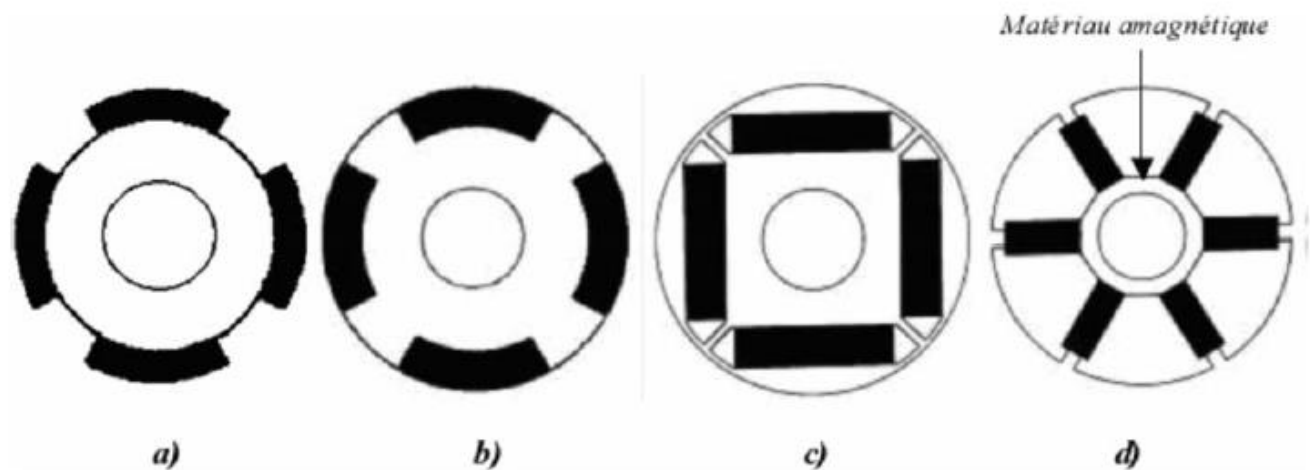


Figure I.4 : Rotors de machine synchrone à aimants permanents

- La Figure I.1.a représenté une machine à aimants en surface, le rotor ne présentant aucune saillance quand il tourne, cette machine est dite à pôles lisses, l'inductance d'axe direct est égale à l'inductance d'axe en quadrature ( $L_d = L_q$ )
- Les figures I.1.b représentent des machines à aimants enterrés. Ces machine sont caractérisées par une saillance directe, (l'inductance d'axe direct est inférieur à l'inductance d'axe en quadrature ( $L_d < L_q$ )). par conséquent l'effet de saillance provoque l'augmentation du couple maximale. [1] [3]

- La figure I.1.d montre une machine dite à concentration de flux, elle est caractérisée par une saillance inversée (l'inductance d'axe quadrature est inférieure à l'inductance d'axe en direct ( $L_d > L_q$ )).

### I.3 MODELISATION DE LA MSAP

Afin développer un modèle permettant une description dynamique de la MSAP, on adopte les hypothèses suivantes [2]:

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

#### I.3.1 Equations électriques

Les équations électriques de la MSAP dans un repère fixe liée au stator (a,b,c) se donne comme suit : [3]

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad (I.1)$$

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [I_s] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}, [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}$$

[R<sub>s</sub>] : Matrice des résistances statoriques.

[V<sub>s</sub>] : Vecteur des tensions statoriques.

[I<sub>s</sub>] : Vecteur des courants statoriques.

[φ<sub>s</sub>] : Vecteur des flux créés par les bobines statoriques

#### I.3.2 Equations magnétiques

Les flux statoriques s'écrivent sous la forme suivant :

$$[\phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [\phi_{sf}] \quad (I.2)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix}, [\phi_{sf}] = \begin{bmatrix} \phi_{af} \\ \phi_{bf} \\ \phi_{cf} \end{bmatrix}$$

[φ<sub>sf</sub>] : Le vecteur de projection du flux de l'aimant permanent sur les trois phases statoriques.

[L<sub>ss</sub>] : La matrice des inductances statoriques.

La matrice des inductances mutuelle entre les phases statoriques et les aimants [Lsf] dépend de la position angulaire électrique du rotor  $\theta$

$$[L_{sf}] = \hat{\Phi}_{fd} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

La forme matricielle des inductances statoriques en fonction de la position  $\theta$  est donnée comme suit :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} ll_s + l_0s + l_2s\cos(2\theta) & -\frac{l_0s}{2} + l_2s\cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{l_0s}{2} - l_2s\cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{l_0s}{2} + l_2s\cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & ll_s + l_0s + l_2s\cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{l_0s}{2} + l_2s\cos(2\theta) \\ -\frac{l_0s}{2} + l_2s\cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{l_0s}{2} - l_2s\cos(2\theta) & ll_s + l_0s + l_2s\cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Si on remplace l'équation (I.1) dans (I.2) on trouve

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d([L_{ss}][I_s])}{dt} + \frac{d([\phi_s f])}{dt} \tag{I.3}$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d([I_s])}{dt} + \omega r \frac{d([L_{ss}])}{d\theta} [I_s] + \omega r \frac{d([\phi_s f])}{d\theta} \tag{I.4}$$

La résolution numérique de l'équation (I.4) est assez lourde est difficile, pour la résoudre il est indispensable d'utiliser les transformations de type (Clark, Park, Concordia).

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt}$$

$$C_f = f\Omega$$

Avec :

$J$ : 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.4 Transformations triphasé-biphasée

##### I.4.1 Transformation de Concordia

La transformation est définie par la matrice suivante : [4]

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

Donc :

$$[X_{\alpha\beta}] = [C][X_{abc}]$$

##### I.4.2 Transformation de Park

La transformation de Park est définie par la matrice suivante :

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

Donc :

$$[X_{dq}] = [P(\theta)] [X_{abc}]$$

### I.4.3 Transformation de (α,β) vers (d,q) :

La relation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix}$$

La transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix}$$

### I.5 MODELISATION DE LA MSAP DANS LE REPERE DE PARK LIE AU ROTOR

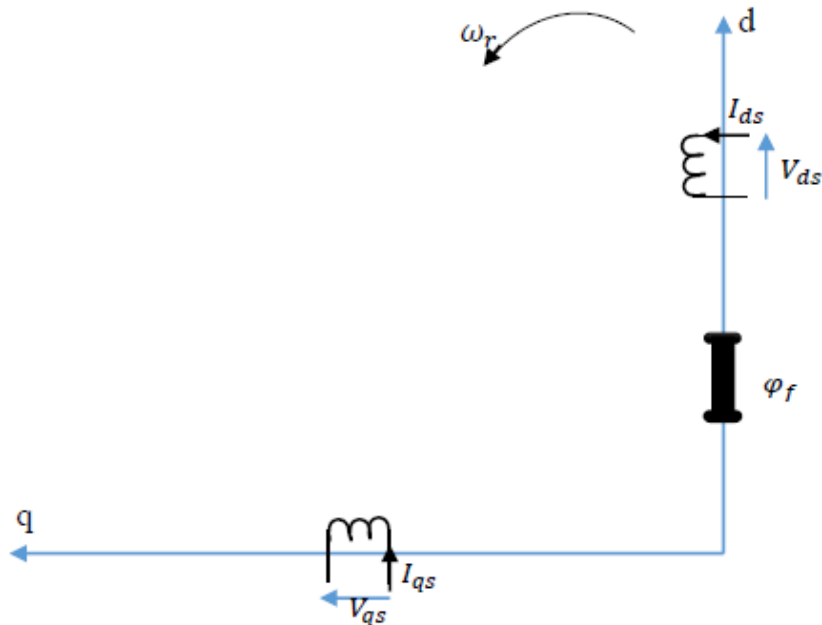


Figure I.5 : Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q).[4]

On applique la transformation de Park sur les tensions et les flux statoriques, après les Calculs on obtient :

#### I.5.1 Equations électriques

$$[V_{dq0}] = [P(\theta)] [X_{abc}]$$

$$[Vd] = [Rs][Id] + \frac{d[\phi d]}{dt} - \omega r \phi_q \tag{I.5}$$

$$[Vq]=[Rs][Iq]+\frac{d[\phi q]}{dt}+\omega r\phi_d \quad (I.6)$$

### I.5.2 Equations magnétiques

$$\phi_d=L_d I_d+\phi_f \quad (I.7)$$

$$\phi_q=L_q I_q \quad (I.8)$$

$\phi_f$ : Flux engendré par les aimants permanents.

On remplace les équations des flux (I.7) et (I.8) dans les équations des tensions (I.5) et (I.6) respectivement, on obtient :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega r L_d I_d + \omega r \phi_f \end{cases} \quad (I.9)$$

Donc le model de la MSAP peut s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \omega r \frac{L_q}{L_d} I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{dI_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} I_q - \omega r \frac{L_d}{L_q} I_d - \omega r \frac{1}{L_q} \phi_f + \frac{V_q}{L_q} \end{cases} \quad (I.10)$$

### I.5.3 Expression du couple électromagnétique

Selon Park l'expression de la puissance transmise est donné par :

$$P(t)=\frac{3}{2}(V_d I_d+V_q I_q) \quad (I.11)$$

On remplace les l'expression des tensions on trouve : [5]

$$P(t)=\frac{3}{2}[R_s ( I_d^2+ I_q^2) + ( I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt})+\frac{d\theta}{dt}(\phi_d I_q - \phi_q I_d)] \quad (I.12)$$

$\frac{3}{2}R_s ( I_d^2+ I_q^2 )$  : Représente la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator.

$\frac{3}{2}( I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt} )$  : Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.

$\frac{3}{2} \frac{d\theta}{dt}(\phi_d I_q - \phi_q I_d )$  : Représente la puissance électromagnétique.

On a :

$$P \Omega=\omega ,P_e= C_e \Omega$$

Donc :

$$C_e=\frac{3}{2} P(\phi_d I_q - \phi_q I_d) \quad (I.13)$$

On remplace les équations des flux on aura :

$$C_e=\frac{3}{2} P [(L_d-L_q) I_d I_q+\phi_f I_q] \quad (I.14)$$

Pour une machine à aimants permanents à pôles lisses  $L_d = L_q$

Donc l'expression du couple peut s'écrit :

$$C_e = \frac{3}{2} P \phi_f I_q \quad (I.15)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f \quad (I.16)$$

### I.6 MODELISATION DE LA MSAP DANS UN REFERENTIEL LIE AU STATOR ( $\alpha$ , $\beta$ )

Pour une modélisation dans le repère fixe, toutes les équations s'écrivent en fonction des nouvelles variables électriques ( $I_\alpha$  ,  $I_\beta$ ) et des nouvelles entrées ( $V_\alpha$  ,  $V_\beta$ ). Ce qui pour une MSAP à pole saillants on fait les calculs suivants :

A partir du modèle de Park ( $d, q$ ), on peut le déterminer le modèle de Clark ( $\alpha$  ,  $\beta$ ) de la MSAP par la transformation suivante : [3]

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix}$$

Donc :

$$\begin{cases} V_\alpha = V_d \cos\theta - V_q \sin\theta \\ V_\beta = V_d \sin\theta + V_q \cos\theta \end{cases} \quad (I.17)$$

On remplace les termes  $V_d$  et  $V_q$  on trouve :

$$\begin{cases} V_\alpha = \cos\theta \left( R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \right) - \sin\theta \left( R_s I_d + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r L_d I_d + \omega_r \phi_f \right) \\ V_\beta = \sin\theta \left( R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \right) + \cos\theta \left( R_s I_d + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r L_d I_d + \omega_r \phi_f \right) \end{cases} \quad (I.18)$$

Les courants  $I_d$  et  $I_q$  se donnent par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} I_d = I_\alpha \cos\theta + I_\beta \sin\theta \\ I_q = -I_\alpha \sin\theta + I_\beta \cos\theta \end{cases} \quad (I.19)$$

On remplace les courants  $I_d$  et  $I_q$  dans le système d'équation (I.18) on obtient :

$$\begin{cases} V_\alpha = (R_s - 2\omega_r \sin\theta \cos\theta (L_d - L_q)) I_\alpha + (L_d - L_q) \omega_r (\sin^2\theta + \cos^2\theta) I_\beta \\ + (L_q \sin^2\theta + L_d \cos^2\theta) \frac{dI_\alpha}{dt} + (L_d \sin\theta \cos\theta - L_q \sin\theta \cos\theta) \frac{dI_\beta}{dt} - \omega_r \phi_f \sin\theta \\ V_\beta = (R_s - 2\omega_r \sin\theta \cos\theta (L_d - L_q)) I_\beta + (L_d - L_q) \omega_r (\sin^2\theta + \cos^2\theta) I_\alpha \\ + (L_q \sin^2\theta + L_d \cos^2\theta) \frac{dI_\beta}{dt} + (L_d \sin\theta \cos\theta - L_q \sin\theta \cos\theta) \frac{dI_\alpha}{dt} + \omega_r \phi_f \cos\theta \end{cases} \quad (I.20)$$

On peut simplifier le système d'équation (I.20) comme suit :

$$\begin{cases} V_\alpha = (R_s - \omega_r \sin(2\theta) (L_d - L_q)) I_\alpha + (L_d - L_q) \omega_r \cos(2\theta) I_\beta \\ + \frac{1}{2} ((L_d + L_q) + (L_d - L_q) \cos(2\theta)) \frac{dI_\alpha}{dt} + \frac{1}{2} (L_d - L_q) \sin(2\theta) \frac{dI_\beta}{dt} - \omega_r \phi_f \sin\theta \\ V_\beta = (R_s + \omega_r \sin(2\theta) (L_d - L_q)) I_\beta + (L_d - L_q) \omega_r \cos(2\theta) I_\alpha \\ + \frac{1}{2} ((L_d + L_q) - (L_d - L_q) \cos(2\theta)) \frac{dI_\beta}{dt} + \frac{1}{2} (L_d - L_q) \sin(2\theta) \frac{dI_\alpha}{dt} + \omega_r \phi_f \cos\theta \end{cases} \quad (I.21)$$

Le modèle d'états pour une MSAP à pole saillant se déduit comme suit :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} ((Ld + Lq) + (Ld - Lq) \cos(2\theta)) & (Ld - Lq) \sin(2\theta) \\ (Ld - Lq) \sin(2\theta) & ((Ld + Lq) - (Ld - Lq) \cos(2\theta)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{dI_\alpha}{dt} \\ \frac{dI_\beta}{dt} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} (Rs - \omega r \sin(2\theta) (Ld - Lq)) & (Ld - Lq) \omega r \cos(2\theta) \\ (Ld - Lq) \omega r \cos(2\theta) & (Rs + \omega r \sin(2\theta) (Ld - Lq)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} -\omega r \phi f \sin\theta \\ \omega r \phi f \cos\theta \end{bmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{I.22}$$

En reportant l'équation (I.19) dans l'expression du couple électromagnétique (I.14), la nouvelle expression du couple de la MSAP dans un référentiel lié au stator sera développée comme suit :

$$C_e = \frac{3}{2} P [(Ld-Lq)(I_\alpha \cos\theta + I_\beta \sin\theta)(-I_\alpha \sin\theta + I_\beta \cos\theta) + \phi f (-I_\alpha \sin\theta + I_\beta \cos\theta)]
 \tag{I.23}$$

$$C_e = \frac{3}{2} P \left[ \frac{1}{2} (Ld-Lq)(\sin(2\theta)(I_\beta^2 - I_\alpha^2) + 2 I_\alpha I_\beta \cos(2\theta)) + \phi f (-I_\alpha \sin\theta + I_\beta \cos\theta) \right]
 \tag{I.24}$$

Pour une MSAP à pole lisse (Ld=Lq) , le modèle d'état dans ce cas se donne :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{dI_\alpha}{dt} \\ \frac{dI_\beta}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega r \phi f \sin\theta \\ \omega r \phi f \cos\theta \end{bmatrix}
 \tag{I.25}$$

Et le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_e = \frac{3}{2} P (\phi f (-I_\alpha \sin\theta + I_\beta \cos\theta))
 \tag{I.26}$$

## I.7 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

L'onduleur de tension de deux niveaux est un convertisseur statique constitué des éléments de l'électronique de puissance généralement à transistors ou des thyristors GTO. Les signaux de commandes appliquées sur les interrupteurs sont d'objectif de construire un vecteur de tension à appliquer aux enroulements statoriques de la machine. La figure ci-dessous nous permet de voir plus la construction de l'onduleur de tension. [2] [1]

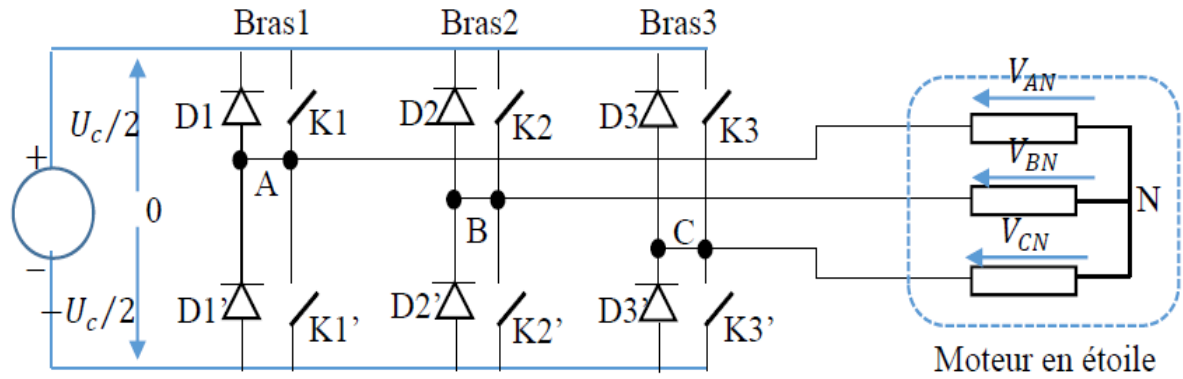


Figure I.6: schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la machine

A chaque bras de l'onduleur, nous lui associons une fonction logique de connexion  $C_{KI}$ , cette fonction décrit l'état de chaque interrupteur, sa valeur vaut 1 si l'interrupteur est fermé et 0 si l'interrupteur est ouvert.

$$C_{KI} = \begin{cases} 1, & \text{si } KI \text{ est fermé et } KI' \text{ est ouvert} \\ 0, & \text{si } KI \text{ est ouvert et } KI' \text{ est fermé} \end{cases} \quad (I.27)$$

Les tensions des nœuds A, B, C par rapport au point neutre N sont données par :

$$\begin{aligned} V_{an} &= C_1 V_{df} \\ V_{bn} &= C_2 V_{df} \\ V_{cn} &= C_3 V_{df} \end{aligned} \quad (I.28)$$

Les tensions composées de l'onduleur :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= V_{an} - V_{bn} = V_{df}(C_1 - C_2) \\ U_{bc} &= V_{bn} - V_{cn} = V_{df}(C_2 - C_3) \\ U_{ca} &= V_{cn} - V_{an} = V_{df}(C_3 - C_1) \end{aligned} \quad (I.29)$$

On peut déduire les tensions simples à partir des tensions composées comme suit :

$$\begin{aligned} V_{an} = V_a &= \frac{U_{ab} - U_{ca}}{3} \\ V_{bn} = V_b &= \frac{U_{bc} - U_{ab}}{3} \\ V_{cn} = V_c &= \frac{U_{ca} - U_{bc}}{3} \end{aligned} \quad (I.30)$$

Donc l'expression des tensions simple de l'onduleur sous forme matricielle se déduit à partir des équations :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

Donc :

$$V_{abc} = U_c [Tc] [S]$$

Avec :

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

[Tc] : Matrice de transfert continu alternatif.

**I.8 MODELE DE LA MSAP EN VUE DE LA COMMANDE**

On applique la transformation de Laplace sur le système d'équation (I.9) on obtient :

$$\begin{cases} Vd + \omega r Iq Lq = Rs Id + Ld s Id \\ Vq - \omega r Id Ld - \omega r \phi f = Rslq + Lqs Iq \end{cases} \quad (I.32)$$

Donc :

$$\begin{cases} \frac{Id}{Vd + \omega r Iq Lq} = \frac{1}{Rs + Ld s} \\ \frac{Iq}{Vq - \omega r Id Ld - \omega r \phi f} = \frac{1}{Rs + Lq s} \end{cases} \quad (I.33)$$

A partir du système d'équation (I.33) on peut établir le schéma block suivant [2]:

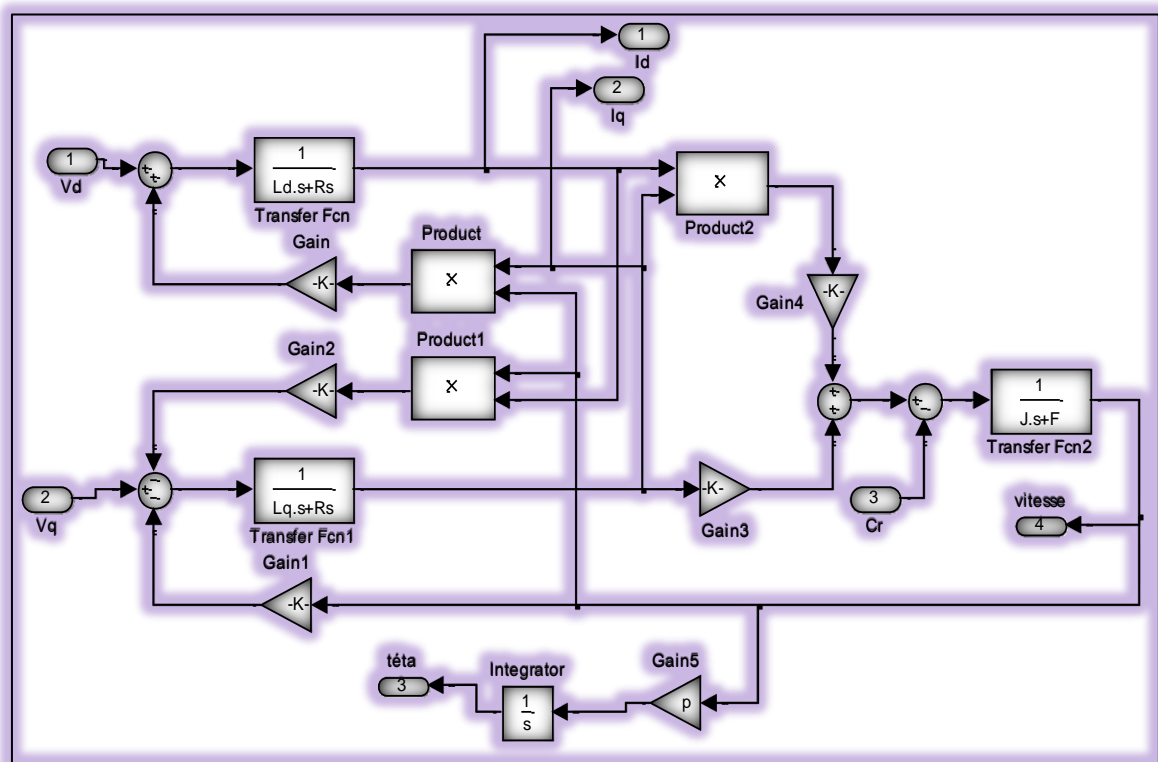


Figure I.7 : Modèle de la MSAP

## I.9 RESULTATS DE SIMULATION

La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/ SIMULINK traitant le comportement d'une machine synchrone à aimants permanents triphasée de 1.5 kW dont les paramètres utilisés sont donnés en annexe.

