

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
جامعة عمار تليجي بالأغواط
UNIVERSITE AMAR TELIDJI DE LAGHOuat



كلية التكنولوجيا
Faculté De Technologie
قسم الإلكترونيات
Département d'électrotechnique

Domaine : Sciences et Technologies ST
Filière : Électrotechnique ELT
Spécialité : Commandes Électriques CE

مذكرة نهاية الدراسة لنيل شهادة ماستر
Mémoire de fin d'étude pour l'obtention du Master

Thème

الموضوع

ÉTUDE D'UNE DTC NEURONALE APPLIQUEE AU MAS

Présenté par : BENZAAD NADIR et CHABIRA TAHER

Devant le jury composé de :

KOUZI Katia

AMEUR Aissa

MOKHTARI Bachir

BIRAME M'Hamed

Pr.

Pr.

MCA

MCA

Présidente

Examineur

Encadreur

Co-Encadreur

ملخص

سمح التقدم في مجالات علوم الكمبيوتر و إلكترونيات الإستطاعة بظهور العديد من استراتيجيات التحكم الشعاعي للمحركات الكهربائية مثل المحرك اللائزمني ثلاثي الأطوار، من بين هذه الاستراتيجيات التي حققت نجاحاً كبيراً في القطاع الصناعي طريقة التحكم المباشر لعزم الدوران و المعروفة اختصاراً بـ (دي تي سي). يعتمد هذا التحكم على معرفة الاختلافات بين تدفق الجزء الثابت ومرجعه وعزم دوران المحرك ومرجعه. تحد هذه الاختلافات نطاقات يحددها مقارنة للتخلفية ، مما يؤدي إلى تموجات على مستوى قيم التحكم. في هذا العمل المقدم نقترح استبدال مقارنات التخلفية بوحدة تعتمد على الشبكات العصبية الاصطناعية من أجل تقليل هذه التموجات. النتائج التي تم الحصول عليها بالمحاكاة موضحة في الفصل الأخير وتبين فعالية هذا الاقتراح.

الكلمات المفتاحية : محرك لائزمني ، دي تي سي ، الشبكة العصبية الاصطناعية.

Résumé

Le progrès dans les domaines informatique et l'électronique de puissance a permis l'apparition de plusieurs stratégies de commandes vectorielles des moteurs électriques tels que le moteur asynchrone triphasé (MAS) , parmi ces stratégies qui ont un succès considérable dans le secteur industriel, la commande directe du couple connue sous l'abréviation DTC. Cette commande est basée sur la connaissance des écarts entre le flux statorique et sa consigne et le couple moteur et sa référence. Ces écarts sont bornés par des bandes déterminées par deux comparateurs à hystérésis ce qui crée des fluctuations aux niveaux des grandeurs de commandes. Dans ce présent travail nous proposons de remplacer ses comparateurs à hystérésis par un bloc à base de réseaux neuronaux artificiels (RNA) afin de réduire ces fluctuations. Les résultats obtenus par simulation sont illustrés au dernier chapitre et montrent l'efficacité de cette proposition.

Mots clés : MAS, DTC, RNA.

Abstract

Progress in the fields of computer science and power electronics has allowed the appearance of several vector control strategies for electric motors such as the three-phase induction motor (IM), among those strategies which have had considerable success in the industrial sector, the direct torque control known by the abbreviation DTC. This control is based on knowledge of the differences between the stator flux and its reference and the motor torque and its reference. These deviations are bounded by bands determined by two hysteresis comparators, which creates ripples in flux and torque. In this present work we propose to replace its hysteresis comparators by a block based on artificial neural networks (ANN) in order to reduce these fluctuations. The results obtained by simulation are illustrated in the last chapter and show the effectiveness of this proposal.

Keywords: IM, DTC, ANN.

Dédicace

Ce travail est dédié à nos grands-mères et grand-père,
Nos très chères mères,
Nos très chers pères,
Nos sœurs et frères,
Tous les membres de nos familles,
Tous les enseignants du département d'électrotechnique,
Et à tous nos amis d'électrotechnique et spécialement les
étudiants de la promotion 2021,

Remerciements

Qu'Allah accepte nos remerciements, car avec sa grâce que nous vivons ces moments heureux aujourd'hui, *Elhamdoulillah*.

Nous tenons tout d'abord à remercier notre encadreur monsieur MOKHTARI Bachir pour sa proposition du thème, sa disponibilité et pour ses orientations judicieuses afin d'accomplir notre travail dans des bonnes conditions. Nous tenons aussi à remercier monsieur BIRAME M'hamed d'avoir participé à l'encadrement de ce travail et pour sa disponibilité durant sa réalisation.

Nos remerciements vont aussi au jury composé de Mme KOZZI Kattia, en tant que présidente du jury et monsieur AMEUR Aissa, en tant qu'examineur et qui ont accepté l'expertise de notre travail.

Egalement, nous remercions tous nos enseignants du primaire jusqu'à l'université, sans eux nous n'aurions pas eu cette belle occasion dans notre vie.