Remarque

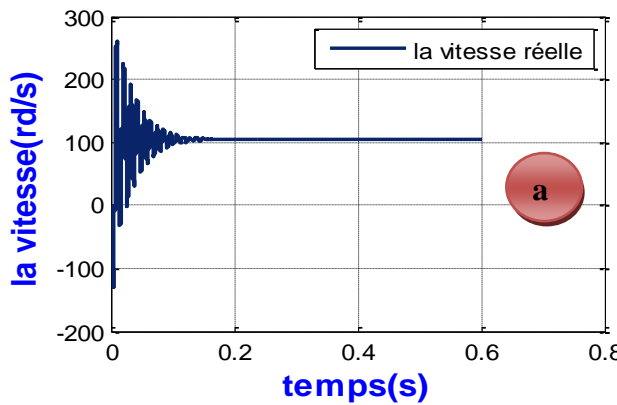
En pratique, le moteur synchrone à aimants permanents es toujours associé lors de son fonctionnement, à un convertisseur statique. Dans ce cas les excès d'oscillation dans les caractéristiques de couple et de courants ne sont pas observés.

Les résultats présentés ci-dessous ne sont que des tests théoriques pour valider le modèle de la machine.

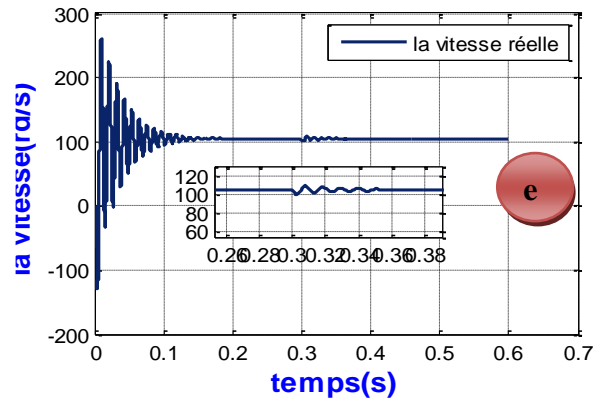
### I.9.1 Alimentation par un réseau équilibré

Les résultats de simulation présentés dans la figureI.8 pour une machine en démarrage directe, alimentée par un réseau (220/380V et 50Hz). Un démarrage à vide est effectué 'à l'instant  $t= 0.6s$ , puis l'application de couple de charge de  $Cr = 5 \text{ N.m}$  à l'instant  $t= 0.3s$ .

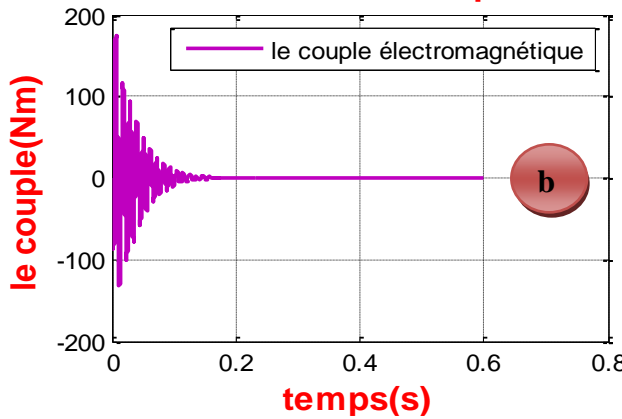
Fonctionnement à vide  
la courbe du vitesse



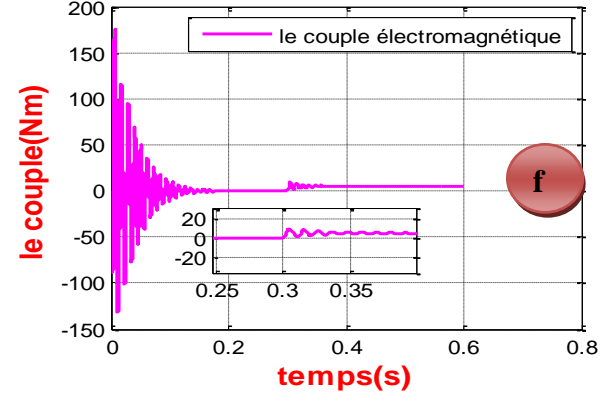
Fonctionnement en charge  
la courbe du vitesse



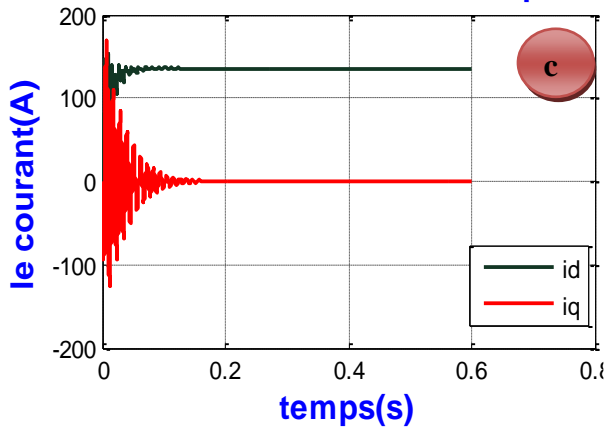
la courbe du couple



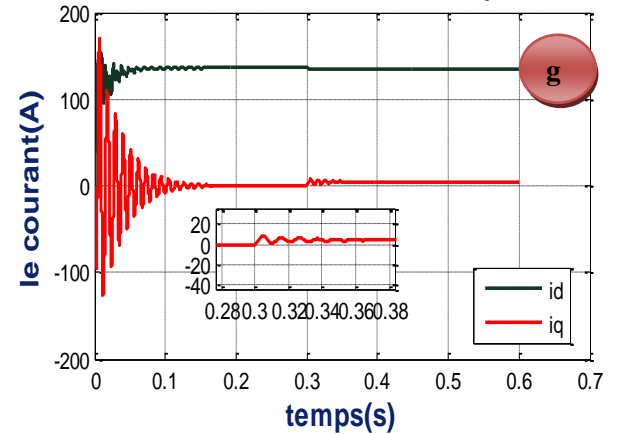
la courbe du couple



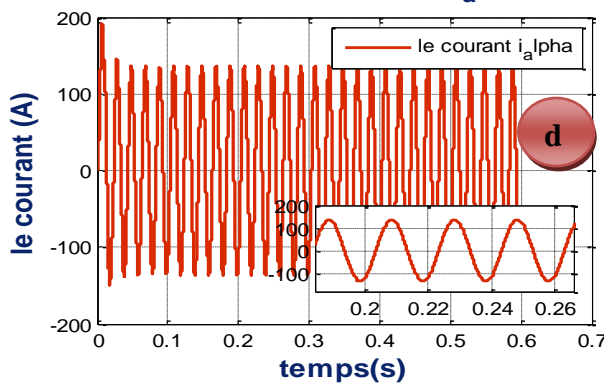
la courbe du courant idq



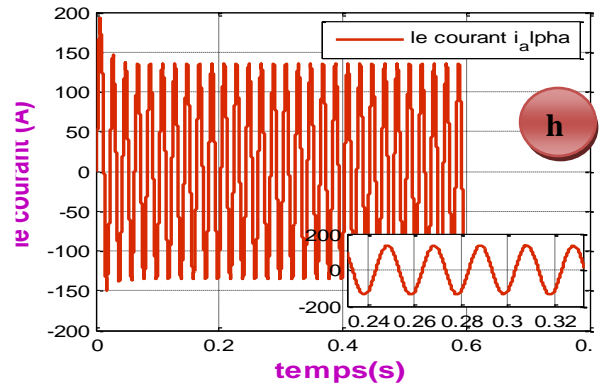
la courbe du courant idq



la courbe du courant i<sub>a</sub> lpha



la courbe du courant i<sub>a</sub> lpha



### I.9.2 interprétation des résultats

D'après la figure I.8 a, on constate que la vitesse prend des pics très importants puis elle se stabilise à sa valeur nominale de (105 rad/s) par contre la figure I.8 b on constate que la vitesse prend des pics très importants puis elle se stabilise à sa valeur nominale de (105 rad/s) après prend un petit pic puis elle stabilise a la valeur de (105 rad/s). L'application du couple de charge fait perturber la vitesse de rotation sans toucher à sa valeur finale ce qui montre le grand avantage de robustesse de la MSAP vis -à -vis l'application du couple.

Pour la figure I.8.b, le couple électromagnétique présente des battements importants, avec un temps de réponse très court puis il se stabilise à une valeur pratiquement nulle à l'opposition dans la figure I.8.f. Le couple électromagnétique présente des battements importants, avec un temps de réponse très court puis il se stabilise à une valeur pratiquement nulle puis A l'instant

$t = 0.3s$  le couple électromagnétique augmente pour compenser la charge

Concernant les courant (figure c et g) direct et en quadrature, ils sont caractérisés par des pics assez importants, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs permanentes. Ces pics s'expliquent par une faible f.c.e.m liée à la valeur de la vitesse au démarrage. Pour l'instant qui dépend à l'application de la charge, les deux courants présentent des régimes transitoires où le courant diminue et se stabilise par contre le courant  $q_i$  augmente.

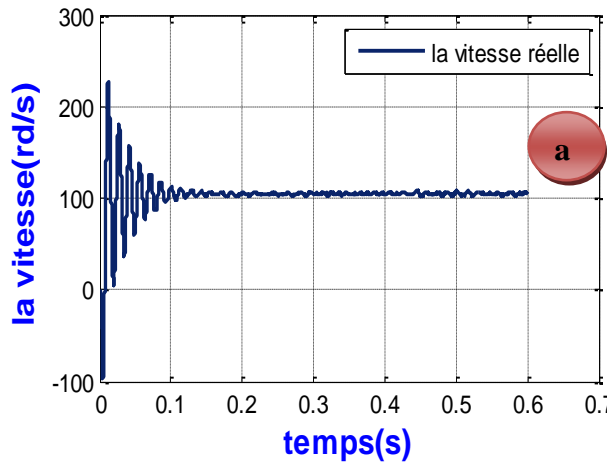
### I.9.3 Alimentation par un onduleur de tension

Les résultats de simulation présentés par la figure I.9 sont issus d'un essai de démarrage de la MSAP alimentée par un onduleur de tension triphasé commandé par la technique MLI dont la fréquence de la porteuse est fixée à 2KHz.

Un démarrage est effectué sur un temps de simulation de 0.1 seconde suivi d'une application d'un couple de charge  $C_r = 5N$  est appliqué à  $t = 0.3s$ .

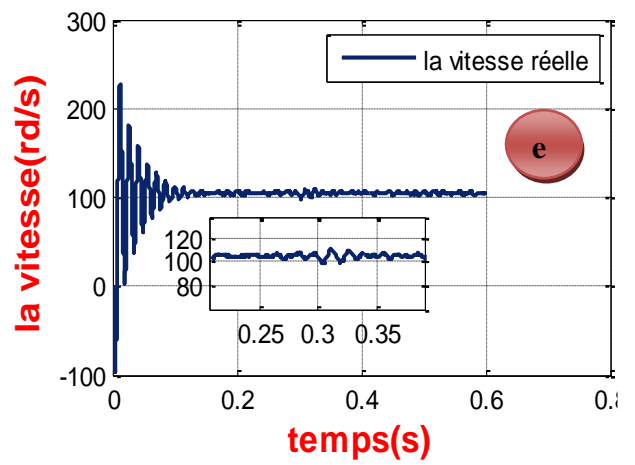
Fonctionnement à vide

la courbe du vitesse

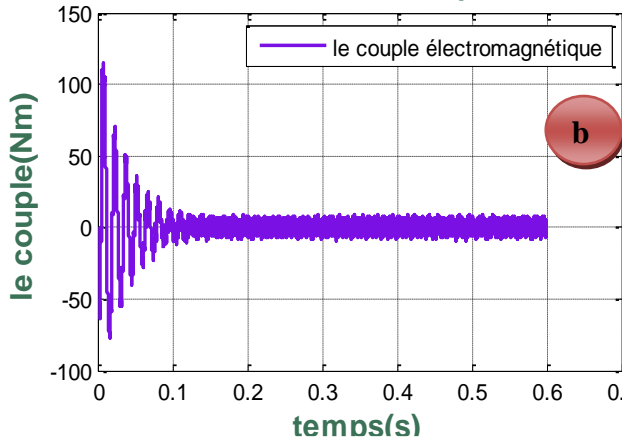


Fonctionnement en charge

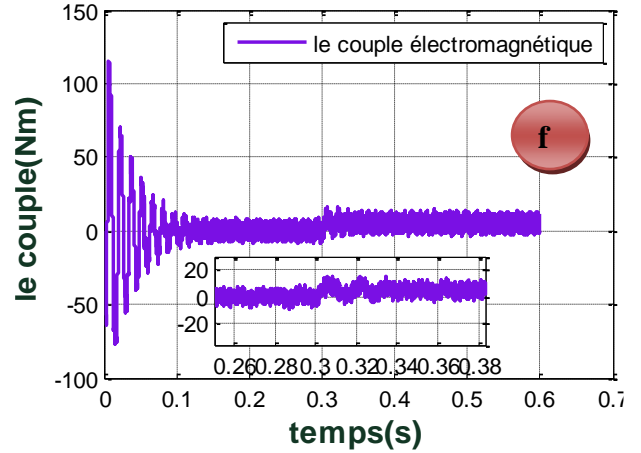
la courbe du vitesse



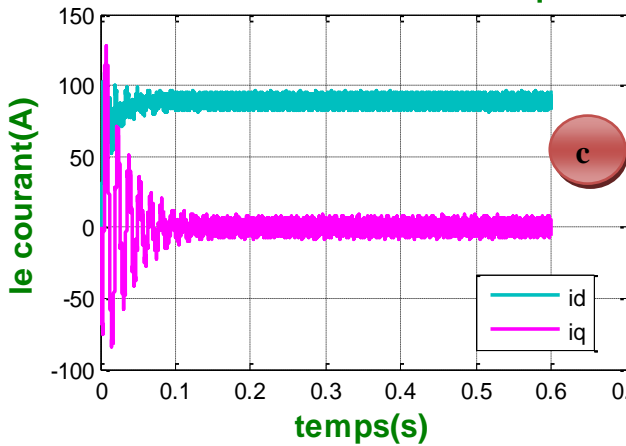
la courbe du couple



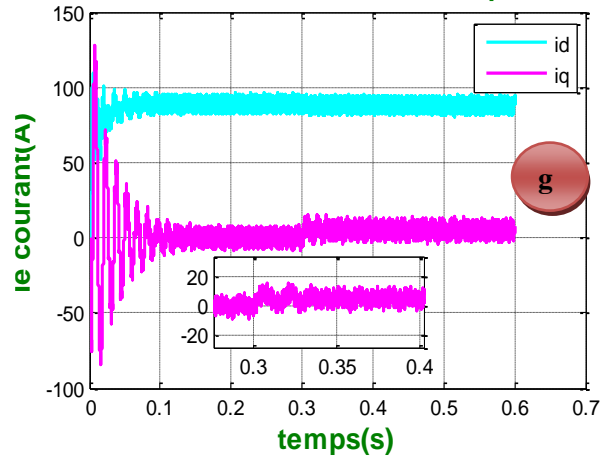
la courbe du couple



la courbe du courant idq



la courbe du courant idq



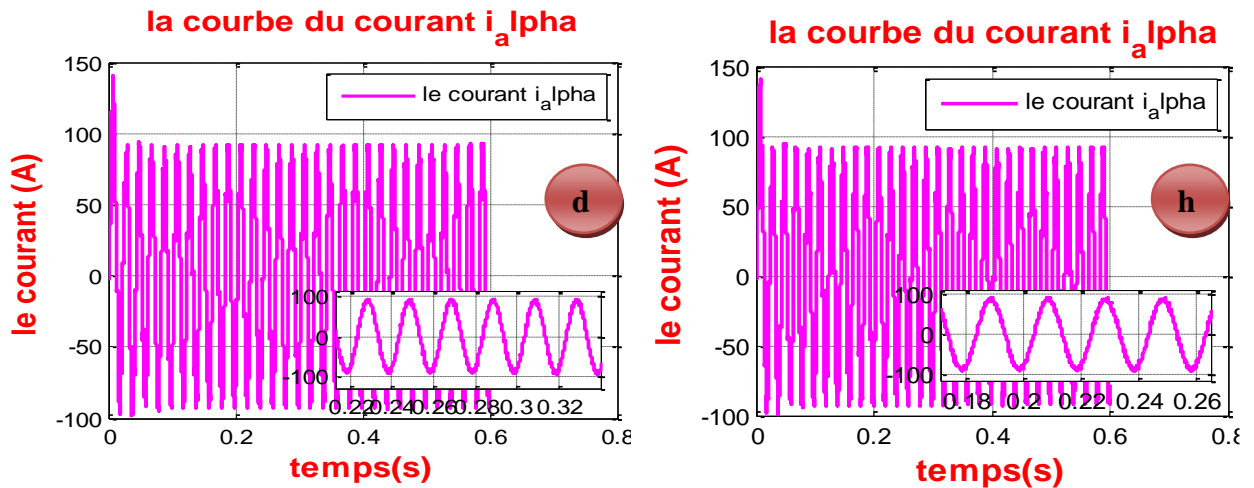


Figure I.9 : Résultat de simulation de la MSAP alimenté par un onduleur triphasé et MLI sinus-triangle

#### I.9.4. Interprétation des résultats

D'après la figure I.9, par comparaison on constate que :

- Les allures des grandeurs de la MSAP montrent un bruit dû aux harmoniques provoqués par l'onduleur.
- Les pics des grandeurs dans ce cas sont réduits comparativement à ceux des grandeurs dans le cas d'alimentation par le réseau

#### I.10 CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons commencé par présenter une étude théorique de la MSAP tout en développant sa structure, son principe de fonctionnement ainsi que son modèle mathématique associée à son convertisseur. Le modèle est obtenu suite à une transformation triphasée –biphasée dans deux repères l'un fixe et l'autre tournant à la vitesse du rotor. Une validation par simulation du modèle tournant a été faite dans les deux cas avec et sans onduleur. Comme la machine synchrone à aimants permanents, en pratique doit être toujours associée lors de son fonctionnement, à un convertisseur statique, une commande de ce dernier est indispensable.

Il existe plusieurs commandes dans les littératures, dans ce travail nous avons choisi la commande DTC, cette dernière sera présentée dans le chapitre suivant.

**CHAPITRE 02 : LA  
COMMANDE DTC DE LA  
MSAP**

## II.1 INTRODUCTION

La commande DTC est une méthode produite par Depenbrock en 1987, elle basé sur l'orientation du flux statorique, a été développée par des chercheurs allemands et japonais en 1971 pour l'employer dans le contrôle du couple des servomoteurs de puissance élevée. Ce type de commande a été présenté comme une alternatif à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible à la variation des paramètres de la machine [6].

Dans ce chapitre, on donnera le principe du contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine. Pour cette stratégie de commande, nous expliquons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique se basant sur le modèle discret de l'onduleur de tension à deux niveaux et en utilisant les vecteurs de tension désirées [1].

## II.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE DTC

Le principe de la commande DTC est de choisir des vecteurs tensions pour attaquer l'onduleur, ces derniers sont déterminer selon les erreurs obtenues de la différence entre la référence et la valeur réel du couple et du flux. Les erreurs sont comparées dans des régulateurs d'hystérésis. Finalement, les vecteurs de tensions se sélectionnent par une table pré calculée,[4].

La commande DTC de la MSAP est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur. La commande par DTC de la MSAP, peut être schématisée par la figure II.1.