Enfin, nous remercions tous nos amis et nous exprimons notre profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

BENSAAD NADIR et CHABIRA TAHER

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GÉNÉRALE	2
SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS.....	5
LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX	6
Chapitre I : Modélisation du MAS	
I.1. INTRODUCTION.....	9
I.2. GENERALITES SUR LE MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE A CAGE	9
I.2.1 DEFINITION	9
I.2.2 CONSTITUTION DU MAS	9
I.2.3 LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DU MOTEUR ASYNCHRONE	10
I.3. MODELISATION DU MAS	12
I.3.1 EQUATIONS DU MAS GÉNÉRALISÉES	12
I.4. TRANSFORMATION DE PARK.....	15
I.4.1 APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK	16
I.4.2 REFERENTIEL LIE AU STATOR (α, β)	17
I.5. ALIMENTATION DU MAS	19
I.6. FORME D'ÉTAT DU MODÈLE DU MAS DANS LE REPÈRE (α, β).....	19
I.7. CONCLUSION.....	20
Chapitre II : Commande directe de couple du MAS	
II.1. INTRODUCTION	22
II.2. PRINCIPE DE LA DTC.....	22
II.3. PRINCIPE DU CONTROLE DIRECT DU FLUX.....	23
III.3.1 CONTROLE DU VECTEUR FLUX STATORIQUE	23
II.4. PRINCIPE GÉNÉRAUX DU CONTROLE VECTORIEL DE COUPLE	24
II.5. CHOIX DU VECTEUR DE TENSION	25
II.6. LES ESTIMATEURS.....	27
II.6.1. ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE	27
II.6.2. ESTIMATION DE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE	28
II.7. ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE	28
II.7.1 ELABORATION DU CONTROLEUR DE FLUX	28
II.7.2 ELABORATION DU CONTROLEUR DE COUPLE	29
II.7.3 CORRECTEUR A DEUX NIVEAUX	29
II.7.4 COMPARATEUR A TROIS NIVEAUX	29
II.8. ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION	31
II.9. STRUCTURE GÉNÉRALE DU CONTROLE DIRECT DE COUPLE.....	31
II.10. CONCLUSION.....	31
Chapitre III : Réseaux de Neurones	
III.1. INTRODUCTION	34
III.2 GENERALITES	34
III.2.1 NEURONE BIOLOGIQUE	35
III.2.2 NEURONE FORMEL	35
III.3. ARCHITECTURE DE RESEAUX DE NEURONES	37
III.3.1 LES RESEAUX DE NEURONES BOUCLES	37
III.3.2. LES RESEAUX DE NEURONES NON BOUCLES	38
III.4. APPRENTISSAGE D'UN RESEAU NEURONAL ARTIFICIEL	38
III.4.1 APPRENTISSAGE SUPERVISE	39
III.4.2 APPRENTISSAGE NON SUPERVISE	39
III.5. LES RESEAUX DE NEURONES LES PLUS UTILISÉS	40

III.5.1. MODELE DE PERCEPTRON	40
III.5.2. LE PERCEPTRON SIMPLE (MONOCOUCHE)	40
III.5.3. PERCEPTRON MULTI COUCHES (PMC)	41
III.6. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES RESEAUX DE NEURONES	42
III.6.1 AVANTAGE DES RESEAUX DE NEURONES	42
III.6.2 INCONVENIENTS DES RESEAUX DE NEURONES	42
III.7. CONCLUSION	42
Chapitre IV : Etude Comparative entre DTC et DTCN	
IV.1. INTRODUCTION	45
IV.2. SCHEMA DE SIMULATION	46
IV.3. RESULTATS DE SIMULATION	53
IV.4. CONCLUSION	56
CONCLUSION GENERALE	58
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	60

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le moteur asynchrone (MAS) est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie ; il est peu couteux ; on le fabrique en grande série. Il est robuste et son entretien, il présente quelques inconvénients à cause de la complexité de son asservissement, surtout dans les applications à vitesse variable ou lorsqu' il s'agit de faire varier celle-ci de manière continue. Cependant, depuis quelques années, la commande des machines électrique a acquis une importance considérable avec l'apparition des convertisseurs statiques. [ZH09]

La DTFC (Direct Torque and Flux Control), ou populairement connue par DTC, est apparue au milieu des années quatre-vingt, spécialement par les deux chercheurs Isao Takahashi et Toshihiko Noguchi. Elle s'est appuyée essentiellement sur des hypothèses simples, qui la rendaient ainsi facile à implanter. Elle est caractérisée par une rapidité de réponse du couple, une insensibilité vis-à-vis de la dérive paramétrique rotorique, notamment la constante de temps, et une convenance systématique à la commande de vitesse sans capteur. [BM14]

On s'intéresse à l'amélioration des performances de la commande DTC appliquée aux machines tournantes. Il faut signaler que la commande DTC présente un inconvénient majeur qui est lié surtout à l'existence des ondulations importantes dans le couple et le flux statorique. Dans ce cadre, on propose une solution à ces problèmes par l'utilisation de la notion d'apprentissage par les réseaux de neurones. Le présent travail a pour but de remplacer les deux comparateurs à hystérésis par un comparateur neuronal dans le but d'éliminer l'effet négatif des bandes d'hystérésis.

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

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation du moteur électrique choisi pour l'étude qui est le MAS. Ce choix est justifié par sa large utilisation dans l'industrie. La modélisation est la description mathématique du système, elle nous aide à traiter le problème par simulation. Plusieurs modèles alors sont conçus, et nous garderons que celui écrit dans l'espace de Park lié au stator.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons le principe de la DTC classique appliquée au MAS telle qu'elle est décrite par leur fondateur en 1986.

Le troisième chapitre sera un espace culturel qui montre la notion de modèle biologique et neurone formel et les réseaux de neurones artificiels. Nous illustrons des architectures connues de ces réseaux neuronaux, Leurs types d'apprentissage et nous rappellerons

l'architecture des réseaux de neurones artificiels les plus utilisés (Perceptron Multi Couches (PMC).

Dans le quatrième et dernier chapitre, nous présenterons une étude par simulation de la DTC conventionnelle comparée à celle associée au RNA. Les RNA utilisés dans ce mémoire remplacent la table de vérité conventionnelle (cette table à base des RNA est développée dans un autre travail sous la direction de monsieur l'encadreur) et remplacent aussi les deux comparateurs à hystérésis et ceci est la contribution de ce travail pour améliorer la DTC.