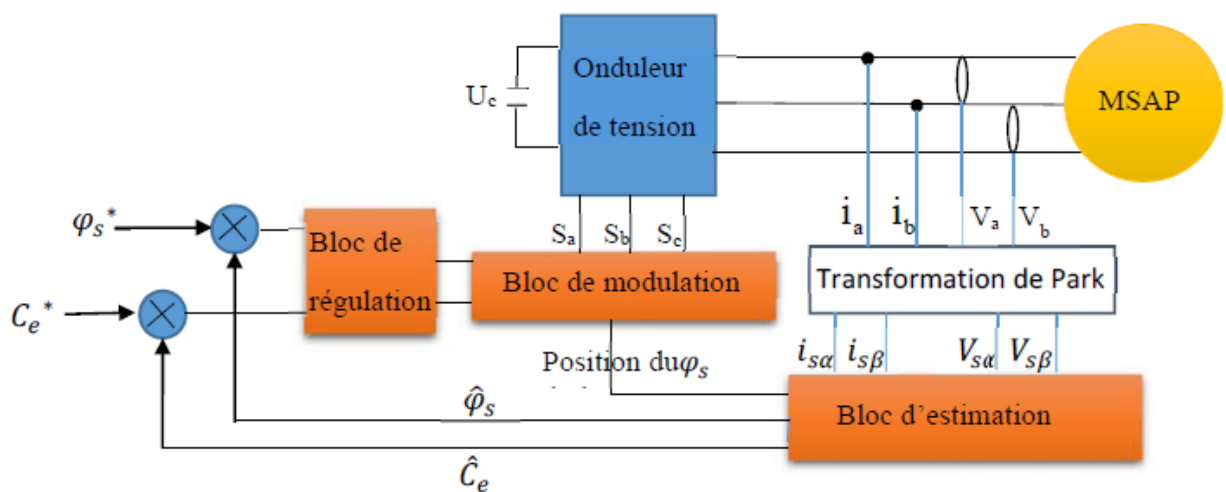


Figure II.1 : Schéma synoptique de la commande DTC

**II.2.1 Les avantages de la commande DTC**

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

**II.2.2 Les inconvénients**

- l'existence des problèmes à basse vitesse.
- la nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- l'existence des oscillations du couple.
- la fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques, et les oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques, [2]

**II.3 SELECTION DES VECTEURS DES TENSIONS**

Plusieurs tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentés sous diverses formes .A partir de la structure de l'onduleur et son principe, nous constatons qu'il existe huit combinaisons possibles de (C1, C2, C3). A partir de ces combinaisons nous déterminons six séquences de tension active (V1...V6) délivrées par l'onduleur pour alimenter le stator de la machine, et deux séquences de tension nulle (V0 et V7) [1].

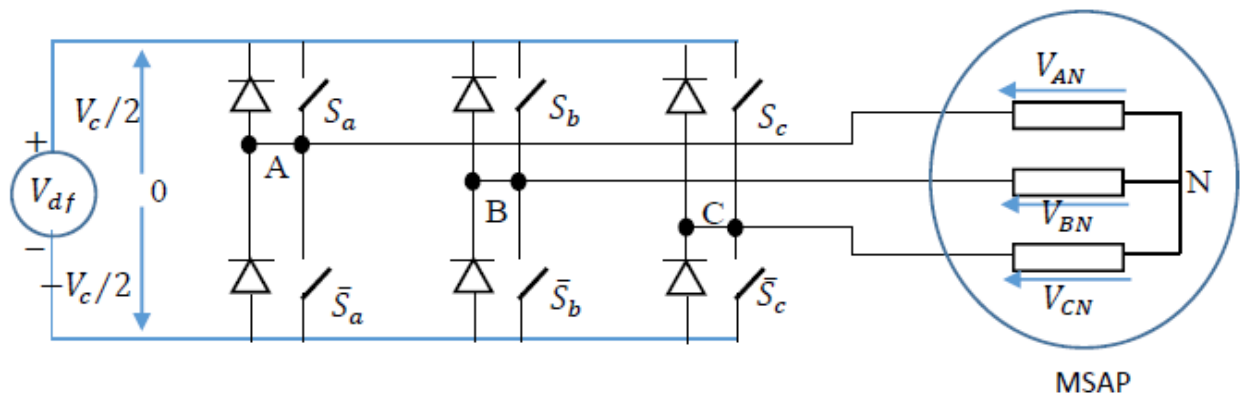


Figure II.2 : Onduleur de tension alimentant les enroulements du stator de L' MSAP.

Remarque : les tensions  $V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}$  sont les tensions composés de la MSAP et  $V_{sa}V_{sb}V_{sc}$

sont les tensions simples de la MSAP respectivement.

La table de vérité d'un onduleur de tension à deux niveaux est donnée comme suit :

Vecteur	$CK1$	$CK2$	$CK3$	$V_{sa}$	$V_{sb}$	$V_{sc}$	$V_s$
V0	0	0	0	0	0	0	0
V1	1	0	0	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_c$
V2	1	1	0	$U_c/3$	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_c e^{j\frac{\pi}{3}}$
V3	0	1	0	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_c e^{j\frac{2\pi}{3}}$
V4	0	1	1	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_c e^{j\pi}$
V5	0	0	1	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_c e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V6	1	0	1	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_c e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V7	1	1	1	0	0	0	0

Tableau II.1 : Table de vérité d'un onduleur triphasé à deux niveaux [1]

La Figure II.3 : illustre la correspondance entre chaque séquence de niveaux de phase et le vecteur tension. On peut constater l'existence de deux séquences de niveaux de phase différentes ((0,0,0) et (1,1,1)) donnant origine au même vecteur tension nul.

L'ensemble des vecteurs de tensions délivrées par un onduleur à 2-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentées par la figure. II.4.

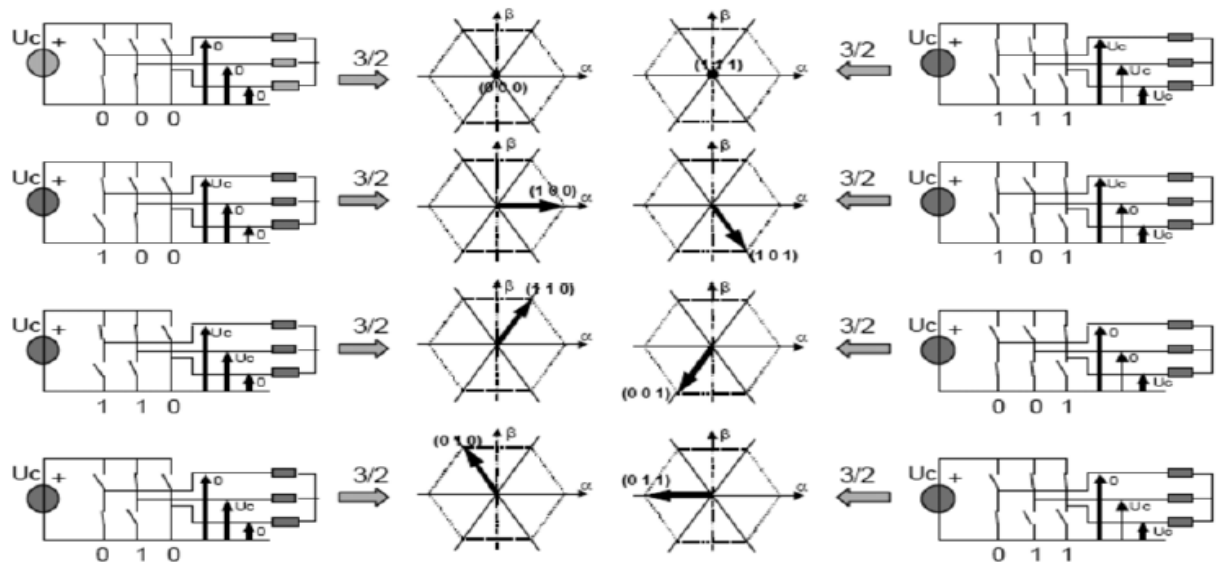


Figure II.3 : Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension

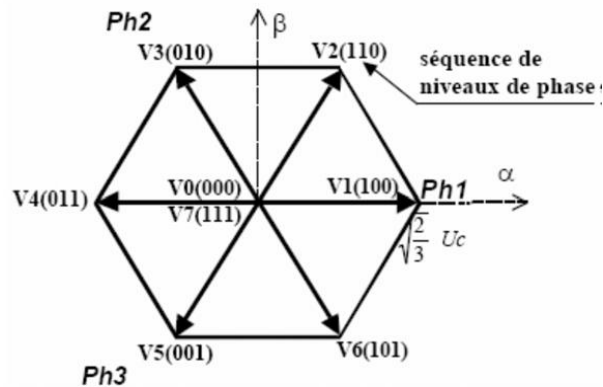


Figure II.4 : vecteur tension et séquences des niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux dans leplan ( $\alpha$ ,  $\beta$ ).

Le vecteur de tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante :

$$\overline{V_s} = V_s \alpha + j V_s \beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (II.1)$$

$[V_a, V_b, V_c]^t$  est le vecteur de tension simple à la sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs. Donc on peut écrire :

$$\overline{V_s} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[ C_{k1} + C_{k2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + C_{k3} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (II.2)$$

$U_c$  : la tension du bus continu.

## II.4 STRATEGIE DE COMMANDE DIRECTE DU COUPLE ET DE FLUX

### II.4.1 Contrôle du flux statorique

Dans un référentiel lié au stator ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) en peut écrire :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (II.3)$$

Le flux statorique est donc :

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt + \phi_{s0} \quad (II.4)$$

Dans le cas ou on applique un vecteur de tension non nul dans un intervalle de temps  $[0, T_s]$ , le terme  $R_s I_s$  peut être négligeable ( $V_s \gg R_s I_s$ ) on aura :

$$\phi_s(t) = V_s T_s + \phi_{s0} \tag{II.5}$$

$$\Delta\phi_s = \phi_s - \phi_{s0} = V_s T_s \tag{II.6}$$

L'équation (II.4) implique que l'extrémité du vecteur du flux statorique  $\phi_s(t)$  se déplace sur une droite, sa direction est orientée par le vecteur de tension  $V_s$  comme il est illustré dans la figure II.5.

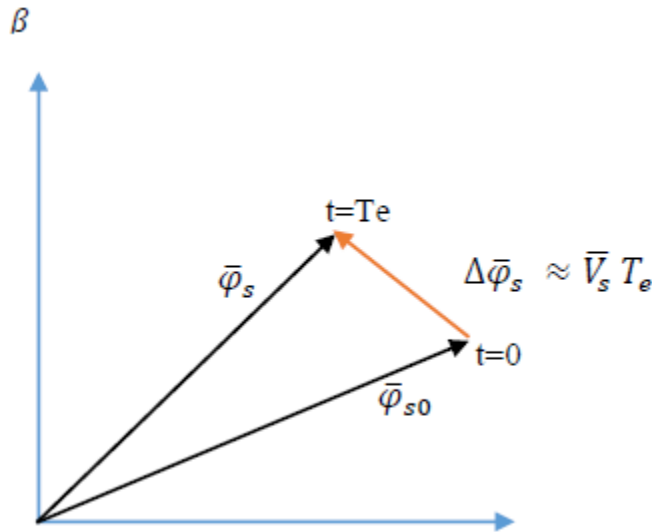


Figure II.5 : Evolution de l'extrémité de  $\bar{\phi}_s$  pour  $R_s I_s$  négligeable

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

Remarque

Dans le cas de la MSAP, le flux statorique continue à changer même lorsque le vecteur de tension nul est appliqué parce que les aimants permanents tournent avec le rotor. Par conséquent l'application des vecteurs de tension nuls est à proscrire pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes, le flux statorique doit être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique, [2].

**II.4.2 Contrôle du couple électromagnétique**

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique de la façon suivante, [2]:

$$C_e = k (\bar{\phi}_s * \bar{\phi}_r') \sin \delta = k \|\bar{\phi}_s\| \|\bar{\phi}_r'\| \sin \delta \tag{II.7}$$

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

Avec :

$\overline{\Phi}_s$ : est le vecteur de flux statorique ;

$\overline{\Phi}_r'$  : est le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;

$\delta$  : est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique. Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs et leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\overline{\Phi}_s$  (à partir de  $\overline{V}_s$ ) en module et en position on peut donc contrôler son amplitude, et le couple électromagnétique.

**II.5 CHOIX DU VECTEUR TENSION**

En sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, la vectrice tension appliquée doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. [2] [6]

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée  $i$ , les deux vecteurs  $\overline{V}_i$  et  $\overline{V}_{i+3}$  ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle de la vectrice tension sélectionnée est décrit dans la figure II.6 :

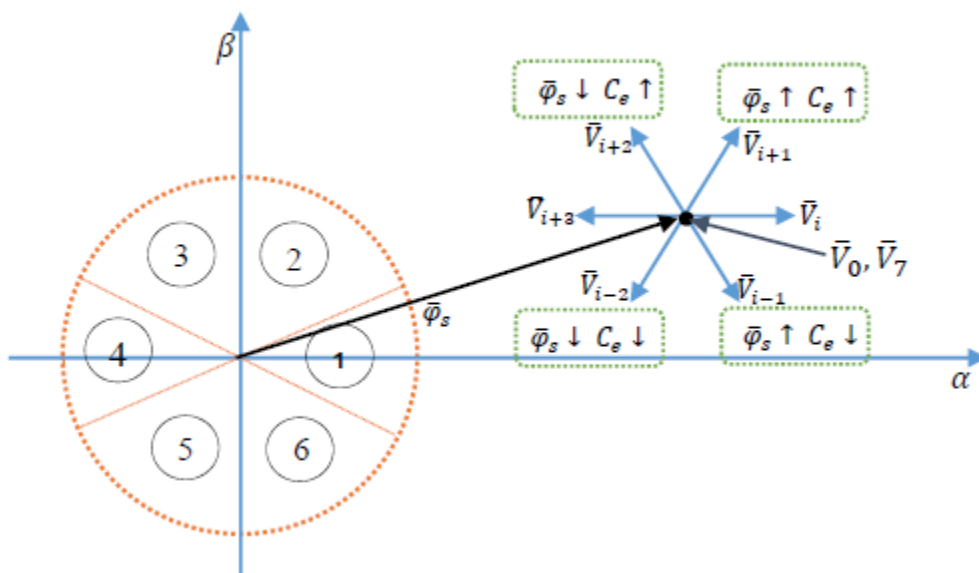


Figure II.6: choix du vecteur de tension

Le choix du vecteur  $\overline{V_s}$  dépend :

- de la position de  $\overline{\Phi_s}$  dans le référentiel fixe (  $\alpha$  ,  $\beta$  ).
- de la variation souhaitée pour le module de  $\overline{\Phi_s}$  .
- de la variation souhaitée pour le couple.
- de sens de rotation de  $\overline{\Phi_s}$  .

Lorsque le flux se trouve dans une zone i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vectrices tensions suivantes :

- si  $\overline{V}_{I+1}$  est sélectionné alors  $\overline{\Phi_s}$  croit et Ce croit.
- si  $\overline{V}_{I+2}$  est sélectionné alors  $\overline{\Phi_s}$  croit et Ce décroît.
- si  $\overline{V}_{I-1}$  est sélectionné alors  $\overline{\Phi_s}$  décroît et Ce croit.
- si  $\overline{V}_{I-2}$  sélectionné alors  $\overline{\Phi_s}$  décroît et Ce décroît.
- si  $\overline{V}_0$  et  $\overline{V}_7$  sont sélectionnés alors la rotation du flux  $\overline{\Phi_s}$  est arrêtée; d'où une décroissance du couple alors que le module du flux  $\overline{\Phi_s}$  reste inchangé.

## II.6 LES ESTIMATEURS

### II.6.1 Estimation du flux statorique

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

$$\overline{V_s} = R_s \overline{I_s} + \frac{d\overline{\Phi_s}}{dt}$$

L'expression du flux statorique s'écrit :

$$\overline{\Phi_s} = \int (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \tag{II.8}$$

On obtient les tension  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ , composantes de  $\overline{V_s}$  à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur  $U_c$ , des états de commande (  $C_{k1}$  ,  $C_{k2}$  ,  $C_{k3}$  ) et en utilisant la transformation de CONCORDIA. [2] [6]

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c ( C_1 - \frac{1}{2} (C_2 + C_3) ) \tag{II. 9}$$

$$V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c ( C_2 - C_3 ) \tag{II. 10}$$

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

$$\widehat{\Phi}_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \tag{II. 11}$$

$$\widehat{\Phi}_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \tag{II. 12}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \tag{II. 13}$$

La zone ou bien le secteur dans lequel se situe le vecteur  $\overline{\phi_s}$  est déterminé à partir des composantes  $\widehat{\phi}_{s\alpha}$  et  $\widehat{\phi}_{s\beta}$ . L'angle  $\theta_s$  entre le référentiel statorique et le vecteur est égal à :

$$\theta_s = \text{Arctg} \frac{\widehat{\phi}_{s\alpha}}{\widehat{\phi}_{s\beta}} \tag{II. 14}$$

### II.6.2 Estimation du couple électromagnétique

On peut estimer le couple  $C_e$  une fois les composantes de flux sont obtenues, sa formule est donné :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p [\widehat{\phi}_{s\alpha} I_{s\beta} + \widehat{\phi}_{s\beta} I_{s\alpha}] \tag{II. 15}$$

## II.7 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE POUR LA DTC

### II.7.1 Le correcteur du flux

Ce type de correcteur est de but de maintenir l'extrémité du vecteur dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.7). la sortie du correcteur est représenté par une variable booléenne (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmenté (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir :

$$|\phi_s^* - \widehat{\phi}_s| \leq \Delta\phi_s$$

Avec :

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

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

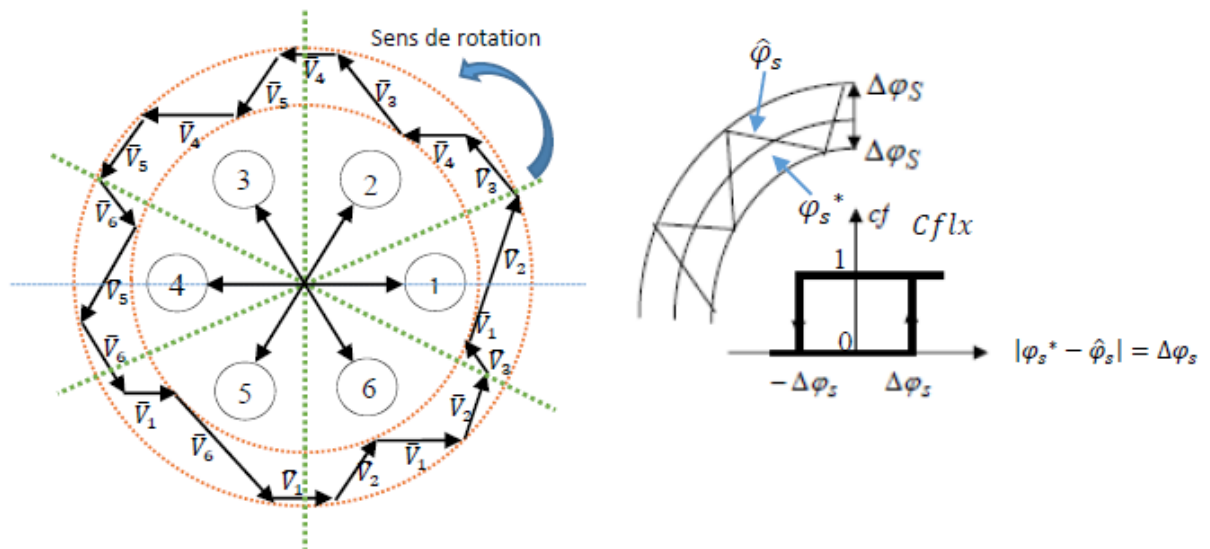


Figure II.7 : Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions

### II.7.2 Le correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$|C_e^* - \hat{C}_e| \leq \Delta C_e$$

Avec :

$C_e^*$  : La consigne du couple.

$\Delta C_e$  : La bande d'hystérésis du correcteur.

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

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

#### II.7.2.1 Le correcteur à deux niveaux

Le correcteur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle du couple dans un seul sens de rotation. Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux. Ainsi, seuls les vecteurs  $\bar{V}_{I+1}$  et  $\bar{V}_{I+2}$  et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des Vecteurs nuls [2] [6].

Remarque

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine

#### II.7.2.2 Le correcteur à trois niveaux

Le correcteur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur est présentée par la variable booléenne Ccpl. [6]

La figure (II.8) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (Ccpl = 1), pour une consigne positive et (Ccpl = -1), pour une consigne négative, ou diminuée (Ccpl = 0). En effet, pour déterminer la valeur du couple, on applique le vecteur qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

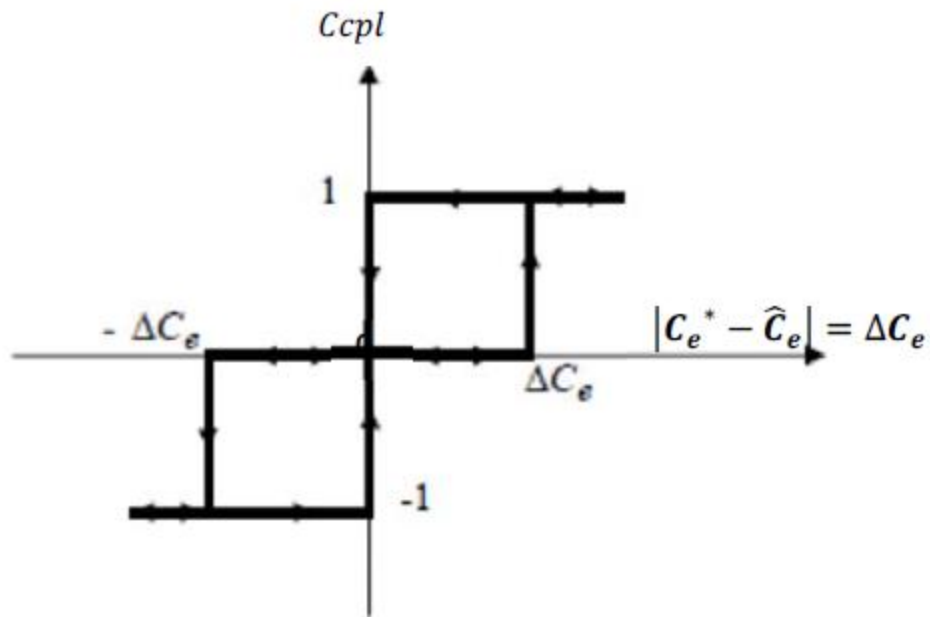


Figure II.8 Correcteur à hystérésis à trois niveaux pour le contrôle du couple

**II.8 ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION**

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple et selon la position du vecteur de flux statorique. [2]

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

	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
$\phi_s \uparrow$	V6,V1,V2	V1,V2,V3	V2,V3,V4	V3,V4,V5	V4,V5,V6	V5,V6,V1
$\phi_s \downarrow$	V3,V4,V5	V4,V5,V6	V5,V6,V1	V6,V1,V2	V1,V2,V3	V2,V3,V4

Tableau II.2 : Table de commande du flux

	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
$C_e \uparrow$	V2,V3	V3,V4	V4,V5	V5,V6	V6,V1	V1,V2
$C_e \downarrow$	V5,V6	V6,V1	V1,V2	V2,V3	V3,V4	V4,V5

Tableau II.3 : Table de commande du couple

Finalement, la comparaison des tables de commande précédant permet la synthèse finale d’une seule table de commande, on peut la décomposer en deux autres tables :

Flux	Couple	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6	Correcteur
Cflx=1	<b><i>Ccpl = 1</i></b>	V2	V3	V4	V5	V6	V1	<b>2 Niveaux</b>
	<b><i>Ccpl = 0</i></b>	V7	V0	V7	V0	V7	V0	
	<b><i>Ccpl = -1</i></b>	V6	V1	V2	V3	V4	V5	<b>3 Niveaux</b>
Cflx=0	<b><i>Ccpl = 1</i></b>	V3	V4	V5	V6	V1	V2	<b>2 Niveaux</b>
	<b><i>Ccpl = 0</i></b>	V0	V7	V0	V7	V0	V7	
	<b><i>Ccpl = -1</i></b>	V5	V6	V1	V2	V3	V4	<b>3 Niveaux</b>

Tableau II.4 : Table de commutation avec séquences nulles

Flux	Couple	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6	Correcteur
Cflx=1	<b><i>Ccpl = 1</i></b>	V2	V3	V4	V5	V6	V1	<b>2 Niveaux</b>
	<b><i>Ccpl = 0</i></b>	V1	V2	V3	V4	V5	V6	
	<b><i>Ccpl = -1</i></b>	V6	V1	V2	V3	V4	V5	<b>3 Niveaux</b>
Cflx=0	<b><i>Ccpl = 1</i></b>	V3	V4	V5	V6	V1	V2	<b>2 Niveaux</b>
	<b><i>Ccpl = 0</i></b>	V4	V5	V6	V1	V2	V3	
	<b><i>Ccpl = -1</i></b>	V5	V6	V1	V2	V3	V4	<b>3 Niveaux</b>

Tableau II.5 : Table de commutation avec séquences non nulles

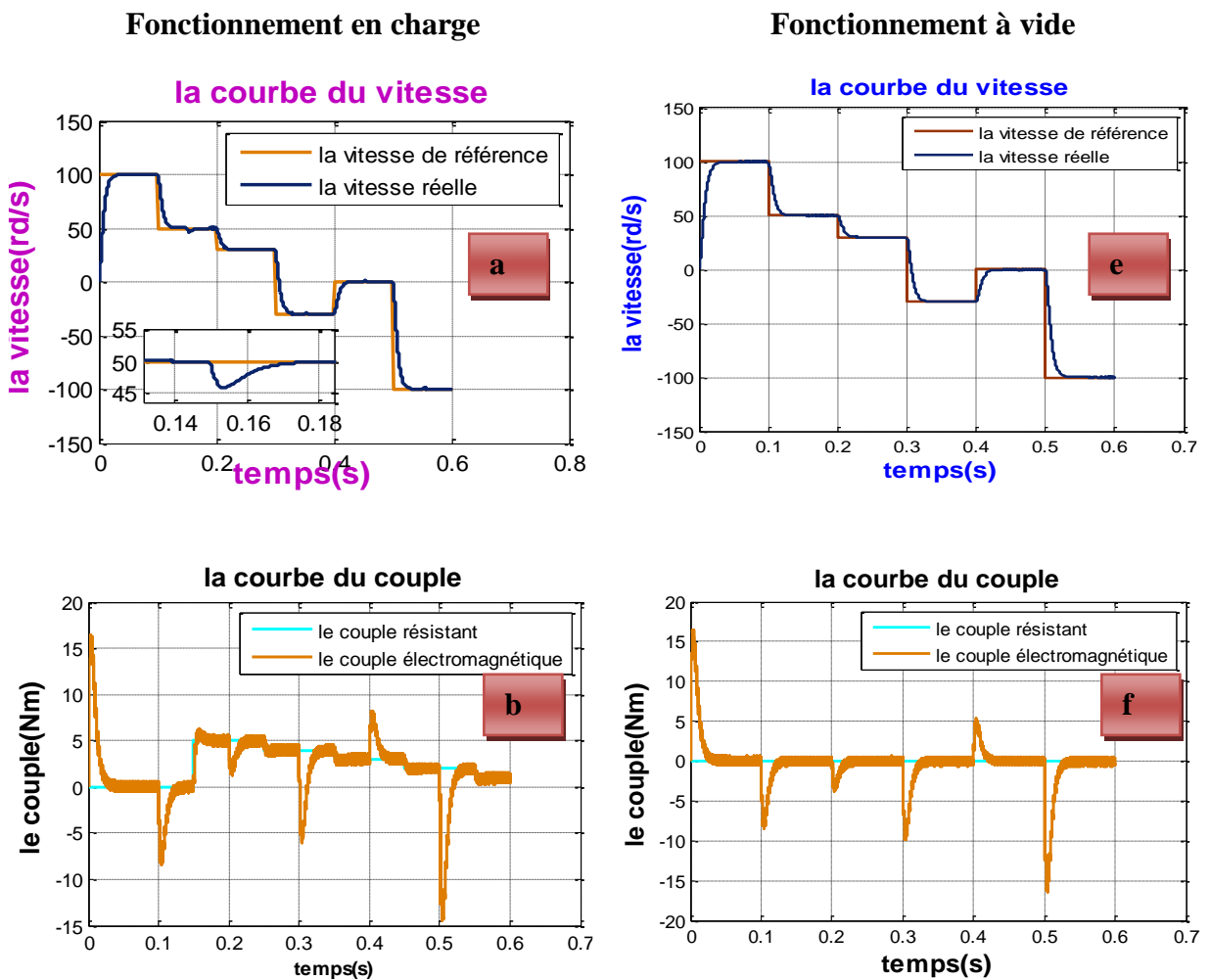


II.9 RESULTATS DE SIMULATION

Ces résultats sont issus de la simulation de la commande DTC appliquée à la MSAP avec présence d'une boucle de réglage de la vitesse en utilisant un régulateur PI. Les tests ont été faits dans les conditions et les réglages suivants:

- La vitesse de référence est fixée  $N^* = N_n = 100 \text{ rad/s}$  et après a l'instant  $t = 0.3$  en fait changement de sens de rotation la valeur de la vitesse devient  $N^* = N_n = -100 \text{ rad/s}$
- Un couple de charge  $C_r = 15 \text{ N/m}$  est appliqué à l'instant  $t=0.2s$
- Le pas d'échantillonnage est fixé à  $T_e = 10^{-5}$  avec l'utilisant la méthode de Runge-Kutta
- La tension du bus continue est :  $V_{dc} = 540V$ ,
- le flux de référence est pris égale à :  $\phi_s^* = 0.3 \text{ Wb}$  ;
- la bande d'hystérésis pour le correcteur du flux et du couple sont de 0.001

Sur un temps de simulation de 0.6s, les allures des grandeurs visualisées sont regroupées dans la figure II.11



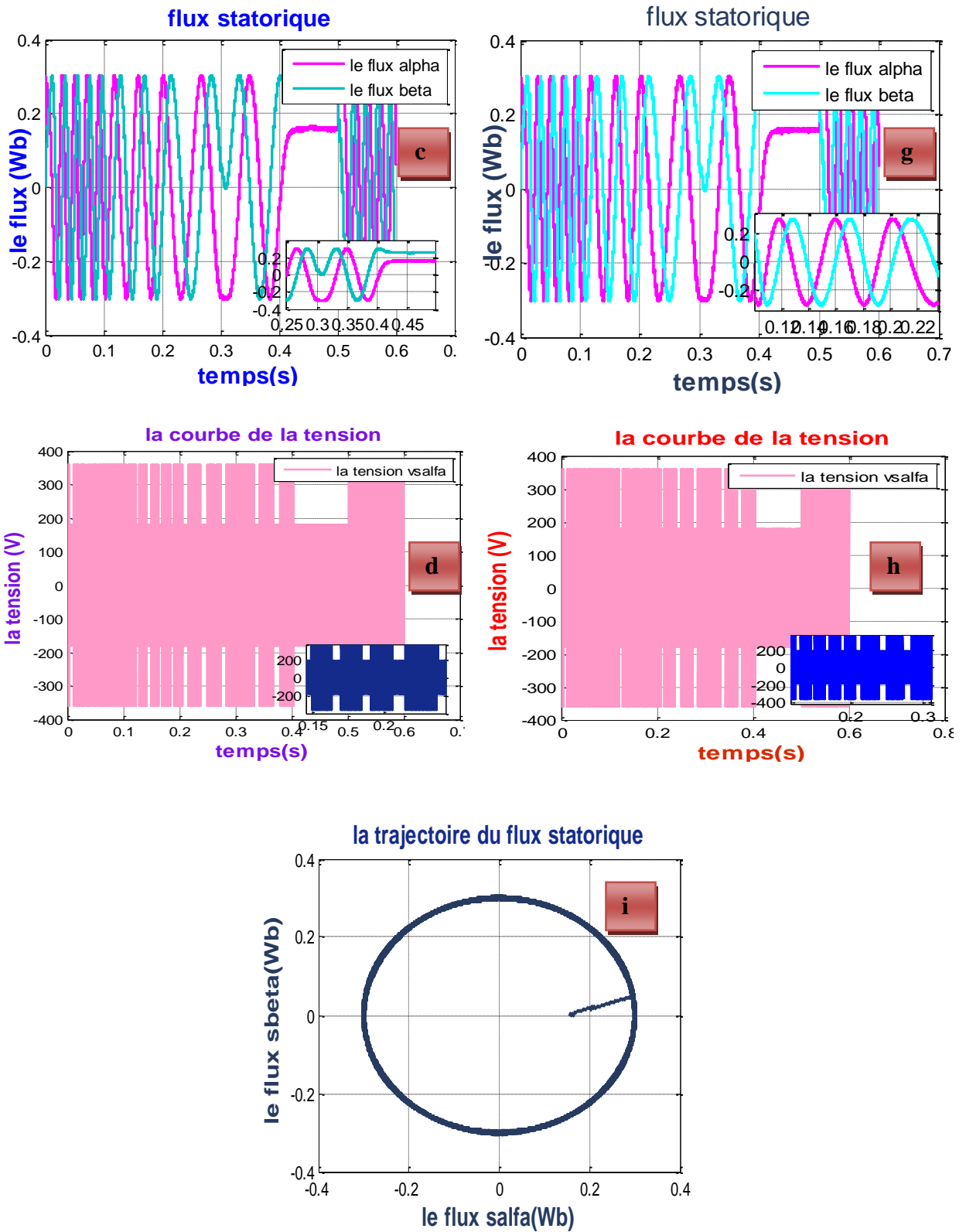


Figure II.11 : Résultats de simulation de la commande DTC de six secteurs appliquée à la MSAP

## II.10 INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE DTC DE SIX SECTEURS APPLIQUEE A LA MSAP

Pour la figure II.11.a et la figure II.11.e, on constate que la vitesse de rotation ne fait pas un dépassement au démarrage elle a un régime transitoire puis elle se stabilise à une vitesse nominale désirer dans cette simulation on a choisit plusieurs vitesses (100 rad/s ) et (-100 rad/s ) et (50 rad/s) on constate que ces vitesses suivent parfaitement leurs consignes. Puis la figure II.11.a) en fonctionnement en charge il y a des petits pics ne sont pas importants ils s'a nuls grâce à la présence du régulateur PI il compense les harmonique et diminue le temps de réponse par contre la figure II.11.e, illustre le fonctionnement de la MSAP à vide dont ces pics sont disparus.

D'autre part le couple électromagnétique qui est illustré par les deux figures, figure II.11.b représente le couple électromagnétique en charge, et la figure II.11.f qui exprime le couple électromagnétique à vide il est claire que le couple est très important et présente un pic presque égale à 16.18 N.m qui dépicque le couple de démarrage, ils suivent leurs couple de référence afin de ramener la machine à son régime défini au préalable par la consigne. Et après on observe des pics a cause de application des couples résistants ça veut dire que c'est le démarrage en charge a plusieurs instants et le changement de rotation encore influé sur le couple il produit des pics par contre dans le fonctionnement a vide il ya des pic ne sont pas importants on peut les négligés , le rejet de perturbation peut être jugé acceptable et suivi parfaitement les grandeurs de références. Notons que le couple électromagnétique est plein d'ondulations qui sont causées par la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur d'un coté et au présence des comparateurs d'hystérésis d'un autre coté.

Sur (la figure II.11.c), on constate l'évolution temporelle du courant statorique qui présente une allure sinusoïdale de valeur max presque 24.85 A . L'application du couple de charge provoque une demande de courant. On observe aussi que la forme du courant est bruité et pleine d'harmonique avec un THD (Taux Harmonic Distorsion) = 5.23 %. Cette situation est argumentée par l'influence des comparateurs à hystérésis et la variation de la fréquence de commutation.

Pour la tension statorique illustré par la figure II.11.d, et la figure II.11.h, elle a une forme hachuré n'est pas similaire à la sinusoïde à cause de l'absence de la modulante dans cette commande (DTC) Concernant (la figure II.11.c), et (la figure II.11.g) le module du flux statorique suit sa référence sans dépassement et il ne montre aucune sensibilité à l'application du couple de charge. Pour sa trajectoire, il est parfaitement circulaire comme le montre la figure

II.11.i). Quant aux flux et au courants suivant les deux axes ( $\alpha, \beta$ ), sont en quadratures le déphasage entre  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  ou flux  $\alpha$  et le flux  $\beta$  est  $\pi/2$  rad .

**II.11 UTILISATION DE LA DTC AVEC UNE TABLE A 12 SECTEURS**

Dans cette section, la DTC modifiée qu'on va utiliser, est basée sur une nouvelle table, composée de 12 secteurs au lieu de six secteurs comme le montre la figure II.12. Pour exploiter bien le choix de la tension appliquée, il est nécessaire de définir les grandes et les petites variations du couple et du flux statorique, par exemple pour le secteur N=12, le vecteur  $V_1$  produit une grande augmentation du flux et une faible augmentation du couple, alors que le vecteur  $V_3$  produit une augmentation du couple et une diminution du flux pour le même secteur

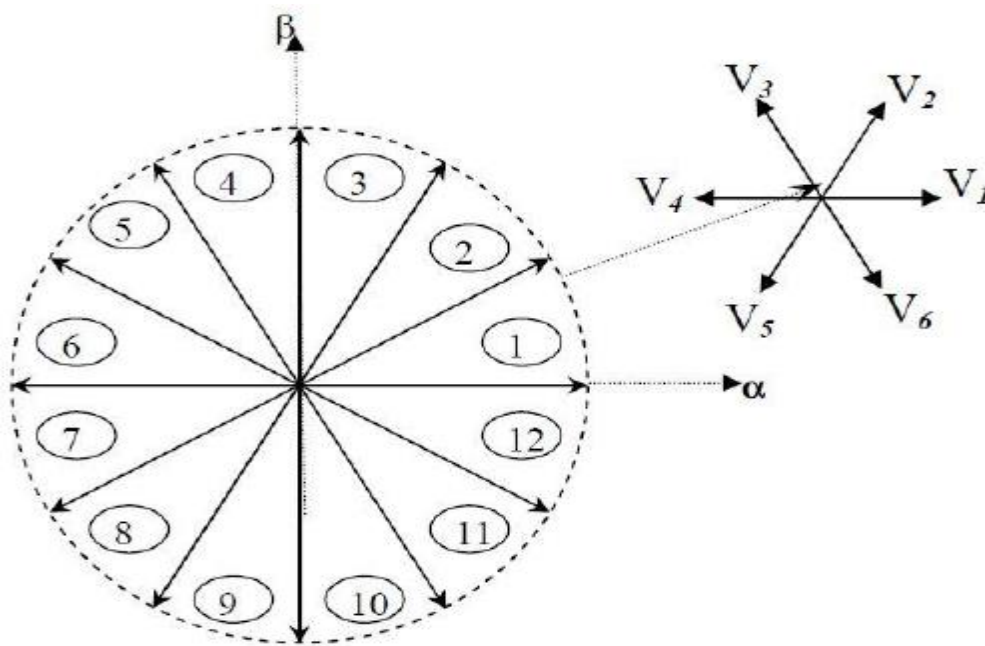


Figure II.12 : contrôle direct du couple avec 12 secteurs

Le tableau suivant représente deux cas où l'on peut appliquer les six vecteurs tensions pour les secteurs S1 et S12.

S12	augmente	Diminue
Flux	$V_1, V_2, V_6$	$V_3, V_4, V_5$
Couple	$V_1, V_2, V_3$	$V_4, V_5, V_6$
S1	augmente	Diminue
Flux	$V_1, V_2, V_6$	$V_3, V_4, V_5$
couple	$V_2, V_3, V_4$	$V_5, V_6, V_1$

Tableau II.6 : Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs S1 et S12

Pour mieux exploiter ces tensions, il est nécessaire de définir les petites et les grandes variations du couple et du flux engendrées par ces mêmes tensions selon leur déphasage par rapport aux limites des secteurs, par exemple, il est évident que V1 peut produire une grande augmentation dans le flux et une faible augmentation dans le couple pour le secteur 12, par contre dans le même secteur, V2 augmente fortement le couple et légèrement le flux.

Dans notre projet on s'intéresse beaucoup plus au contrôle du couple, donc pour tenir compte des grandes et des faibles variations du couple, on va utiliser un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le couple et à deux niveaux pour le flux, la figure II.13, [7].

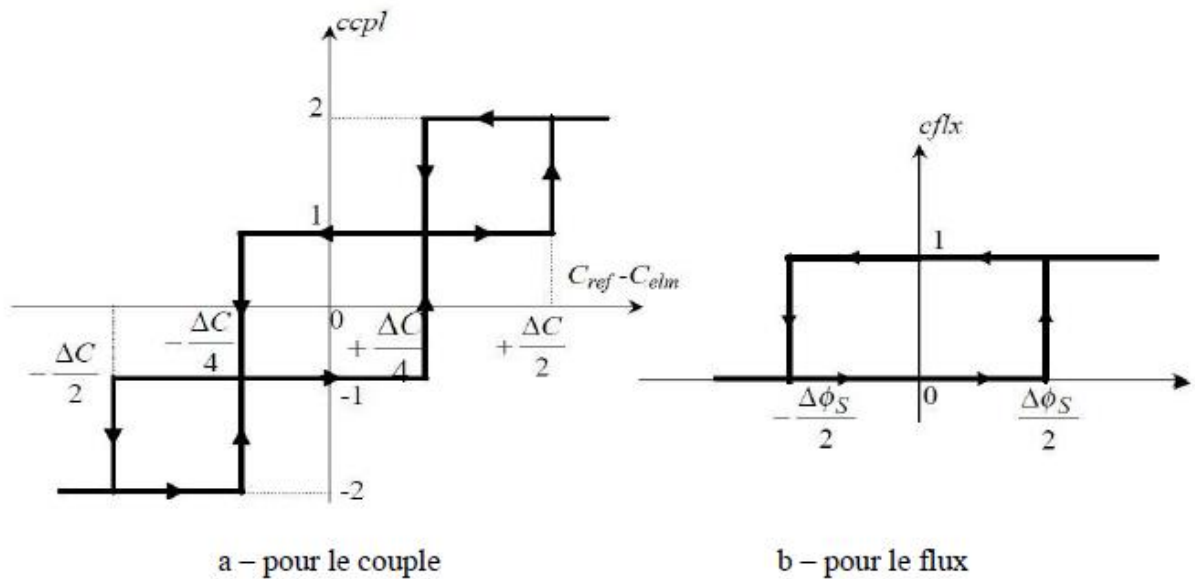


Figure II.13 : Comparateur à hystérésis

Finalement, La disposition de vectrices tensions appliquées dans le cas d'une commande DTC modifiée avec 12 secteurs est illustrée par la table de commutation tableau Table II.7:

N		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	<b>Ccpl=2</b>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>
	<b>Ccpl=1</b>	*V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	*V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	*V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	*V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	*V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	*V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>
	<b>Ccpl=-1</b>	V <sub>1</sub>	*V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	*V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	*V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	*V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	*V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	*V <sub>6</sub>
	<b>Ccpl=-2</b>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>
0	<b>Ccpl=2</b>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>
	<b>Ccpl=1</b>	V <sub>4</sub>	*V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	*V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	*V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	*V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	*V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	*V <sub>3</sub>
	<b>Ccpl=-1</b>	V <sub>7</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>4</sub>
	<b>Ccpl=-2</b>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>

Tableau II.7 : Table de vérité pour la DTC avec 12 secteurs

$V_i^*$  : Représente une séquence non désirée, parce qu'elle ne génère pas les petites variations du couple désirer.