A la fin de ce travail, nous donnerons une conclusion générale qui récapitule l'essentiel de ce manuscrit et nous donnerons aussi nos perspectives envisagées.

ABRÉVIATIONS ET SYMBOLES

ABREVIATIONS ET SYMBOLES

δ	L'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique
ψ	L'angle entre l'axe (d) du repère de Park et l'axe de la phase (a) du système triphasé.
(α, β)	Axes d'un repère lié au stator
$\varepsilon_{\phi\sigma}$	Largeur de la bande d'hystérésis de flux
$\varepsilon_{X_{elm}}$	Largeur de la bande d'hystérésis de couple
DTCN	DTC à comparateur à Hystérésis Neuronal et à sélecteur Neuronal
C_{elm}	Couple électromagnétique
E	Tension de bus continue à l'entrée de l'onduleur
F	Coefficient de frottement visqueux du MAS
$I_{a, b, c}$	Courants absorbés par le moteur
$I_{s, r}$	Courant statorique/rotorique
J	Moment d'inertie total sur l'arbre du moteur
$[L_s], [L_r]$	Les matrices des inductances propres statoriques/rotoriques
MAS	Machine (Moteur) Asynchrone
$[M_{sr}]$	La matrice des inductances mutuelles stator/rotor
RNA	Réseau de Neurones Artificiel
$R_{s, r}$	Résistance statorique ou rotorique
$T_{s, r}$	Constante de temps statorique / rotorique
V_i	Tension délivrée par l'onduleur ($i=1, 2, 3, \dots, 6$)
$\omega_{\rho\phi}$	Pulsation référentielle
$\omega_{\sigma, \rho}$	Pulsation statorique/rotorique
$\phi_{\sigma, \rho}$	Flux statorique/rotorique
θ	Angle de l'axe de repère de Park par rapport à l'axe (a) du système triphasé
ΔC_{elm}	Erreur (écart) de couple
$\Delta \phi_s$	Erreur (écart) de flux statorique

LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX

Figure I.1 : Moteur asynchrone (à induction).	10
Figure I.2 : Représentation du MAS triphasé.	11
Figure I.3 : Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de Park).	15
Figure I.4 : Schéma bloc du MAS alimenté en tension.	19
Figure II.1 : Evolution du flux statorique.	23
Figure II.2 : Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i=1...6$.	26
Figure II.3 : (a) - Sélection des tensions correspondantes au contrôle du flux. (b) – Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.	28
Figure II.4 : Correcteur à hystérésis à trois niveaux du couple.	30
Figure II.5 : Structure générale d'une DTC appliquée au MAS.	31
Figure III.1 : Structure d'un réseau de neurone biologique.	34
Figure III.2 : Schéma simplifié d'un neurone biologique.	35
Figure III.3 : Modèle d'un neurone formel.	36
Figure III.4 : Différents types de fonctions d'activation pour le neurone formel : a- Fonction à seuil (S : valeur de seuil), b- linéaire par morceaux, c- sigmoïde.	36
Figure III.5 : Réseaux de neurone bouclés.	37
Figure III.6 : Réseaux de neurone non bouclés.	38
Figure III.7 : Principe de l'apprentissage supervisé.	39
Figure III.8 : Principe de l'apprentissage non supervisé.	40
Figure III.9 : Réseaux de neurones les plus utilisés.	40
Figure III.10 : Modèle d'un perceptron simple.	41
Figure III.11 : Exemple de réseau de type perceptron Multi-Couche.	41
Figure IV.1.a : Schéma bloc de la commande DTC conventionnelle du MAS.	46
Figure IV.1.b : Bloc de la table de vérité avec les calculs des écarts de flux et du couple par comparateurs à hystérésis.	46
Figure IV.2 : Schéma bloc de la commande DTC conventionnelle du MAS avec comparateurs à Hystérésis avec deux vecteurs t_1 et t_2 .	47
Figure IV.3 : Base de données pour création des réseaux de neurones sous Simulink.	47
Figure IV.4 : Imports du Input data t_1 et Target data t_2	48
Figure IV.5 : Paramètres de network 1 créé.	49
Figure IV.6 : L'opération et l'évolution d'apprentissage.	50
Figure IV.7 : Convergence de la sortie de RNA vers sa cible (Target).	51
Figure IV.8 : Export des variables t_2 , network1 et network-outputs dans l'espace de travail de Matlab.	51
Figure IV.9 : Bloc RNA créé	52
Figure IV.10.a : Schéma des blocs à RNA associés à la DTCN	52

Figure IV.10.b : Schéma global de la DTC équipée par des blocs à RNA.	53
Figure IV.11 : Le couple électromagnétique développé par le MAS.	53
Figure IV.12 : Le module de flux statorique du MAS.	53
Figure IV.13 : La vitesse de rotation du MAS.	54
Figure IV.14 : La trajectoire de vecteur de flux statorique.	54
Figure IV.15 : Les courants absorbés par le MAS.	55
Figure IV.16 : Trajectoire de vecteur de tension.	55
Tableau II.1 : Table généralisée des vecteurs de tension.	30
Tableau II.2 : Table de vérité de la DTC conventionnelle.	31
Tableau IV.1 : Paramètres du système simulé.	56

Chapitre I : Modélisation du MAS

I.1 INTRODUCTION

Le système d'entraînement du moteur asynchrone intègre l'alimentation, le convertisseur statique, le moteur et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. De ce fait, une modélisation du moteur asynchrone, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande, est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes car, d'une part, leur formulation mathématique est difficile, voire même impossible, d'autre part, leur incidence sur le comportement du moteur est considérée comme négligeable, ou du moins, dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement du moteur. Nous commençons donc, dans un premier temps, par citer les hypothèses simplificatrices; puis nous donnerons les équations qui traduisent le modèle réel du moteur triphasé après une brève mise au point de certaines conventions. Nous présenterons ensuite, le modèle général de Park, duquel, nous déduirons après un choix judicieux du repère adéquat à la commande étudiée, le modèle du moteur commandé en tension [AC08].