Remarque

La région des grandes variations du couple correspond pour  $C_{cpl} = 2$  ou  $-2$ ,

La région des faibles variations du couple correspond pour  $C_{cpl} = 1$  ou  $-1$

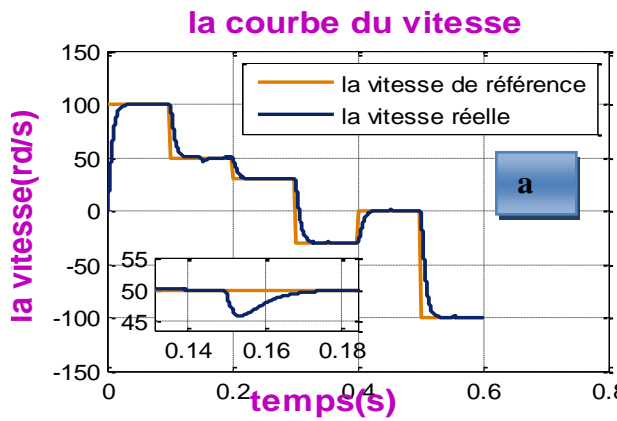
## II.12 RESULTATS DE SIMULATION

Ces résultats sont issus de la simulation de la commande DTC appliquée à la MSAP avec présence d'une boucle de réglage de la vitesse en utilisant un régulateur PI. Les tests ont été faits dans les conditions et les réglages suivants :

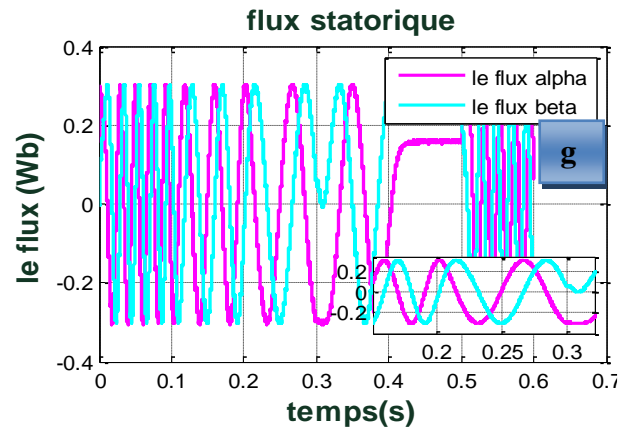
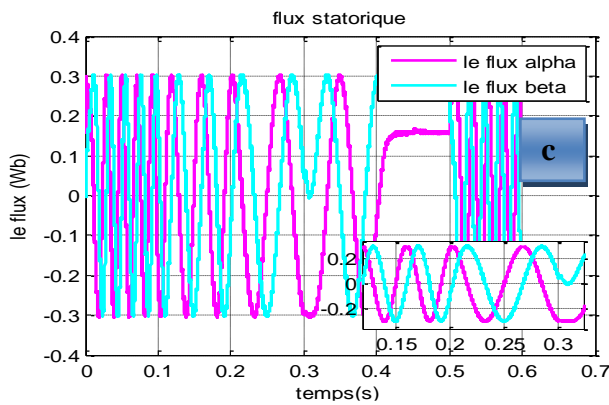
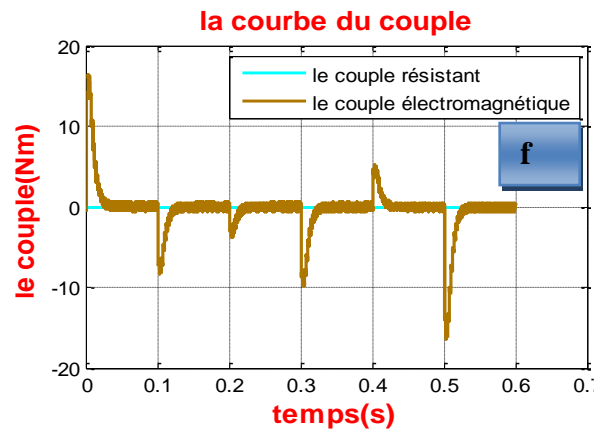
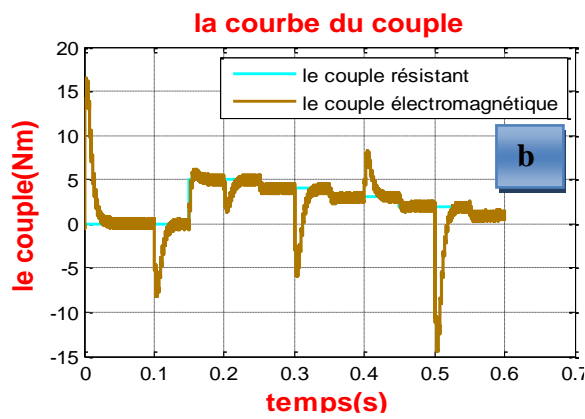
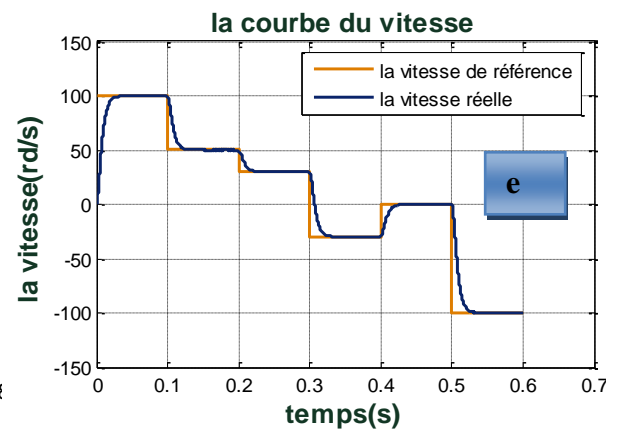
- La vitesse de référence est fixée  $N^* = N_n = 100 \text{ rad/s}$
- Un couple de charge  $C_r = 10 \text{ N/m}$  est appliqué à l'instant  $t=0.2\text{s}$
- Le pas d'échantillonnage est fixé à  $T_e = 10^{-5}$  en utilisant la méthode de Runge-Kutta
- La tension du bus continue est :  $V_{dc} = 540$ ,
- le flux de référence est pris égale à :  $\Phi_s^* = 0.3 \text{ Wb}$  ;
- la bande d'hystérésis pour le correcteur du flux et du couple sont :  $0.001$

Sur un temps de simulation de  $0.6 \text{ s}$ , les allures des grandeurs visualisées sont regroupées dans la figure II.14

Fonctionnement en charge



Fonctionnement à vide



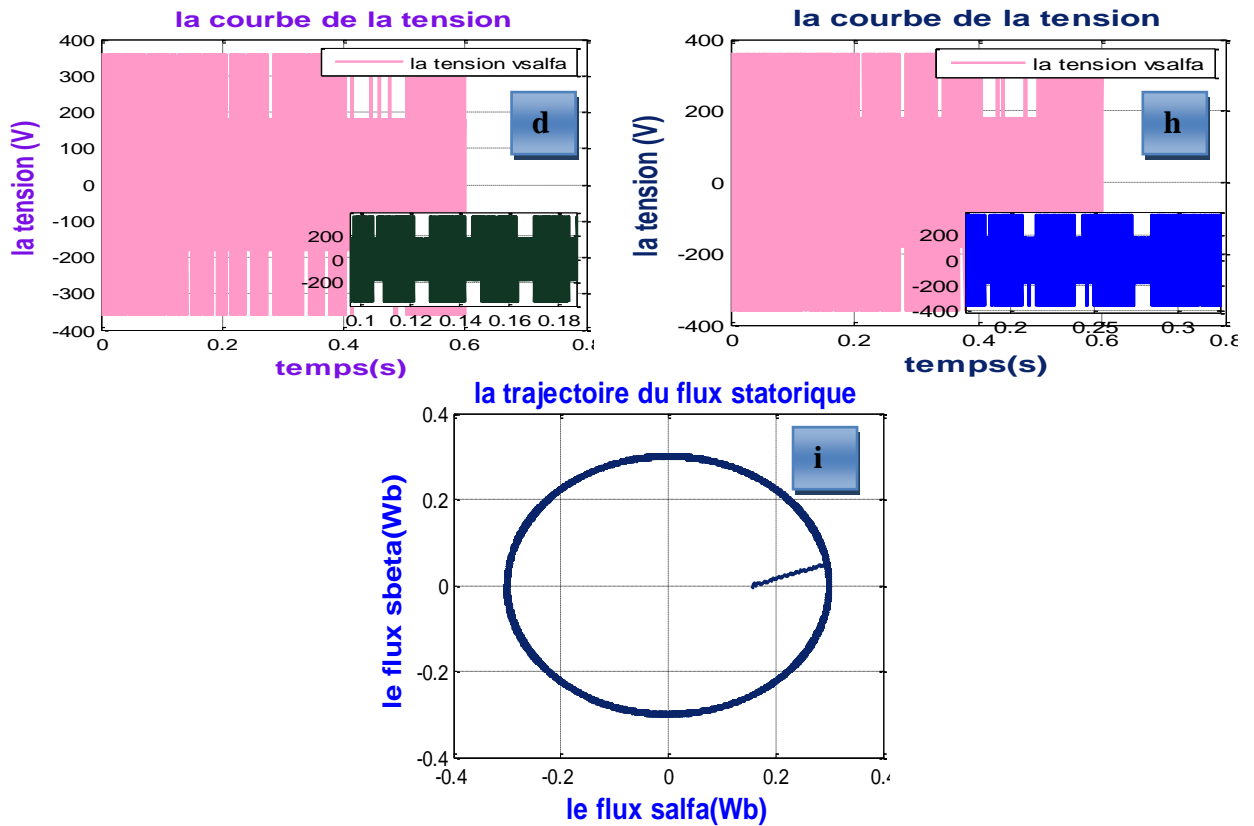


Figure II.14 : Résultats de simulation de la commande DTC de douze secteurs appliquée à la MSAP

**II.13 interprétation des résultats de la commande DTC de douze secteurs :**

Pour (la figure II.14.a) et (la figure II.14.e), on constate que la vitesse de rotation dans la DTC de douze secteurs c’est presque les mêmes résultats dans la DTC de six secteurs ici en a augmenté les secteurs en augmenter dans la zone et la fréquence de commutation pour minimiser les harmonique

D’autre part le couple électromagnétique qui est illustré dans (la figure II.11.b),et (la figure II.11.f )il présente au début un pic presque égale à 16.18 N.m c’est les mêmes courbes de six secteurs quand en a augmenter le nombres des secteurs en minimise les pics et les harmoniques et diminue les défaillances dans le moteurs .

Sur (la figure II.11.c),on observe l’évolution temporelle du courant statorique qui présente une allure sinusoïdale sont identiques avec les résultats et les valeurs de la DTC de si secteurs .

Pour la tension statorique (la figure II.11.d),et (la figure II.11.h), elle a une forme hachuré n’est pas similaire à la sinusoïde à cause de l’absence de la modulante dans cette commande (DTC)

Concernant (la figure II.11.c ), et (la figure II.11.g ) le module du flux statorique suit sa référence sans dépassement et il ne montre aucune sensibilité à l’application du couple de charge. Pour sa trajectoire quand on a augmenté le cercle est diminué l’épaisseur de lui périmètre, elle est parfaitement circulaire comme le montre (la figure II.11.i) Quant aux flux et mais ici on n’a pas

augmenté les nombres de secteurs pour avoir le changement au courants suivant les deux axes ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), sont en quadratures le déphasage entre  $i$  alpha et  $i$  beta ou flux alpha et le flux beta est  $\pi/2$  rad .

### II.11 Conclusion

Dans ce chapitre, les principales notions de base de la commande directe du couple (DTC) ont été abordées. Un choix convenable du vecteur tension à partir des informations sur les erreurs de couple et celui du flux permettra d'effectuer un contrôle découplé de la MSAP.

D'après les résultats obtenus nous avons constatés que la DTC à six secteurs est riche en harmoniques par rapport à celle de douze secteurs.

Les résultats de simulation effectués nous a permis de dire que l'inconvénient major de la DTC est la présence des correcteurs à hystérésis qui engendre des oscillations importants au niveau des grandeurs contrôlées (flux et couple) et aussi la présence d'une fréquence de commutation variable. Pour améliorer la DTC classique surtout en termes d'oscillations du couple, la commande DTC avec un régulateur neuronal sera présentée et testé dans le chapitre suivant.

**CHAPITRE 03 : LA  
COMMANDE DTC BASE  
SUR LE CONTROLEUR PI-  
NEURONAL DE LA MSAP**

### III.1 Introduction

Les réseaux de neurones artificiels, nés il y a environ une cinquantaine d'années, sont toujours en cours de développement. Cet axe de recherche a attiré l'attention de beaucoup de chercheurs de différentes disciplines. Ces réseaux de neurones artificiels sont issus de la combinaison entre la neurobiologie comme idée de base, la physique comme champs d'application et les mathématiques et l'informatique autant que moyens de réalisation [8,9].

Les réseaux de neurones artificiels sont des ensembles de neurones formels associés en couches et fonctionnant en parallèle. Chaque neurone (processeur) élémentaire calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit. Dans un réseau, chaque sous-groupe fait un traitement indépendant des autres et transmet le résultat de son analyse au sous-groupe suivant. L'information donnée au réseau va donc se propager couche par couche, de la couche d'entrée à la couche de sortie, en passant soit par aucune, une ou plusieurs couches intermédiaires (dites couches cachées). Les réseaux de neurones ont la capacité de stocker

L'information dans les poids synaptiques, obtenus par des processus d'adaptation ou d'apprentissage et de la rendre disponible à l'usage [8,9].

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la régulation de la vitesse et le couple du moteur synchrone à aimant permanent (MSAP). Le principe de la régulation est basé sur la structure de la commande vectorielle que nous avons étudié dans le chapitre précédent où nous remplacerons les régulateur classiques (PI) par des régulateur plus modernes, appelés les régulateurs neuronaux.

### III.2 LE NEURONE BIOLOGIQUE

Le neurone du cerveau peut être considéré comme un automate comprenant [10]:

- la cellule centrale (ou soma) contenant le noyau. Il fait quelques microns de diamètre, il effectue les transformations biochimiques nécessaires à la synthèse des enzymes et des autres molécules qui assurent la vie du neurone.
- les dendrites recevant les signaux d'autres neurones par l'intermédiaire des synapses. Celles-ci sont de quelques dixièmes de microns de diamètre et d'une longueur de dizaines de microns
- l'axone qui achemine l'information, en sortie de la cellule vers les autres neurones. Il est généralement plus long que les dendrites, il communique avec d'autres neurones par son extrémité. Les connexions entre deux neurones se font en des endroits appelés synapses ou ils sont séparés par un petit espace synaptique de l'ordre d'un centième de microns.

Un neurone stimulé envoie des impulsions électriques ou potentielles d'action à d'autres neurones. Ces impulsions se propagent le long de l'axone unique de la cellule. Au point de contact entre neurones, les synapses, ces impulsions sont converties en signaux chimiques. Quand l'accumulation des excitations atteint un certain seuil, le neurone engendre un potentiel d'action, d'une amplitude d'environ 100 mV et pendant une durée de 1 ms [11].

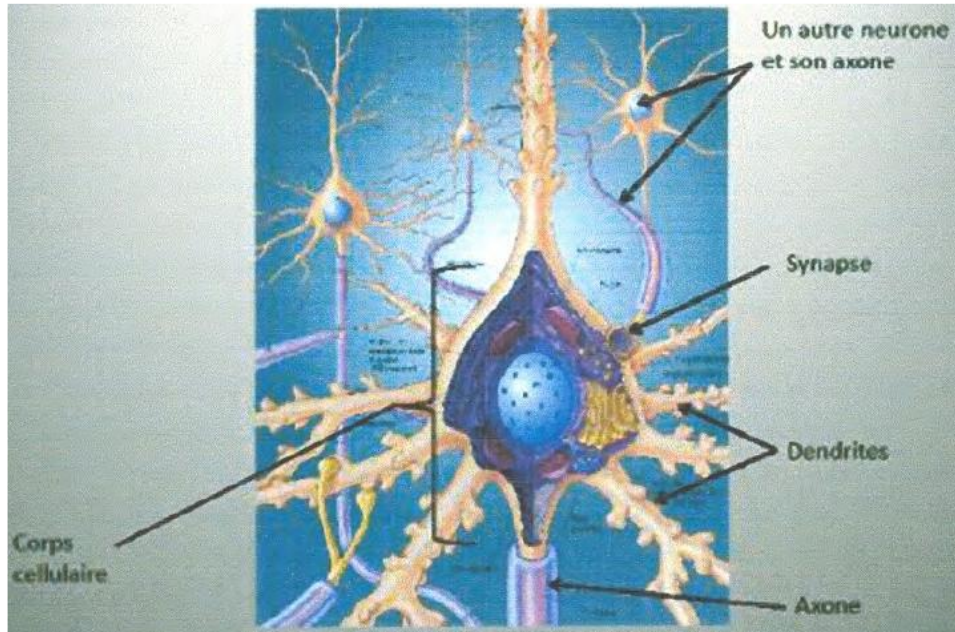


Figure III.1. Le neurone biologique

### III.3 HISTORIQUE DE RESEAUX DE NEURONES

Le concept des réseaux de neurones n'est pas nouveau, l'idée était de concevoir un système ayant comme tâche de modéliser la bio physiologie du cerveau. Cette modélisation tente d'expliquer comment le cerveau opère et fonctionne [12].

En 1943, *Cullochet Pitts* laissent leurs noms à une modélisation du neurone biologique (un neurone au comportement binaire). Ce sont les premiers à montrer que des réseaux de neurones formels simples peuvent réaliser des fonctions logiques, arithmétiques et symboliques complexes (tout au moins au niveau théorique).

En 1957, *Rosenblatt* développe le modèle du Perceptron. Il construit le premier neuro ordinateur basé sur ce modèle et l'applique au domaine de la reconnaissance de formes.

En 1960, *Widrow*, un automaticien, développe le modèle Adaline (Adaptative Linear Élément). Dans sa structure, le modèle ressemble au Perceptron, cependant la loi d'apprentissage est différente. Celle-ci est à l'origine de l'algorithme de rétro-propagation de gradient très utilisé aujourd'hui avec les perceptrons multicouches. Les réseaux de type Adaline restent utilisés de

nos jours pour certaines applications particulières. *Widrow* a créé dès cette époque l'une des premières firmes proposant les neuro ordinateurs et les neuro -composants.

En 1985, la rétro-propagation de gradient apparaît. C'est un algorithme d'apprentissage adapté aux réseaux de neurones multicouches (appelés aussi perceptrons multicouches). Sa découverte, réalisée par trois groupes de chercheurs indépendants, indique que "la chose était dans l'air". Dès cette découverte, nous avons la possibilité de réaliser une fonction non linéaire d'entrée/sortie sur un réseau en décomposant cette fonction en une suite d'étapes linéairement séparables. De nos jours, les réseaux multicouches et la rétro propagation de gradient restent le modèle le plus étudié et le plus productif au niveau des applications [13], [14].

### III.4 RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

Les réseaux de neurones artificiels sont des réseaux fortement connectés de processeurs élémentaires fonctionnant en parallèle. Chaque processeur calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit. Toute structure hiérarchique de réseaux est évidemment un réseau.

#### III.4.1 Neurone formel

Le premier modèle du neurone formel a été présenté par Culloch et Pitts (figure III.1). D'une façon générale, un neurone formel est un élément de traitement qui fait une sommation pondérée de  $n$  entrées  $x_1, \dots, x_n$ . Si cette somme dépasse un certain seuil (fonction de seuillage  $F$ ), le neurone est activé et transmet une réponse dont la valeur est celle de son activation. Si le neurone n'est pas activé, il ne transmet rien [15].

$$y_i = f\left(\sum_{j=1}^n w_{ij}x_j\right) \quad (\text{III.1})$$

$w_{ij}$ : Coefficient synaptique ou poids associé à la  $i^{\text{ème}}$  entrée du neurone  $j$ .

Parfois, il y a un terme additionnel  $\theta_j$  représentant le seuil interne du neurone, ce terme est considéré comme un poids  $\theta_{0j}$  associé à une entrée constante, l'expression (III.1) devient donc :

$$S_i = \sum_{j=1}^n (w_{ij}x_j + \theta_j) \quad (\text{III.2})$$

$$y_i = f(S_i) \quad (\text{III.3})$$

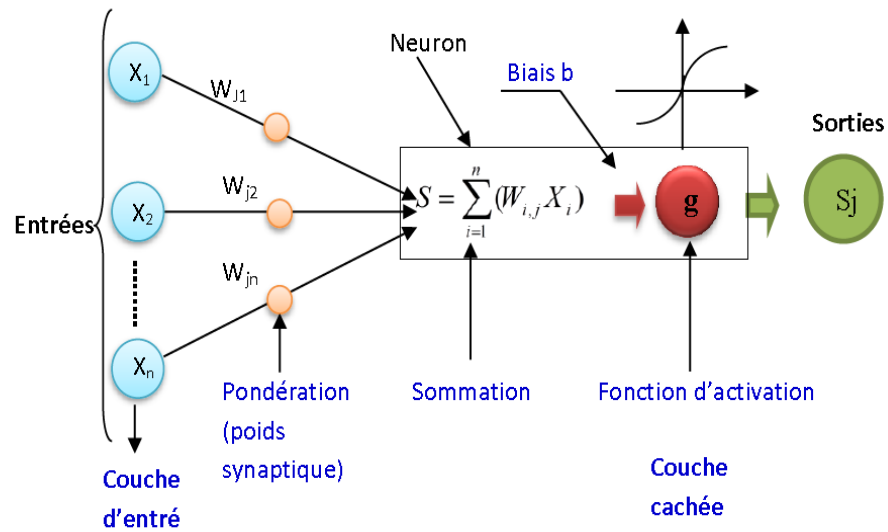


Figure III.2. Schéma d'un neurone formel

### III.4.2 Fonctions d'activation ou de seuillage

Dans sa première version, le neurone formel était donc implémenté avec une fonction à seuil, mais de nombreuses versions existent. Ainsi le neurone de McCulloch et Pitts a été généralisé de différentes manières, en choisissant d'autres d'activations [16] par exemples les fonctions.