Dans ce chapitre on va présenter la modélisation du moteur asynchrone triphasé à cage.

I.2 GENERALITES SUR LE MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ À CAGE

I.2.1 DEFINITION

Le moteur asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, le moteur asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [MI14].

I.2.2 CONSTITUTION DU MAS

Le MAS est constitué des principaux éléments suivants (voir la figure(I.1)) [MI14] :

- Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer ;
- Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre du moteur portant un enroulement injecté ;
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien du différent sous-ensemble.

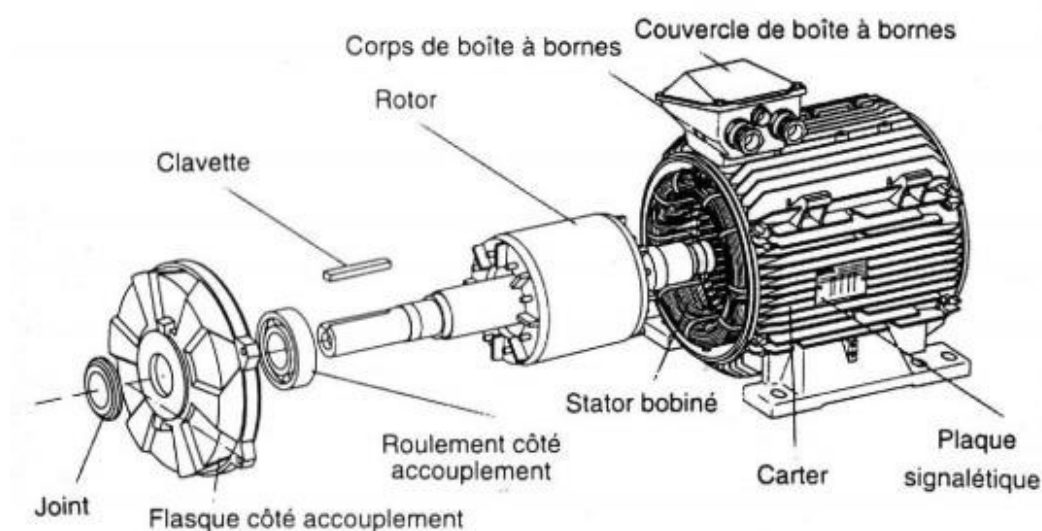


Figure I.1 : Moteur asynchrone (à induction). [MI14]

I.2.3 LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DU MOTEUR ASYNCHRONE

A, Les avantages

- Peu coûteux ;
- Robuste ;
- Fiable ;
- Economique ;
- Fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente ;
- C'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor) ;

- Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique ;
- Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement en général ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide il est négligeable le plus souvent ;
- Son démarrage ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance, par contre, pour les moteurs de fortes puissances, il faut le démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

B, Les inconvénients

- Les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple ;
- Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas ;
- On ne peut pas connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator ;
- L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator ;
- La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres.

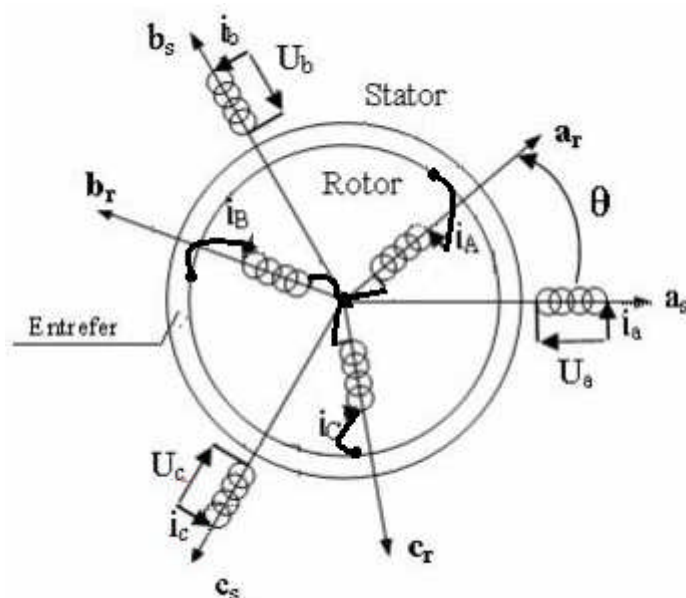


Figure I.2 : Représentation du MAS triphasé.

I.3 MODELISATION DU MAS

L'étude du fonctionnement du MAS consiste à rechercher l'ensemble des équations reliant les variables internes aux grandeurs externes : tensions aux bornes du moteur, courants consommés et couple disponible. Les différentes approches pour l'étude du modèle du MAS reposent sur la résolution des équations de l'électromagnétisme et de la mécanique.

Les différences proviennent des hypothèses simplificatrices qu'il est possible de faire, en fonction du domaine de fréquence concernée, et de la topologie (structure physique) du système étudié, c'est-à-dire en fonction des objectifs de la modélisation [AZ10].

➤ HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

La modélisation du MAS s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont: [AS18]

- Les circuits magnétiques sont symétriques.
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- L'entrefer est constant.
- On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants.
- L'effet de l'encoche est négligeable.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer : [10AZ]

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

I.3.1 EQUATIONS DU MAS GENERALISEES

Le comportement du MAS à cage (ou à rotor bobiné en court-circuit) est défini par trois types d'équations à savoir:

- les équations électriques.
- les équations magnétiques.
- l'équation mécanique.

A. Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase de la figure (I.2), les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques sont données respectivement par (I-2) et (I-3) :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \Phi_{as} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \Phi_{bs} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d}{dt} \Phi_{cs} \end{cases} \quad (I-1)$$

$$\begin{cases} V_{ar} = 0 = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \Phi_{ar} \\ V_{br} = 0 = R_r i_{br} + \frac{d}{dt} \Phi_{br} \\ V_{cr} = 0 = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt} \Phi_{cr} \end{cases} \quad (I-2)$$

Sous forme matricielle ses équations peuvent s'écrire :

$$[V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcs}] \quad (I-3)$$

$$[V_{abcr}] = 0 = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcr}] \quad (I-4)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

avec:

$$[V_{abcs}] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T, \quad [V_{abcr}] = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$$

$$[i_{abcs}] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T, \quad [i_{abcr}] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$$

B. Les équations magnétiques

On peut écrire les expressions du flux des phases statoriques et rotoriques commesuit :

$$[\Phi_{abcs}] = [L_{ss}][i_{abcs}] + [M_{sr}][i_{abcr}] \quad (I-5)$$

$$[\Phi_{abcr}] = [L_{rr}][i_{abcr}] + [M_{rs}][i_{abcs}] \quad (I-6)$$

Avec :

$$[\Phi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [\Phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_s]$: Matrice de flux statorique ; $[\Phi_r]$: Matrice de flux rotorique

Les matrices des inductances statoriques et rotoriques sont données par:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

l_s, l_r : Inductance propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique.

m_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$[M_{sr}]$: Représente la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

Avec : M_{sr} représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

L'inductance entre le rotor stator est considérée identique :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]$$

C. Equation mécanique

L'équation mécanique du MAS est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{elm} - C_r - f_r \Omega \quad (I-8)$$

Avec :

C_{elm} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant.

f_r : Coefficient de frottements.

J : Moment d'inertie du MAS.

I.4 TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. D'après la Figure (I.5), c'est l'angle θ_s qui doit intervenir pour les grandeurs du stator et l'angle θ_r pour les grandeurs du rotor. On transforme donc l'enroulement triphasé statorique **(a, b, c)** et l'enroulement triphasé rotorique **(A, B, C)** en trois enroulements orthogonaux **(d, q, o)**, direct, quadrature et homopolaire, respectivement [AZ10].

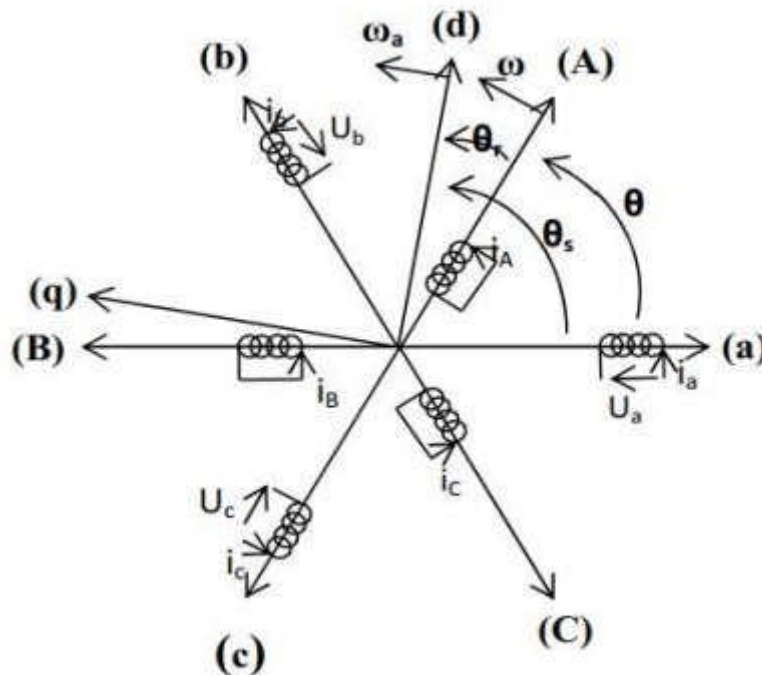


Figure I.3 : Représentation schématisée de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de Park)

Avec :

θ : L'angle entre la phase statorique "a" et rotorique "A".

θ_s : L'angle entre la phase statorique "a" et l'axe direct "d".

θ_r : L'angle entre la phase rotorique "A" et l'axe direct "d".

ω : Vitesse angulaire électrique du rotor.

ω_a : Vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q).

La transformation de Park est la même pour les courants, les tensions et les flux. Elle s'écrit

pour les courants par exemple comme suit:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = p(\theta) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (I-9)$$

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

Tels que :

$\theta_a = \theta_s$: Pour la transformation des grandeurs statoriques ;

$\theta_a = \theta_r$: Pour la transformation des grandeurs rotoriques.

La matrice de transformation inverse est donnée par:

$$p^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

On peut alors exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques comme suit :

- Les grandeurs statoriques sont obtenues pour $\theta = \theta_s$

$$\begin{bmatrix} X_{ds} \\ X_{qs} \\ X_{0s} \end{bmatrix} = p(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

- Les grandeurs rotoriques suivantes sont obtenues pour $\theta = \theta_r$

$$\begin{bmatrix} X_{dr} \\ X_{qr} \\ X_{0r} \end{bmatrix} = p(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I-13)$$

Où : (Soit une tension ou courant ou un flux), X_0 : La composante homopolaire.