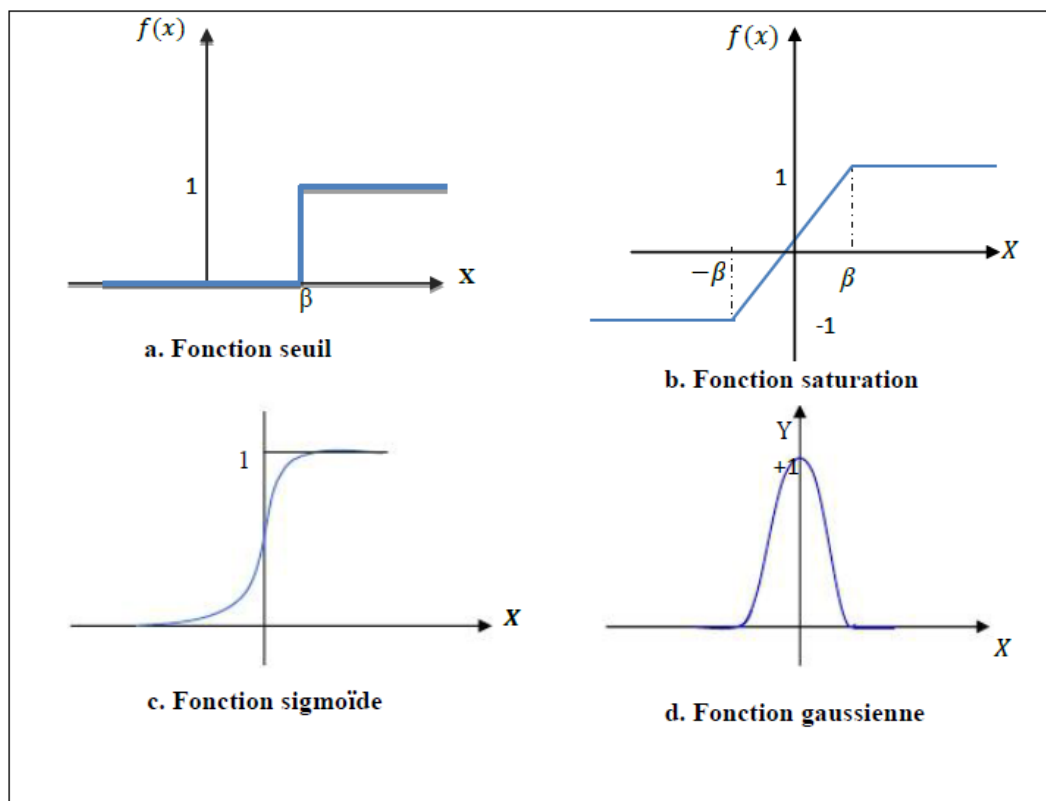


Figure III.3. Les fonctions d'activation les plus utilisées

### III.5 PROPRIETES DES RESEAUX DE NEURONES

D'une manière générale un réseau de neurones possède les propriétés suivantes [17] :

- Le parallélisme : Cette notion se situe à la base de l'architecture des réseaux de neurones considérés comme ensembles d'entités élémentaires qui travaillent simultanément.
- La résistance aux pannes : à cause de l'abondance des entrées et la structure du réseau. Les données bruitées ou les pannes locales dans certain nombre de ses éléments n'affectent pas ses fonctionnalités. Cette propriété résulte du fonctionnement collectif et simultané des neurones qui le composent.
- La capacité d'adaptation : Celle-ci se manifeste tout d'abord dans les réseaux de neurones par la capacité d'apprentissage qui permet au réseau de tenir compte des nouvelles contraintes ou des nouvelles données du monde extérieur. De plus, ils se caractérisent par leur capacité d'auto-organisation qui assure leur stabilité en tant que systèmes dynamiques.
- La généralisation : La capacité de généralisation d'un réseau de neurones est son aptitude de donner une réponse satisfaisante à une entrée qui ne fait pas partie des exemples à partir desquels il a appris.

### III.6 ARCHITECTEUR DES RESEAU DE NEURONE ARTIFICIEL

Les connexions entre les neurones qui composent le réseau décrivent la " topologie " du modèle. Elles sont très variées, le nombre de connexions étant énorme. Cette topologie fait apparaître une certaine régularité de l'arrangement des neurones. Il existe de nombreuses topologies, nous citerons quelques-unes dans ce qui suit [18] .

#### III.6.1 Réseau multicouches

Les entrées sont arrangées par couche, il n'y a pas de connexion entre neurones d'une même couche et les connexions ne se font qu'avec les neurones des couches avales. Chaque neurone d'une couche est connecté à tous les neurones de la couche suivante. On appelle :

- Couche d'entrée : l'ensemble des neurones d'entrées.
- Couche de sortie : l'ensemble des neurones de sorties.
- Couches cachées : les couches intermédiaires n'ayant aucun contact avec l'extérieur. En général, la couche d'entrée est une couche passive. Ses neurones n'effectuent aucun traitement (Figure 2.4).

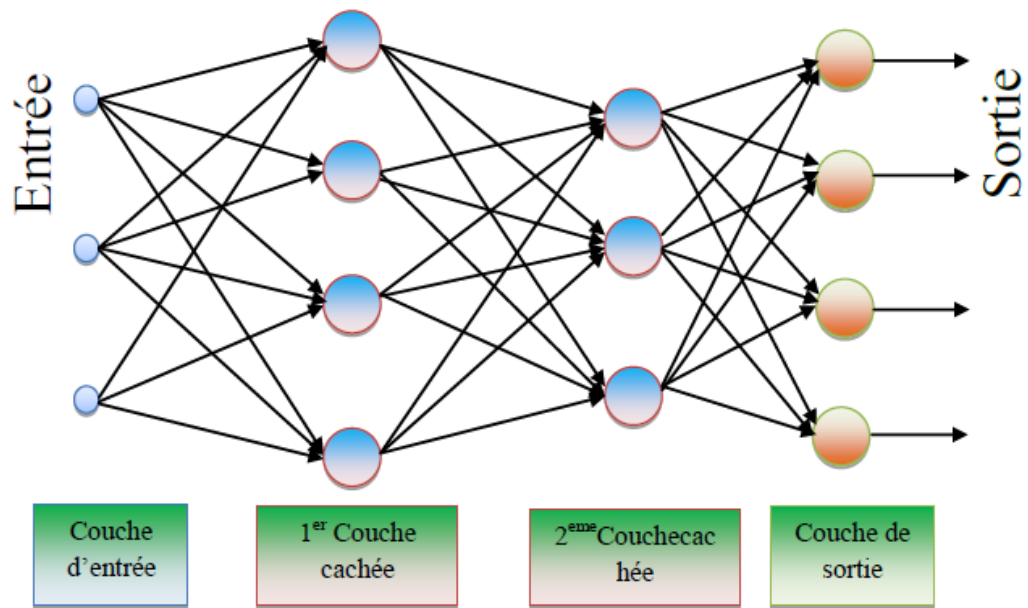


Figure III.4 réseau multi-couches

### III.6.2. Réseau de neurones non bouclé (feed-forward)

Un réseau de neurones non bouclé est représenté graphiquement par un ensemble de neurones connectés entre eux. L'information circulant des entrées vers les sorties sans retour en arrière. C'est à dire si l'on se déplace dans le réseau à partir d'un neurone quelconque en suivant les connexions, on ne peut pas revenir au neurone de départ. Les réseaux de neurones non bouclés sont des outils statiques, utilisés principalement pour effectuer des tâches l'approximation de fonctions non linéaires, de modélisation de processus statiques non linéaires. " (Figure III.5).

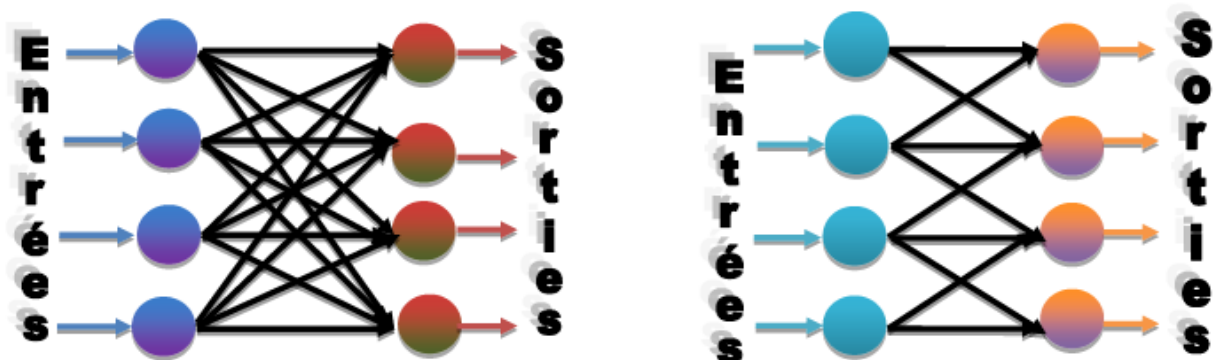


Figure III.5 : a-Réseau non bouclé à connexions Totales b- Réseau non bouclé à connexion partielle

### III.6.3 Réseau a connexion récurrentes

Les connexions récurrentes ramènent l'information en arrière par rapport au sens de propagation défini dans un réseau multicouche (Figure1.6)

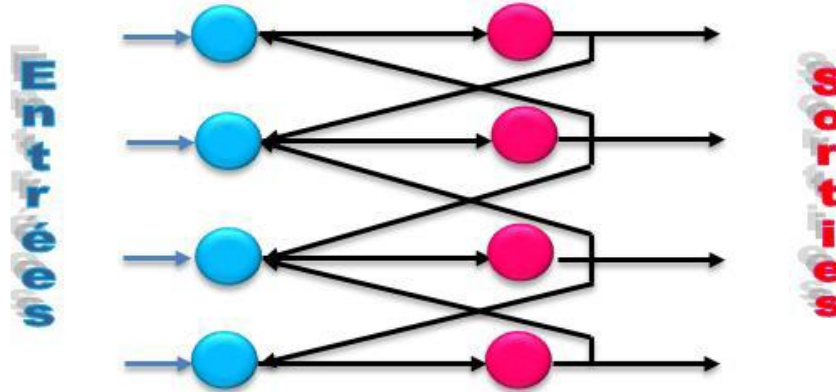


Figure III.6. Réseau a connexion récurrente

### III.7 APPRENTISSAGE DES RESEAUX DE NEURONES

Pour un réseau de neurones, l'apprentissage peut être considéré comme le problème de la mise à jour des poids des connexions au sein de réseaux, afin de réussir la tâche qui lui est demandée, l'apprentissage est la caractéristique principale pour les réseaux de neurones et il peut se faire de différentes types.

#### III.7.1 mode supervisé

Dans ce type d'apprentissage, le réseau s'adapte par comparaison entre le résultat qu'il a calculé, en fonction des entrées données, et la réponse attendue en sortie, le résultat va se modifier jusqu'à ce qu'il trouve la bonne réponse.

#### III.7.2 mode non supervisé

Dans ce mode l'apprentissage est basé sur des probabilités, le réseau va se modifier en fonction des régularités statistique de l'entrée et établir des catégories, en attribuant et en optimisant une valeur de qualité, aux catégories connus.

### III.8 LE PERCEPTRON MULTICOUCHE

Dit aussi réseau de neurones multicouche ; MLP (Multi Layered Perceptron). Consiste à mettre en cascade un certain nombre de perceptrons en plusieurs couches. Ce perceptron utilisé dans ces réseaux est aussi appelé neurone ou nœud, et il diffère de celui de Resonblatt par la fonction d'activation qui est, dans ce cas, une fonction sigmoïde au lieu de celle de Heaviside. Dans ces réseaux, chacune des couches reçoit des signaux de la couche précédente et transmet les résultats du traitement à la couche suivante, les neurones d'une même couche ne sont pas reliés entre eux.

### III.8.1 architecture

Un réseau multicouche contient [15]

- Une couche d'entrée : qui sert à représenter les entrées sans faire de traitement sur ces dernières.
- Une ou plusieurs couches cachées.
- Une couche de sortie : en contact avec le monde extérieur.

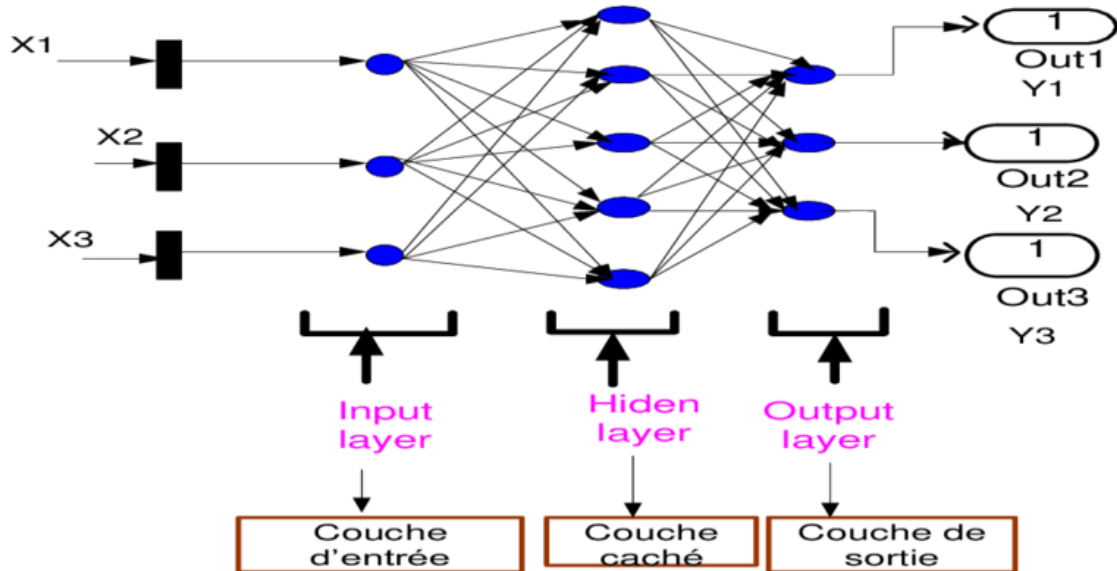


Figure III7. Architecture d'un réseau MLP

### III.8.2 l'apprentissage des réseaux MLP

Le problème de calcul des erreurs de sortie, pour les neurones de la couche cachée, limite l'efficacité des algorithmes d'apprentissage supervisé pour les réseaux multicouches. A cause de l'absence d'une règle d'apprentissage convenable, les perceptrons étaient limités à une seule couche pendant plusieurs années. Le problème de calcul des erreurs associées aux neurones cachés a été levé par la découverte de l'algorithme de rétro-propagation qui peut être appliqué à n'importe quel système composé de plusieurs sous-systèmes élémentaires qui peuvent être représentés par des fonctions connues, continues et dérivables [19].

La retro-propagation est l'algorithme d'apprentissage supervisé le plus utilisé pour ajuster les poids d'un réseau MLP. Mathématiquement, cette méthode est basée sur l'algorithme de la descente du gradient et utilise simplement les règles de dérivation composées. Dans cette méthode, de même que l'on est capable de propager un signal provenant des cellules d'entrées vers la couche de sortie, on peut en suivant le chemin inverse, rétro propager l'erreur commise en sortie vers les couches cachées, d'où le nom retro-propagation.

### III.8.3 Rétro propagation et technique de gradient

La méthode de gradient est une technique relativement classique en optimisation linéaire et non linéaire [19], [16].

L'idée générale de cette technique consiste à chercher le minimum d'une fonction de plusieurs variables ou paramètres par itérations successives.

Le gradient d'une fonction. En supposant que les valeurs des paramètres soient stockées

Dans une matrice  $Z$ , et que la fonction à minimiser soit :

$$y = g(Z) \quad (III.4)$$

L'algorithme se déroule comme suit (la méthode du gradient) :

**Etape 1** : Choisir arbitrairement les valeurs  $Z_{[t]}$  pour  $t=0$  (de manière aléatoire, en générale).

**Etape 2** : Calculer le gradient de  $g$  (noté  $\nabla_g$ ):

$$\frac{\partial g(Z_{[t]})}{\partial Z_{[t]}} = \nabla_g \quad (III.5)$$

**Etape 3** : Corriger  $Z_{[t]}$  en direction inverse du gradient de  $Z_{[t]}$  (avec  $\mu$  dénotant la constante de proportionnalité) :

$$Z_{[t+1]} = Z_{[t]} + \Delta_t Z = Z_{[t]} - \mu \nabla_g = Z_{[t]} - \mu \frac{\partial g(Z_{[t]})}{\partial Z_{[t]}} \quad (III.6)$$

**Etape 4** : Continuer les étapes 2 et 3 tant que l'écart entre  $Z_{[t]}$  et  $Z_{[t+1]}$  est jugé important. Pour un réseau utilisant la rétro-propagation, la fonction à minimiser est une fonction quadratique de l'erreur. La fonction d'erreur pour la  $k$ -ième réponse est définie comme :

$$E_k = \frac{1}{2} (t_k - o_k)^T (t_k - o_k) = \frac{1}{2} (t_k^T t_k + o_k^T o_k - 2 o_k^T t_k) \quad (III.7)$$

Où  $t_k$  est la sortie désirée,  $o_k$  est la sortie calculée et  $( )^T$  est la transposée d'un vecteur ou d'une matrice.

- **Correction pour la couche de sortie** : pour la couche de sortie, on cherche à modifier les valeurs de  $Z$ . le gradient de  $E_k$  par rapport à  $Z$  se calcule en utilisant la règle de Dérivations des fonctions composées [19] :

$$\nabla_Z E_k = \frac{\partial E_k}{\partial Z} = \frac{\partial E_k}{\partial o_k} \frac{\partial o_k}{\partial Z_{hk}} \frac{\partial Z_{hk}}{\partial Z} \quad (III.8)$$

En évaluant chacun des termes, on trouve :

$$\frac{\partial E_k}{\partial o_k} = -(t_k - o_k)^T \quad (III.9)$$

Et [avec étant la fonction logistique, et  $o_k = f(Z_{hk})$ ] :

$$\frac{\partial o_k}{\partial Z_{hk}} = o_k^T \odot (1 - o_k)^T \quad (III.10)$$

Puis :

$$\frac{\partial Z_{hk}}{\partial Z} = h_k \quad (\text{III.11})$$

La correction apporter a Z a l'étape  $t$  est donc proportionnelle a :

$$-\nabla_Z E_k = (t_k - o_k)^T \otimes o_k^T \otimes (1 - o_k)^T h_k = \delta_{sortie.k}^T h_k \quad (\text{III.12})$$

En utilisant  $\mu$  comme constante de proportionnalité et en transposant on obtient :

$$\Delta_t Z = \mu \delta_{sortie.k} h_k^T \quad (\text{III.13})$$

- **Correction pour la couche cachée** : pour la couche cachée, on cherche à modifier les valeurs de W. le gradient de, - par rapport a W se calcule en utilisant la règle de dérivation des fonctions composées :

$$\nabla_W E_k = \frac{\partial E_k}{\partial W} = \frac{\partial E_k}{\partial o_k} \frac{\partial o_k}{\partial Z_{hk}} \frac{\partial Z_{hk}}{\partial h_k} \frac{\partial h_k}{\partial W_{Xk}} \frac{\partial W_{Xk}}{\partial W_k} \quad (\text{III.14})$$

Les deux premiers termes sont déjà connus, ils correspondent à  $-\delta_{sortie.k}$  en évaluant chacun des termes, on trouve :

$$\frac{\partial Z_{hk}}{\partial h_k} = Z^T \quad (\text{III.15})$$

Et avec  $f$  étant la fonction logistique, et avec  $h_k = f(W_{Xk})$ :

$$\frac{\partial h_k}{\partial W_{Xk}} = h_k^T \otimes (1 - h_k)^T \quad (\text{III.16})$$

Puis finalement :

$$\frac{\partial W_{Xk}}{\partial W_k} = X_k \quad (\text{III.17})$$

La correction à apporter a W a l'étape  $t$  est donc proportionnelle a :

$$-\nabla_Z E_k = \delta_{sortie.k}^T Z^T \otimes h_k^T \otimes (1 - h_k)^T X_k = \delta_{sortie.k}^T h_k \quad (\text{III.18})$$

En utilisant  $\mu$  comme constante de proportionnalité et en transposant on obtient :

$$\Delta_t W = \mu \delta_{sortie.k} X_k^T \quad (\text{III.19})$$

- Critères d'arrêt : dépend de nombre d'itérations et d'erreur global.
- $X_k$ : Le vecteur à  $I$  éléments représentant le k-ième stimulus (la couche d'entree comporte  $I$  cellule).
- $h_k$ : Le vecteur à  $L$  éléments représentant la réponse des  $L$  cellules de la couche cachée.
- $o_k$ : Le vecteur à  $J$  éléments représentant la réponse des cellules de la couche de sortie.
- $t_k$ : Le vecteur à  $J$  éléments représentant la réponse désirée ou théorique.
- $W$  : La matrice d'ordre  $[L I]$  des valeurs des connexions relie les cellules de la couche d'entree aux cellules de la couche cachée.
- $Z$  : La matrice d'ordre  $[J L]$  des valeurs des connexions relie les cellules de la couche cachée aux cellules de la couche de sortie.
- $\otimes$  : indiquant le produit terme à terme des vecteurs.

### III.9 DIFFICULTES RENCONTREES DANS LES RESEAUX DE NEURONE A RETRO PROPAGATION

Pour des problèmes complexes, l'apprentissage peut durer des jours, voire même des semaines, en plus de ça, il peut ne pas être parfait. Les défauts d'apprentissage proviennent essentiellement de deux sources [15] :

- **La paralysie du réseau** : Durant l'apprentissage, les poids peuvent être ajustés à des très grandes valeurs, ce qui produit des sorties élevées même si la valeur de la dérivée est faible. Ce problème est théoriquement mal compris mais en général on peut l'éviter en réduisant la valeur du facteur d'apprentissage(.
- **Minimum local** : Le processus d'ajustement des poids consiste à la convergence du réseau vers le minimum global qui correspond à l'apprentissage voulu mais la courbe d'erreur présente plusieurs minimums locaux ce qui peut entraîner une capture de l'état du réseau à ce poids.

Dans le but d'éviter les problèmes d'oscillations, certains auteurs ont proposé de modifier la loi d'apprentissage en lui ajoutant un autre terme appelé moment.

- **L'algorithme de Levenberg-Marquardt** : Cette méthode est particulièrement astucieuse car elle s'adapte elle-même à la forme de la fonction de coût. Elle effectue un compromis entre la direction du gradient et la direction donnée par la méthode de Newton. En effet, si  $\eta_{k-1}$  est grand, on reconnaît la méthode du gradient (dans ce cas la valeur du pas est donnée par  $1/\eta_{k-1}$ ) et si  $\eta_{k-1}$  est petit, la modification des paramètres correspond à celle de la méthode de Newton [20].

L'apprentissage d'un réseau de neurone par l'algorithme de Levenberg-Marquardt est très sensible à l'initialisation des poids des neurones. Une mauvaise initialisation du réseau peut conduire à ce que l'optimum trouvé ne soit qu'un optimum local. Dans le cadre d'un entraînement hors ligne, cette situation peut être évitée par l'application de la validation croisée entre différents modèles ayant des paramètres d'initialisation différents [20].

1- Présenter les entrées  $x(n)$  au réseau, calculer les sorties correspondantes, le vecteur d'erreur  $e(k)$  et le calculer la fonction de coût.

$$E_n(\vec{W}) = \sum_{k=1}^n e_k^n(\vec{W}) \quad (\text{III.20})$$

$E_n$  : a fonction de cout de L'algorithme de Levenberg-Marquardt

2- calculer la matrice jacobienne  $J_n(\vec{W})$

3- mettre à jour les poids :

$$\vec{W}_{n+1} = \vec{W}_n - (J_n^T(\vec{W}_n)J_n(\vec{W}_n) + \mu_n I)J_n^T(\vec{W}_n)E(\vec{W}_n) \quad (\text{III.21})$$

$\mu_n$ : Est toujours positif, appelé coefficient de combinaison

$I$  : est la matrice identité

4- identification numérique :

$$E_n(\vec{W}_{n+1}) = \sum_{k=1}^n e_k^n(\vec{W}_{n+1}) \quad (\text{III.22})$$

Si  $E_n(\vec{W}_{n+1}) < E_n(\vec{W})$  alors  $\mu_{n+1} = \mu_{n+1} - v$  est une constante, puis retourner à l'étape 1

Si  $E_n(\vec{W}_{n+1}) > E_n(\vec{W})$  alors  $\mu_{n+1} = \mu_{n+1} + v$  puis retourner à l'étape 3 pour mettre à jour  $\mu_{n+1}$

5- Itération des étapes 2 à 4 jusqu'à avoir rencontré un critère d'arrêt.

### III.10 AJUSTEMENT NEURONALE D'UN REGULATEUR CLASSIQUE

La figure (III.10) regroupe quatre architectures de commande. Le régulateur conventionnel de type proportionnel-intégral-dérivé (PID) est pris comme exemple dans les différentes illustrations. Le schéma de commande par identification directe d'un régulateur est illustré par la figure (III.10.a), Dans ce schéma, un RNI est illustré pour faire une identification hors ligne du régulateur. Une fois cette identification est accomplie, le RNI remplacera le régulateur conventionnel dans la boucle de commande et fonctionnera en tant que RNC. Cette méthode

trouve son intérêt lorsqu'on veut s'affranchir des contraintes liées à l'implémentation des régulateurs conventionnels. [20]

La commande par apprentissage en parallèle avec un régulateur représentée par le schéma de la figure (III.10.b) est constituée d'un RNC qui fonctionne en ligne et en parallèle avec le régulateur PID. Le RNC réalise un apprentissage en ligne grâce à l'erreur calculée à partir de la consigne  $R(k)$  et la sortie du processus  $y_d(k)$ . La sortie du RNC,  $U_2(k)$ , est additionnée avec la sortie  $U_1(k)$  du régulateur conventionnel afin de la corriger. L'intérêt de ce schéma est que le RNC opère en ligne et permet de corriger les insuffisances du régulateur PID notamment lors du changement des paramètres du processus. Un autre schéma consiste en la commande par apprentissage d'un régulateur est illustré par la figure (III.10.c) Dans cette configuration, le RNC est corrigé par la sortie  $U_2(k)$  du régulateur conventionnel dans le but de minimiser cette sortie et donc d'éliminer son effet dans la boucle de commande. Après apprentissage, donc  $U_2(k)$  tend vers une très faible valeur, le RNC sera utilisé pour la commande du processus en boucle ouverte. La dernière stratégie présentée est la commande par auto-ajustement des paramètres d'un régulateur PID illustré sur par la figure (III.10.d) Dans ce schéma, les paramètres du régulateur PID ( $K_p$ ,  $K_i$  et  $K_D$ ) sont déterminés en ligne par le RNC. Ensuite, ils sont injectés dans la structure du PID afin de procéder à la régulation du processus. Cette architecture offre la caractéristique adaptative à la structure du régulateur conventionnel. Ceci permettra aux paramètres du régulateur PID de suivre en temps réel les changements des paramètres du processus.

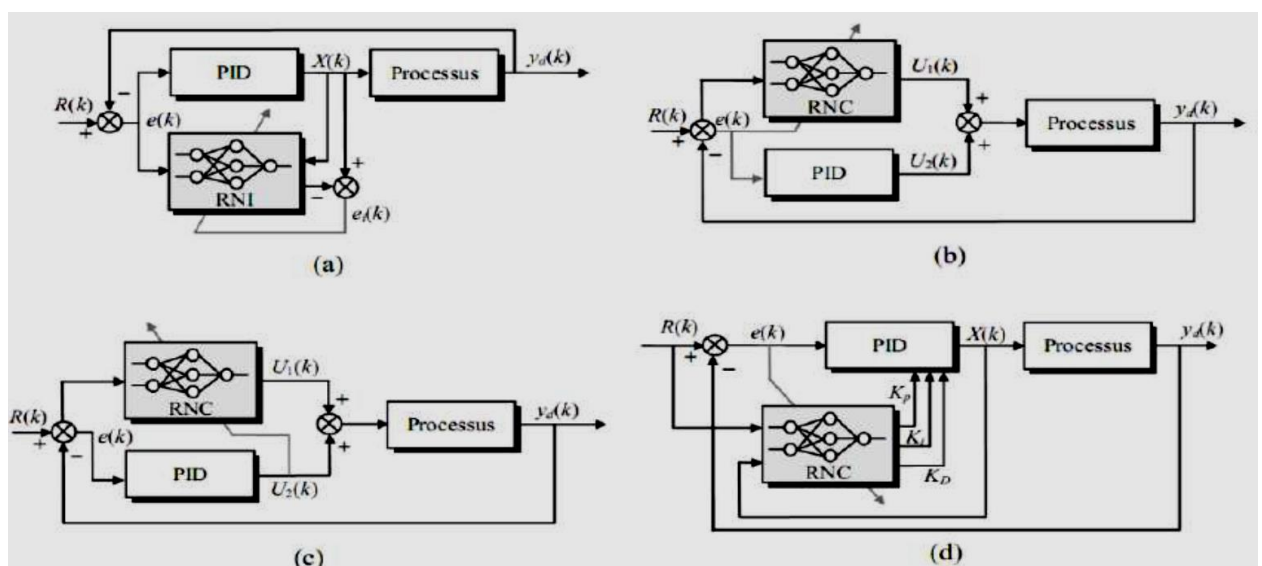


Figure III.8. Types d'ajustements d'un régulateur classique par réseaux de neurones

### III.11 QUELQUES ASPECTS PRATIQUES

La détermination et le choix du réseau optimal pour un processus donné sont des problèmes ouverts, malgré l'existence de quelques travaux, qui permettent pour une vaste classe de réseaux, de déterminer l'architecture optimale.[9,21]

- **fixer le nombre de couches cachées** Mis à part les couches d'entrée et de sortie, l'analyste doit décider du nombre de couches intermédiaires ou cachées. Sans couche cachée, le réseau n'offre que de faibles possibilités d'adaptation; avec une couche cachée, il est capable, avec un nombre suffisant de neurones, d'approximer toute fonction continue.
- **déterminer le nombre de neurones par couches cachées** Actuellement, il n'existe pas une loi qui nous dicte exactement le nombre de neurones nécessaires au niveau des couches cachées. Donc on ne sait pas comment construire le réseau, ni combien de neurones sont dans la couche cachée, ni combien de liens synaptiques. En effet, si le réseau possède un très grand nombre de poids et de neurones, le réseau est trop souple et si ce nombre est trop petit, le réseau est trop rigide et présente des mauvaises performances.
- **Test d'arrêt :** La détermination du critère d'arrêt est cruciale dans la mesure où la convergence peut passer par des minima locaux. En effet, le test d'arrêt est la mesure des performances du réseau pour savoir si la convergence du réseau est atteinte. D'une façon générale, on cherche à arrêter l'algorithme si l'erreur  $E$  est minimale c'est-à-dire si le gradient de l'erreur est proche de zéro.

Généralement, le test d'arrêt est effectué en découpant la base de données en deux parties, une base d'apprentissage (BA) et une base de test (BT), et en alternant des étapes d'apprentissage sur la (BA) et de mesure de performances sur la (BT) jusqu'à atteindre des résultats satisfaisant.

- **Taux d'apprentissage :** Ce paramètre détermine la vitesse de convergence. Si la valeur de démarrage de  $\eta$  est grande, alors on aura un apprentissage très rapide mais au prix de la création des oscillations dans l'erreur totale qui empêcheront l'algorithme de converger vers un minimum désiré. Le réseau devient instable. Dans la plupart des cas si la fonction d'erreur possède plusieurs minimums locaux, le réseau subira un blocage dans l'un d'eux. Toutes ces conditions nous obligent à commencer l'apprentissage avec une petite valeur de  $\eta$ , si on veut attendre un minimum global même si l'apprentissage est long.



Figure III.8. Développement l'erreur dans Algorithme de rétro propagation

- **Seuil de tolérance** Ce paramètre critique détermine la précision de la réponse du réseau. Théoriquement, l'algorithme doit se terminer dès que le minimum de l'erreur commise par le réseau sera atteint, correspondant à un gradient nul, ce qui n'est jamais rencontré en pratique. C'est pourquoi on fixe à priori ce seuil afin d'arrêter l'apprentissage.

### III.12 APPLICATION DES RESEAUX DES NEURONES DANS L'INDUSTRIE

Vu ses avantages les réseaux de neurones sont plus en plus utilisés dans l'industrie tel que [20] :

- la commande des systèmes électriques.
- le traitement des eaux.
- l'identification des systèmes.
- la reconnaissance des formes

### III.13 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES RESEAUX DE NEURONES

Les RNA sont une formulation mathématique simplifiée des neurones biologiques. Il sont la capacité de mémorisation, de généralisation et surtout d'apprentissage qui est le phénomène le plus important. Dans cette partie, nous allons résumer les avantages et les inconvénients de l'utilisation des réseaux de neurones dans la commande. [20]

- **Avantages :** Les principales qualités des réseaux de neurones sont leur capacité d'adaptabilité et d'auto-organisation et la possibilité de résoudre des problèmes non-linéaires avec une bonne approximation.
- **Inconvénients** La difficulté d'interpréter le comportement d'un réseau de neurones est un inconvénient pour la mise au point d'une application. Il est également hasardeux de

généraliser à partir d'expériences antérieures et de conclure ou de créer des règles sur le fonctionnement et le comportement des réseaux de neurones.

### **III.14 MISE EN ŒUVRE DES RESEAUX DE NEURONES**

Dans notre étude nous avons remplacé le régulateur de vitesse PI par un régulateur neuronal. selon le principe de la commande par identification directe d'un régulateur classique comme indique de la figure (III.10.a), Ce qui nous a permis de tester les performances des réseaux de neurone dans le contrôle de vitesse de la MSAP.

#### **III.14.1 Le choix des entrées et sorties du boite neuronale**

Dans les réseaux de neurones le choix des entrées et des sorties est une phase très importante, dans notre travail, nous avons choisis comme entrés quatre variables qui sont oméga de référence et l'erreur qui est obtenue à partir de la différence entre la vitesse de référence et la vitesse réelle, l'état précédente de la vitesse ainsi que l'état précédente du couple électromagnétique et une seule sortie qui est l'état actuelle du couple électromagnétique, les entrées de boite noire neuronale sont groupées dans un vecteur  $B$  qui est donné par :

$$B = [\Omega_{ref}; err_k; err_{k-1}; cem_{k-1}] \text{ et la sortie est donnée par } S = [cem_k]^T$$

#### **III.14.2 Description du type de réseaux de neurones**

Comme nous l'avons mentionné dans la partie théorique, il y a plusieurs types de RNA. Pour notre étude nous avons opté pour le Perceptron Multi Couches (PMC) non bouclée. En effet les techniques à base de PMC ont démontré ces dernières années leur efficacité en termes d'erreur de corrélation, Le PMC utilisé contient seulement une seule couche cachée ayant dix (10) neurones et une fonction d'activation de type soit (tangente, sigmoïde) et une seule couche de sortie possédant un seul neurone qui a une fonction d'activation (linéaire).

#### **III.14.3 Le choix de la stratégie d'apprentissage**

L'apprentissage est un aspect très important des RNA. Qui consiste à modifier les poids des connexions jusqu'à ce qu'ils ne se modifient plus que d'une façon infime. Pour notre étude, nous avons choisi un apprentissage supervisé. L'algorithme utilisé est celui de Levenberg-Marquardt. Le RNA est créé et compilé sous le logiciel MATLAB en utilisant l'outil (nnstart) et on a choisi l'utilitaire (nftool). La figure suivante montre le modèle du RNA utilisé dans notre étude.

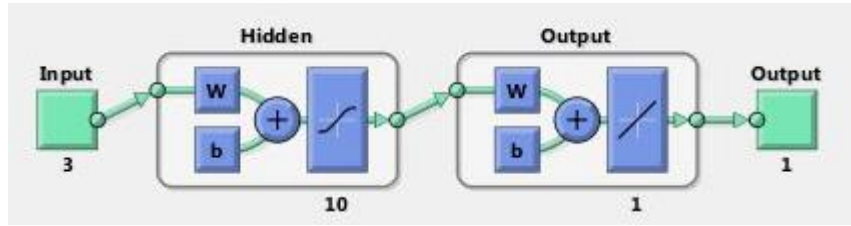


Figure III.9. Modèle du réseau de neurone utilisé.

#### III.14.4 Création de la base de données

Pour la réalisation de la base de données. On a utilisé le tableau répertorié dans l'annexe b. Cette base de données est collectée par la simulation de la commande DTC classique. Le vecteur d'entrée est formé comme suit :

On a fait varier la vitesse de référence de -100 rad/s à 100 rad/s avec un pas de 20 rad/s débute par la vitesse 40 rad/s et pour chaque valeur de vitesse de référence on a relevé les valeurs des autres variables d'entrées pendant le régime permanent du fonctionnement de la machine en charge. Pour le test en charge le couple a été varié de 3 à 5 N.m avec un pas de 1 N.m.

#### III.14.5 Réalisation d'apprentissage

Après la collection de la base de données comme expliqué précédemment, nous avons procédé à la création et l'implémentation de notre RNA sous l'utilitaire nftool ensuite nous avons procédé à l'étape de l'apprentissage. Les figures suivantes montrent les performances de l'apprentissage effectué. Ces résultats sont obtenus après plusieurs entraînement de notre réseau de neurone.

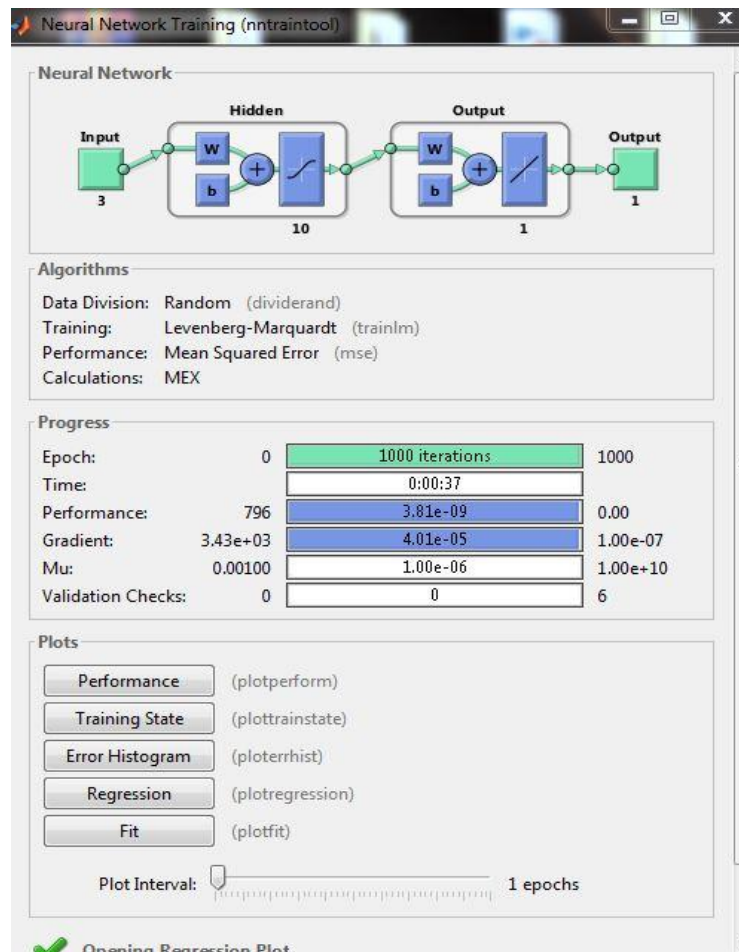


Figure III.10. Fenêtre d'entraînement de réseau de neurones

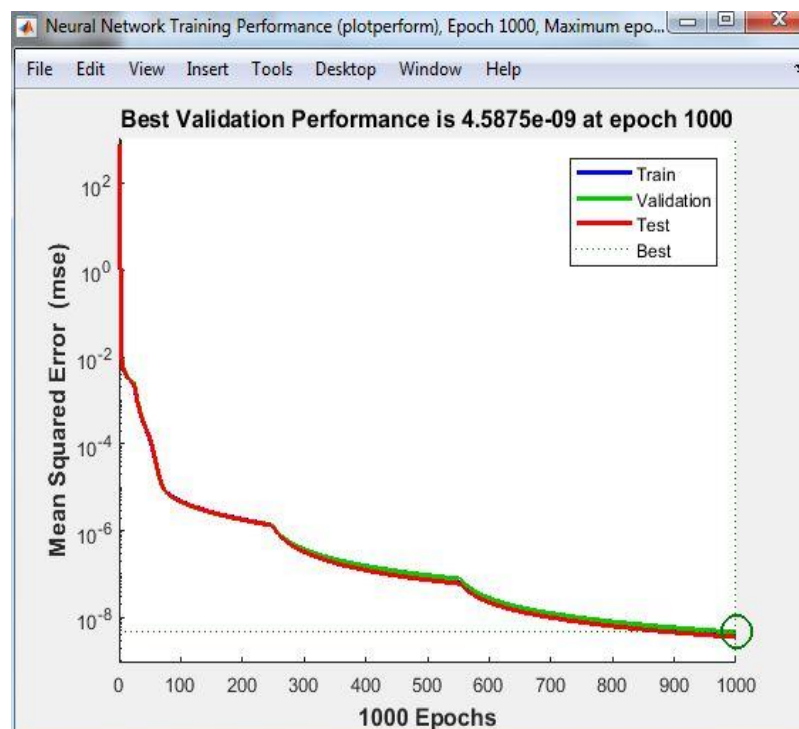


Figure III.11. Evolution d'erreur d'apprentissage

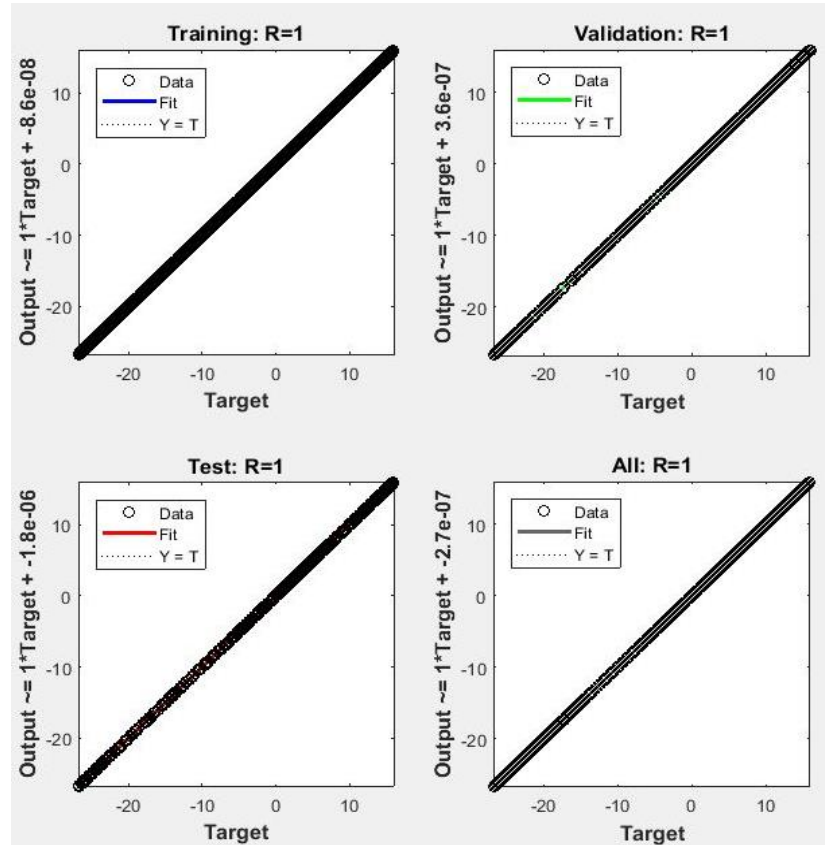


Figure III.12. Régression entre la sortie et le Target

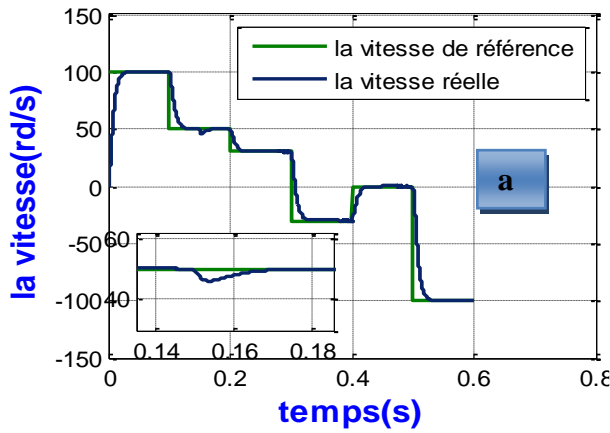
- **Interprétation des résultats**

- L'outil (nftool) dispose des critères de progression automatiques pour la fin d'apprentissage, dans notre travail, le critère d'arrêt est l'indice de validation  $Iv=6$  itération qui correspond à l'itération  $Ir=1000$  et l'erreur globale acceptable  $Em= 3.81*10^{-9}$ .
- La figure (III.11) indique l'évolution des erreurs de l'entraînement, test et la validation qui procèdent en parallèle, Ils commencent par une valeur d'erreur élevée, puis diminuent rapidement jusqu'à atteindre la courbe de validation.
- La figure (III.12), montre la régression des valeurs de sortie  $Y=Cem(k)$  calculées par notre RNA et ceux désirées  $Cr=T=Cemref$ , où nous remarquons les points sont positionné sur la droite  $Y=T$  (cible), cela signifie que la sortie calculée par RNA égale celle désirée. Donc le rapport entre ces deux sorties (calculée et désirée) est proche de 1. Cela démontre un bon apprentissage de notre RNA.
- La raison du réentraînement plusieurs fois pour obtenir de bons résultats est la sélection aléatoire des poids initiaux par logiciel Matlab.



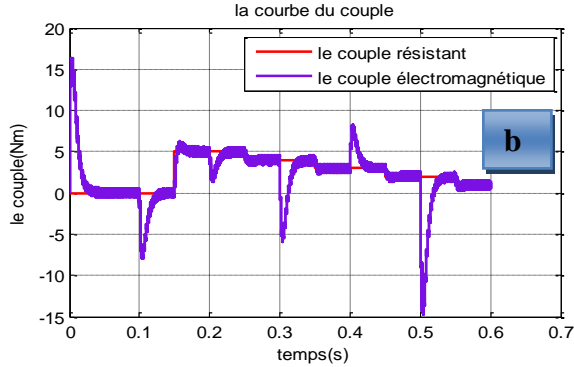
**DTC neuronal**

**la courbe du vitesse**



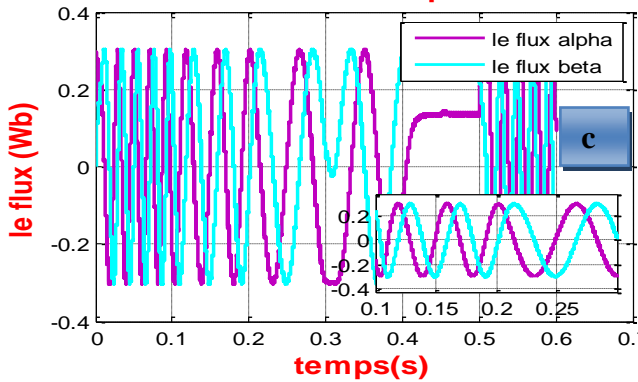
temps(s)

**la courbe du couple**



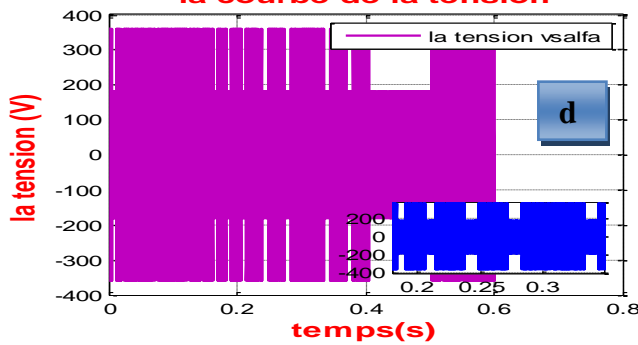
temps(s)

**flux statorique**



temps(s)

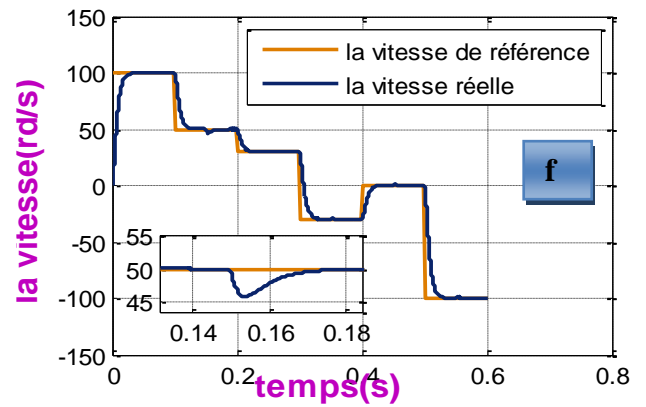
**la courbe de la tension**



temps(s)

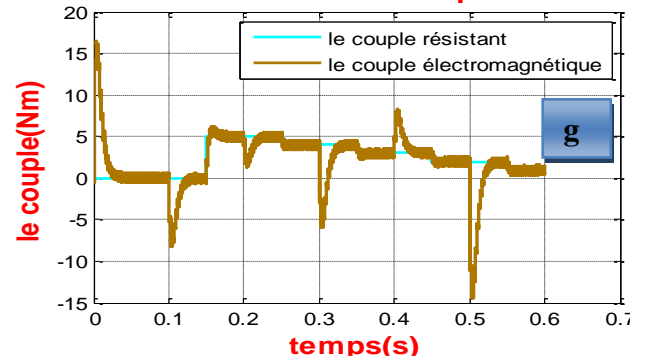
**DTC PI**

**la courbe du vitesse**



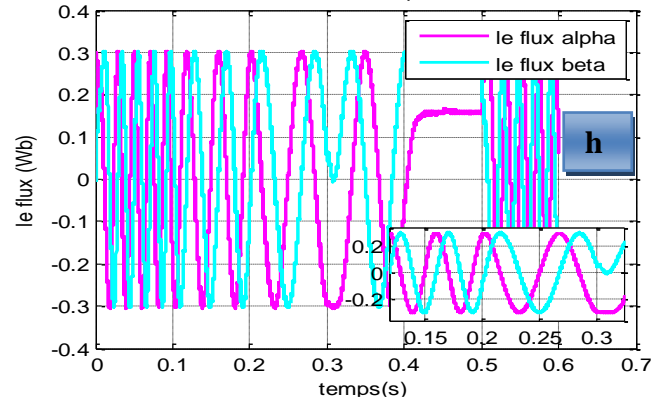
temps(s)

**la courbe du couple**



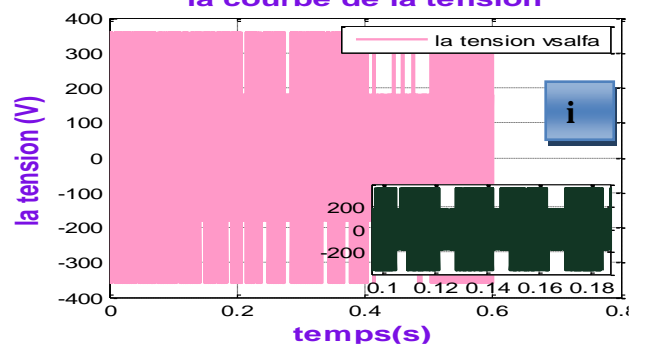
temps(s)

**flux statorique**



temps(s)

**la courbe de la tension**



temps(s)

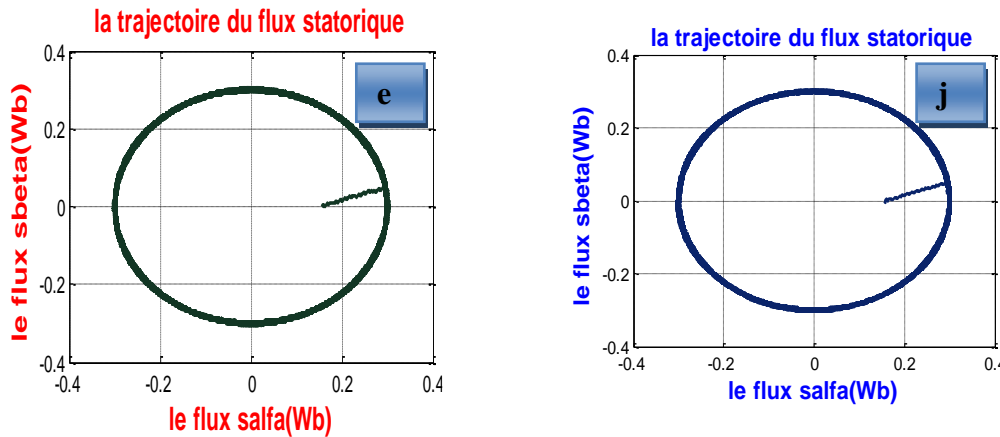


Figure III.14. Résultats de l'étude comparative entre la DTC avec contrôleur PI et la DTC avec contrôleur neuronal RNA

### III.17. Interprétation des résultats de l'étude comparative entre la DTC avec contrôleur PI et la DTC avec contrôleur neuronal RNA

- L'allure de vitesse dans le cas du régulateur neuronal et le régulateur PI sont presque identiques au début mais après le changement de sens de rotation on constate l'efficacité du contrôleur neuronal puisque il y a une petite différence dans le temps de réponse puisque quand on a changé le sens de rotation le temps de réponse du moteur en fonctionnement de la DTC neuronal est petit par rapport à celui quand le moteur fonctionne en DTC PI et on remarque aussi que quand on applique la charge le régulateur neuronal compense bien les harmoniques et les pics de la charge il est presque nul mais au contraire le régulateur PI l'effet de la charge est remarquable.
- Les courbes de ( $C_{em}$ ), (flux alpha et flux beta), ( $V_{\alpha}$ ), (la trajectoire du flux) ainsi que le courant  $I_s$  sont presque identiques par rapport à celles du régulateur PI, Cependant, il y a une légère différence dans les régimes transitoires et aux moments de changement du sens de rotation des vitesses.
- Finalement l'amélioration des résultats, reste toujours possible (objectif à atteindre) par l'amélioration des paramètres de réseaux de neurones artificiels utilisés, on prend comme exemple l'introduction de nombre de couches cachées suffisant
- Création d'une base de données importante conduira à l'amélioration des résultats.
- Dans ce travail, si nous prenons chaque fois plusieurs valeurs de la sortie (Target) à différents moments, au lieu de prendre la valeur finale seulement (régimes permanents), nous éliminerons le problème des régimes de transition.

**III.18. Tableau de comparaison :**

	Controleur PI	Controleur neuronal
Temps de reponse	<b>0.015</b>	<b>0.015</b>
THD de courant i alpha	<b>32.65 %</b>	<b>31.34</b>
Influence a Couple électromagnétique	<b>PI minimise les ondulations de couple mais il ne peut pas éliminer les oscillations ou le pic de couple de charge carrément il diminue</b>	<b>RNA il est éliminé les ondulation et les oscillations même la charge est influer pas au moteur</b>

Tableau.III.1. etude comparative entre les performances de régulateur PI et neuronal

**III.19. CONCLUSION**

Dans le chapitre précédent, nous avons appliqué la commande DTC à base d'un régulateur de vitesse PI classique et nous avons obtenus des résultats idéaux après avoir calculé ses caractéristiques  $K_P$  et  $K_i$ . Dans ce chapitre, on à appliquer la commande par identification directe du régulateur PI par un modèle RNA. Les résultats obtenus par le régulateur RNA sont très similaires à ceux obtenus par le régulateur PI classique.

Les résultats obtenus par le régulateur RNA sont généralement satisfaisants, mais il reste encore un travail important pour développer des nouvelles techniques pour le choix de ses paramètres, car il n'y a pas d'une règle générale pour choisir les paramètres du réseau de neurones (le taux d'apprentissage, le nombre de neurones dans les couche cachées,...etc.), comme Il est également nécessaire de trouver un moyen de sélectionner les entrées et les sorties de manière plus approfondie afin que la commande soit mieux réalisée.

# Conclusion Général

# Conclusion Générale

---

## Conclusion Générale

Le but de ce travail tourne autour d'un outil indispensable et très important dans l'industrie, le moteur synchrone triphasé à aimants permanents. Pour cela, une étude approfondie s'avère nécessaire pour le contrôler. Nous avons commencé notre travail par la modélisation de cette machine et ces convertisseurs ou variateur de fréquence (onduleur), leurs modèles mathématique ont été utilisés pour l'élaboration la techniques de commande DTC afin d'assurer un contrôle précis et continu de puissance mécanique générée (la vitesse et le couple) tout en garantissant une stabilité, une rapidité de poursuite avec une erreur statique nul, et obtenir un rendement élevé du système et une qualité de contrôle optimale.

Dans le premier chapitre, nous avons mené une étude mathématique sous forme de modélisation de la chaine composée par une machine synchrone à aimants permanents et un convertisseur variateur de fréquence (onduleur) qui vont piloter son stator.

L'alimentation de la machine seule ne répond pas toujours aux exigences d'entraînement à vitesse variable, par conséquent elle doit être associée à une commande.

Dans le deuxième chapitre a fait l'objet d'une étude théorique en exposant les principes généraux du contrôle direct du couple (DTC), l'étude par simulation numérique du fonctionnement de la structure du contrôle direct du couple. Avec un régulateur PI et améliorer les performance de DTC a six secteur avec l'augmentation des secteurs à 12 secteurs d'autres part d'inconvénient de cette commande dans certain cas le régulateur PI , devient insuffisant pour répondre aux performances exigées en particulier si les problèmes étudiés sont non linéaires est d'obliger d'améliorer ce régulateur on le changer par un contrôleur neuronal RNA ,les réseaux de neurones artificiels peuvent résoudre ce type de problèmes complexes.

Finalement le troisième chapitre montre la description et l'historique des réseaux de neurones et comment faire une base de donnée pour créer une boîte neuronale, une simulation se faite sous MATLAB (Simulink) de la DTC basée sur le contrôleur pi-neuronale pour faire l'étude comparative entre la DTC classique et la DTC basée sur le contrôleur pi-neuronale.

Ce travail nécessite quelques développements, en particulier en ce qui concerne le choix des entrées et des sorties et le choix de la structure de réseau et des paramètres d'apprentissage appropriées. Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, concerne la commande de la vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent par un régulateur neuronal. Les résultats obtenus prouvent la validité du régulateur RNA utilisé dans notre étude.

## Conclusion Générale

---

Pour l'amélioration des résultats obtenus par l'utilisation des régulateurs neuronaux nous proposerons une étude pratique de type de régulateur, où il faut le filtrage des signaux des entrées mesurés et doit faire une large base de données.

# Annexes

# Annexes

## Annexes a

<b>Paramètre de la machine synchrone aiment permanent</b>	
Résistance statorique	1.4
L'inductance axe d	0.0066
L'inductance axe q	0.0058
Flux permanent	0.1546
Nombres de pôles	3
Moment d'inertie	0.00176
Coefficient de frottement visqueux	0.00038818
L'alimentation (V)	220/380
La fréquence (Hz)	50
Le couple résistant (N.m)	5
La vitesse nominal (rad/s)	105

## Annexes b

### La base de données

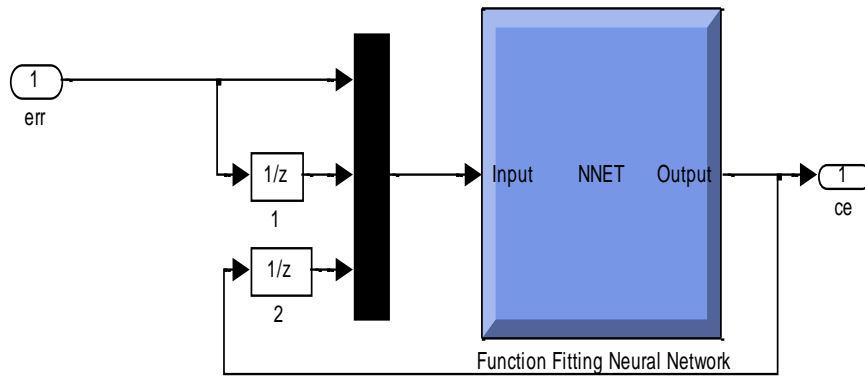
omega	cr	err_k	err_k1	cem_k1	cem
100	5	0,007046	0,008565	5,14	5,141
80	5	0,01675	0,01587	5,1	5,099
60	5	0,009253	0,009458	5,085	5,086
40	5	0,01768	0,01818	5,087	5,086
30	5	0,001615	0,00168	5,043	5,043
100	4	0,01335	0,01248	4,156	4,157
80	4	0,01022	0,0103	4,123	4,123
60	4	0,007367	0,008316	4,079	4,06
40	4	0,00425	0,003148	4,069	4,07
100	3	0,008479	0,008476	3,146	3,146
80	3	0,01922	0,01924	3,134	3,134
60	3	0,01172	0,01207	3,08	3,08
40	3	0,01604	0,01715	3,083	3,082
-100	5	0,001535	0,001745	4,857	4,857

# Annexes

-80	5	0,005474	0,006172	4,893	4,892
-60	5	0,01709	0,01679	4,931	4,931
-40	5	0,007827	0,008885	4,939	4,94
-100	4	0,001305	0,0002392	3,866	3,867
-80	4	0,005592	0,006634	3,89	3,889
-60	4	0,01755	0,01757	3,929	3,929
-40	4	0,003204	0,003979	3,945	3,946
-100	3	0,008952	0,0091156	2,854	2,851
-80	3	0,005402	0,004567	2,885	2,884
-60	3	0,005925	0,00525	2,907	2,906
-40	3	0,00374	0,00244	2,946	2,945

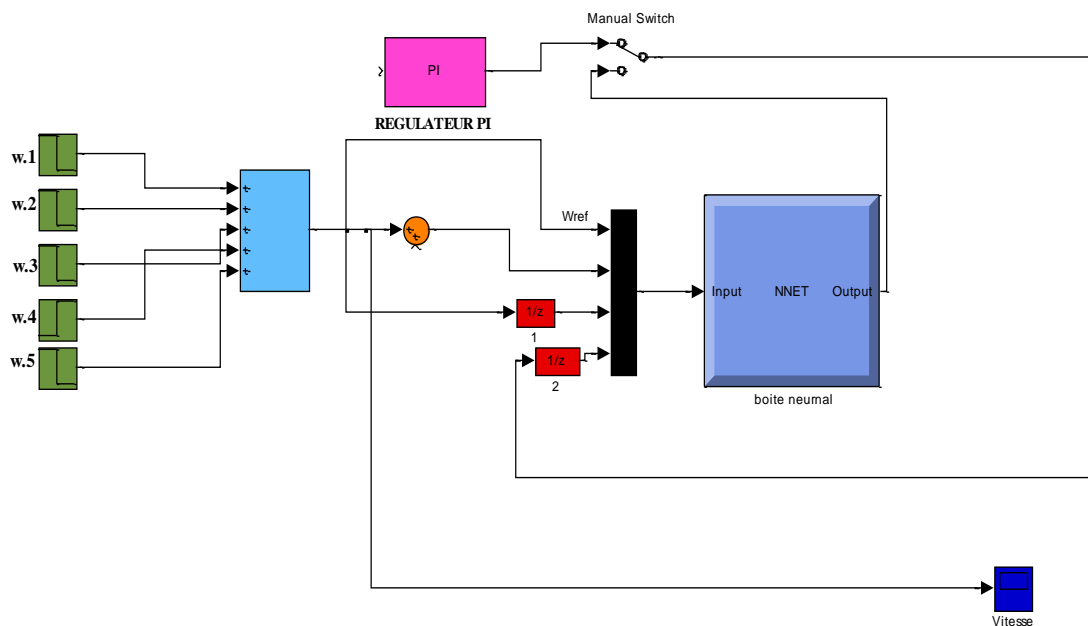
## Annexes c

### La boîte neuronale



## Annexes d

### Schéma block des entrées et les sorties de boîte neuronale avec regulateur PI



# Références et bibliographies

## Références et Bibliographie

---

- [1] NABTI Khalil, 'Stratégies De Commande et Techniques Intelligentes Appliquées Aux Machines De Type Synchrones', Thèse Magister, Université Mentouri de Constantine 2010
- [2] MESLOUB Hayette,' Commande DTC Prédicative d'Une Machine Synchrones à Aimants Permanents', Thèse Doctorat, Université de Biskra 2016
- [3] Amor KHLAIEF,' Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants permanents,
- [4] Merzoug Med salah,' Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)', Thèse Magister, Université de de Batna
- [5] Kemmassi Belkhir, 'Etude des Techniques de Commande de la Machine Synchrones avec Minimisation des Pertes', Thèse Magister, Université d'Oum El Bouaghi 2005
- [6] BELKACEM Sebti, 'Contribution à la Commande Directe du Couple de La Machine à Induction', Thèse Doctorat, Université de Batna 2005
- [7] Mme Tamrabet Hanene, « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone », mémoire de magister, Batna, 2006.
- [8] O. DJOUDI, R.ABOUBEKR « Application des réseaux de neurone pour la caractérisation géométrique d'un défaut 3D par courant de foucault », mémoire master, université Kasdi Merbah Ouargla, 2014-2015
- [9] N. OUKACINE « Utilisation des réseaux de neurones pour la reconstitution de défauts en évaluation non destructive », mémoire magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, 03/07/2012
- [10] Boubekri B,Khechkhouche A , « commande d'une machine monophasé par réseaux de neurones » Thèse d'ingénieur, ENP, Alger 2002.
- [11] Walczina A .M “ problème of application of direct flux and torque control methods to high power” Bologna.1994
- [12] Messaoudi A , « modélisation et commande d'un moteur synchrone », Thèse de magister , university de Batna 2001.
- [13] H.Rezine, A. Derbane, K. Ben Mansoure, "Nouvelle approche d'un contrôleur flou pour la commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents,".

## Références et Bibliographie

---

- [14] Carlos Canudasde wit, "Commande des Moteur Asynchrones. Volume1, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC,". Paris, Hermès Science publications, 2000.
- [15] Bennia O, Mohamadi L , « identification des systemes non lineares par réseaux de neurones », université de M'sila 2002.
- [16] C. Touzet, "Les Réseaux De Neurones Artificiels", Juillet 1992,
- [17] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, France, 1999.
- [18] Y. le Cun, « Modèles Connexionnistes de l'Apprentissage », Thèse de Doctorat, Université Pierre et Marie Curie, Paris, France, 1987.
- [19] Hervé A, « les réseaux de neurones » ,université de Grenoble 1994.
- [20] M.HAMIDA « Introduction aux Méthode de Contrôle Intelligent », Chargé de cours, 2014/2015
- [21] O. DJOUDI, R.ABOUBEKR « Application des réseaux de neurone pour la caractérisation géométrique d'un défaut 3D par courant de foucault », mémoire master, université Kasdi Merbah Ouargla, 2014-2015