I.4.1 APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK

Les expressions du moteur (I-1 et I-2) peuvent s'exprimer en utilisant la matrice de passage est cela en considérant que le système est équilibré:

A, Les équations électriques

$$\begin{aligned}
 V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_a \Phi_{sq} \\
 V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_a \Phi_{sd} \\
 V_{rd} &= 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rq} \\
 V_{rq} &= 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rd}
 \end{aligned} \tag{I-14}$$

B, Les équations magnétiques

$$\begin{aligned}
 \Phi_{ds} &= L_s i_{ds} + M i_{dr} \\
 \Phi_{qs} &= L_s i_{qs} + M i_{qr} \\
 \Phi_{dr} &= L_r i_{dr} + M i_{ds} \\
 \Phi_{qr} &= L_r i_{qr} + M i_{qs}
 \end{aligned} \tag{I-15}$$

Avec :

$L_s = L_s - m_s$: est l'inductance cyclique propre statorique.

$L_r = L_r - m L_r$: l'inductance cyclique propre rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: l'inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor

C. L'équation mécanique

L'application de la transformation de Park pour l'équation mécanique donne :

$$C_{elm} = 1,5p(\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{ds} i_{qs}) \tag{I-16}$$

L'équation du mouvement du MAS s'écrit alors :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{elm} - C_r - f \cdot \Omega \tag{I-17}$$

I.4.2 REFERENTIEL LIE AU STATOR (α, β)

Dans notre étude, nous avons opté pour un repère immobile par rapport au stator. C'est le référentiel le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des

tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage du moteur à courant alternatif.

Le passage du système triphasé au système biphasé est assuré par la matrice de Concordia :

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-18)$$

$$\begin{bmatrix} X_{sa} \\ X_{s\beta} \\ X_{s0} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} X_{ra} \\ X_{r\beta} \\ X_{r0} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix}$$

A. Les équations du moteur dans le repère (a,β) :

Dans ce repère, l'application de la transformation de Concordia aux équations électriques, magnétiques et électromagnétiques données par les équations (I-19) permet d'obtenir:

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} &= 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} &= 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} + \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (I-19)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \Phi_{ds\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \Phi_{qs\beta} &= L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \Phi_{dr\alpha} &= L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \Phi_{qr\beta} &= L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{aligned} \quad (I-20)$$

L'équation du couple estimé est donnée par :

$$C_{elm} = 1,5.p.(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (I-21)$$

Rappelons que l'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{elm} - C_r - f \cdot \Omega \quad (I-22)$$

I.5. ALIMENTATION DU MAS

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique i_s et le flux Φ_r comme variables d'état, et la pulsation ω_r et les tensions V_{sd} , V_{sq} comme grandeur de commande et le couple C_r comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant. [AS18]

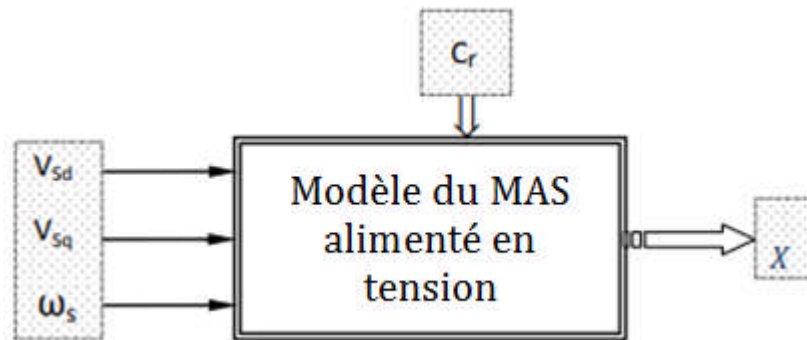


Figure I.4 : Schéma bloc du MAS alimenté en tension.

I.6. FORME D'ÉTAT DU MODÈLE DU MAS DANS LE REPÈRE (A, B)

Le comportement des circuits électromagnétiques du MAS est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires. Pour trouver le modèle du MAS alimenté en tension, nous choisissons comme variables d'états les flux et les courants des phases statoriques [AS18].

Le modèle dans ce cas est donné sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \\ Y = C \cdot X \end{cases} \quad (I-23)$$

Avec :

X : vecteur d'état ; U : vecteur de commande ; A : matrice d'évolution du système ; B : matrice de commande du système ; C : matrice de sortie.

Ces composants matriciels sont donnés comme suit:

$$X = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{as} \\ \phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad U = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & -\omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ \omega_r & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ -r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Où :

$T_s = L_s / R_s$: constante de temps statorique ; $T_r = L_r / R_r$: constante de temps rotorique ;

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$$

Les équations du couple électromagnétique et du mouvement, sont données par les expressions I-21 et I-22.

I.7. CONCLUSION

Dans la première partie de ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique du MAS dont la complexité à été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. On a établi le modèle du MAS en passant du système réel triphasé au système diphasé équivalent en utilisant la transformation de Park et Concordia. Ce modèle a été écrit dans le référentiel lié au stator pour implanter ensuite la commande par DTC.

Chapitre II : Commande directe de couple du MAS

II.1 INTRODUCTION

Les méthodes de contrôle direct du couple (DTC) des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980, introduite par I. TAKAHASHI et M. DEPENBROCK, comme concurrentielles des méthodes classiques. Ensuite plusieurs travaux sont multipliés sur ce sujet faisant développer diverses stratégies de commandes [10AZ].

Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle, le flux stator et le couple électromagnétique à partir des grandeurs accessibles à la mesure sans recours aux capteurs dédiés, et d'imposer directement l'amplitude des ondulations de ces grandeurs. Les méthodes de contrôle direct du couple (DTC) consistent à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur selon l'évolution des valeurs du flux stator et du couple électromagnétique du MAS. L'application de la commande aux interrupteurs a pour but d'orienter le vecteur flux électromagnétique selon une direction déterminée [10AZ].

Dans ce chapitre, nous présenterons les concepts de bases du contrôle direct du couple et l'application de cette méthode au MAS.

II.2 PRINCIPE DE LA DTC

La commande directe du couple est basée sur la détermination directe de la séquence de commande à appliquer aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique [AH17].

L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur de tension statorique à appliquer au MAS pour maintenir le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis. Une variable intervenant également dans le choix des tensions est la position du vecteur statorique dans le plan complexe. Pour cela, le plan est divisé en six secteurs et quelque fois en douze secteurs [AH17].

Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la Figure.II.5 Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs composantes dans le plan complexe $\alpha \beta$. Le régulateur de flux est à deux niveaux et celui du couple à trois niveaux initialement proposés par Takahashi [AZ10].

II.3 PRINCIPE DU CONTROLE DIRECT DU FLUX

II.3.1 CONTROLE DU VECTEUR FLUX STATORIQUE

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator du MAS est obtenue par l'équation suivante : [AC08]

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt + \Phi_{s0} \quad (\text{II-1})$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps $[0, T_e]$,

On aura : $V_s \gg R_s I_s$ Donc (1) peut s'écrire

$$\Phi_s(t) = \Phi_s(0) + V_s T_e \quad (\text{II-2})$$

$$\Delta\Phi_s = \Phi_s - \Phi_s(0) = V_s T_e \quad (\text{II-3})$$

L'équation (II.3) implique que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée V_s , comme il est, illustré par la (Fig. II.1).

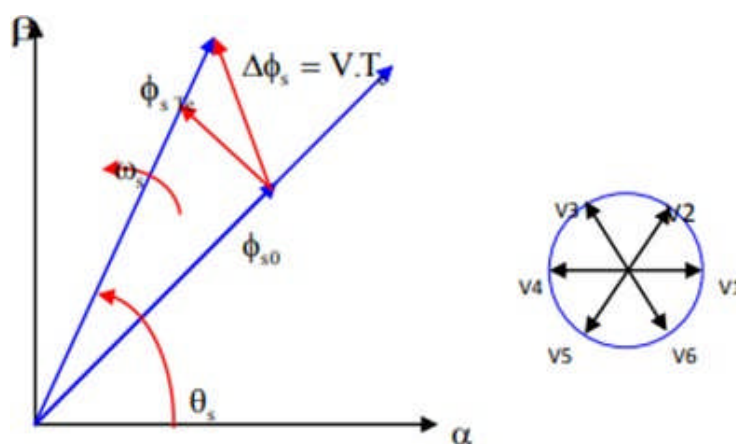


Figure II.1 : Evolution du flux statorique

La "composante du flux" de la vectrice tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de Φ_s et sa "composante du couple" (composante tangentielle) fait varier la position Φ_s . En choisissant une séquence adéquate des vecteurs V_s , sur les périodes de commande T_e , il est, donc, possible de fonctionner avec un module de flux Φ_s pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de Φ_s une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique. Lorsque le vecteur de tension V_s sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de Φ_s est donnée par sa dérivée $\frac{d\Phi_s}{dt}$, Ainsi la "vitesse" de déplacement de l'extrémité de Φ_s . Lorsqu'on néglige le terme $R_s I_s$, est donnée par $V = \frac{d\Phi_s}{dt}$. La vitesse de rotation de Φ_s dépend fortement du choix de V_s ; elle est maximale pour un vecteur V_s perpendiculaire à la direction de Φ_s , et nulle si on appliqué un vecteur nulle. Elle peut aussi être négative.

II.4 PRINCIPE GENERAUX DU CONTROLE VECTORIEL DE COUPLE

Parmi les différentes formes utilisées pour représenter le MAS, celle qui utilise le flux et le courant statorique, et la vitesse de rotation, comme variable d'état; sa présentation dans le référentiel statorique ($\vec{e}_s, \vec{e}_r$), est généralement celle qui est retenue pour implanter la DTC. Ce modèle est donné par le système d'équations suivant [TE17] :

$$\begin{cases} V_s = R_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ V_r = 0 = R_r I_r + \frac{d\Phi_r}{dt} - j\omega\Phi_r \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

$$\begin{cases} \Phi_s = L_s I_s + M I_r \\ \Phi_r = L_r I_r + M I_s \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

A partir des expressions des flux, on peut écrire :

$$I_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\Phi_r}{L_r} - \frac{M}{L_s L_r} \right) \quad (\text{II-6})$$

Avec: $\sigma = 1 - \frac{M}{L_s L_r}$ étant le coefficient de dispersion, d'où (II.4) dévient ;

$$\begin{cases} V_s = R_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ \left(\frac{d\Phi_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma L_r} - j\omega \right) \Phi_r \right) = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma L_r} \Phi_s \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

Avec la constante de temps rotorique du MAS, définie comme : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

Ces relations montrent que:

- On peut contrôler le vecteur Φ_s à partir du vecteur V_s , aux chutes de tension $R_s I_s$ près,
- Le flux Φ_r suit les variations de Φ_s avec une constante de temps σT_r . Le rotor agit Comme un filtre de constante de temps σT_r entre les flux Φ_s et Φ_r . Ceci traduit l'action d'un filtre passe-bas qui existe entre les deux flux. Cette constante de temps détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique. Φ_r s'exprime par:

$$\Phi_r = \frac{M}{L_s} \frac{\Phi_s}{1 + j\omega\sigma T_r} \quad (\text{II-8})$$

Si on reporte dans l'expression du couple électromagnétique, en posant l'angle $\theta_{sr} = (\Phi_s, \Phi_r)$ le couple s'exprime par :

$$C_{elm} = K (\Phi_s \times \Phi_r) = K \|\Phi_s\| \|\Phi_r\| \sin \theta_{sr} \quad (\text{II-9})$$

Avec:

$$K = \frac{PM}{L_s L_r} = p \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M} \right) \quad (\text{II-10})$$

« Φ_s » : Module du vecteur flux stator,

« Φ_r » : Module du vecteur flux rotor,

« θ_{sr} » : Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor.

Le couple dépend, donc, de l'amplitude des deux vecteurs Φ_s et Φ_r et de leur position relative, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux Φ_s (à partir de V_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de Φ_s et Φ_r , donc le couple. Ceci est bien sûr possible si la période de commande T_e de la tension V_s est telle que $T_e \ll \sigma T_s$ [TE17].

II.5 CHOIX DU VECTEUR DE TENSION

Une sélection appropriée de la vectrice tension V_s par les interrupteurs (S_a, S_b, S_c) permet de déplacer le vecteur flux Φ_s de manière à maintenir son amplitude constante. Le choix de V_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique Φ , du sens de rotation de Φ_s , mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de Φ_s dans le référentiel en le décomposant en six zones ($S=i$), avec ($i=1, \dots, 6$), déterminées à partir des composantes du flux dans le plan (α, β) comme indiqué sur la figure II.2 [BM07].

Lorsque le vecteur flux Φ_s se trouve dans une zone numérotée S_i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors Φ_s croît et C_{elm} croît ;
- Si V_{i-1} est sélectionné alors Φ_s croît et C_{elm} décroît ;
- Si V_{i+2} est sélectionné alors Φ_s décroît et C_{elm} croît ;
- Si V_{i-2} est sélectionné alors Φ_s décroît et C_{elm} décroît ;
- Si V_0 , ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux Φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux Φ_s reste inchangé.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position S_i les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. Ce qui signifie alors déplacement du flux sur une zone S_i , un bras de l'onduleur ne commute jamais et permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs du convertisseur [SB14].

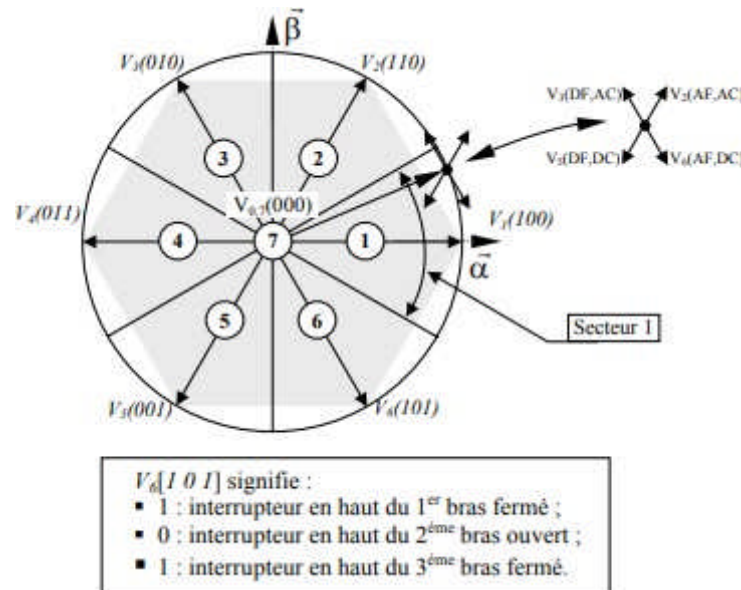


Figure II.2 Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i=1 \dots 6$.

II.6 LES ESTIMATEURS

II.6.1. ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE [10AZ]

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques (courant et tension) du MAS.

A partir de l'équation :

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (II-11)$$

On obtient les composantes α et β du vecteur Φ_s

$$\Phi_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (II-12)$$

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (II-13)$$

On obtient les tensions et à partir des commandes (S_1, S_2, S_3) , de la mesure de la tension U_0 et en appliquant la transformée de Concordia:

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (II-14)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_1 - \frac{1}{2} S_2 + S_3 \right] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_1 + S_2) \end{cases} \quad (II-15)$$

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

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_a \\ I_{s\beta} = \frac{\sqrt{2}}{2} (2I_b - I_c) \end{cases} \quad (II-16)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_s = \sqrt{(\Phi_{s\alpha})^2 + (\Phi_{s\beta})^2} \quad (II-17)$$

La zone S_i dans laquelle se situe le vecteur Φ_s est déterminée à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et

$\Phi_{s\beta}$. L'angle θ_s qui donne la position dans les six secteurs, est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (II-18)$$

II.6.2. ESTIMATION DE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

On peut estimer le couple C_{elm} uniquement en fonction des grandeurs statoriques (flux et courant) à partir de leurs composantes (α, β), le couple est estimé par l'expression (1-21).

II.7 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

Dans ce qui suit, nous allons décrire le principe de la loi de la DTC, cette loi repose sur l'estimation de flux et de couple et de calculer l'écart entre ces valeurs et leurs consignes. Les deux grandeurs doivent être maintenues dans une bande d'ondulation prédéfinie.

II.7.1 ELABORATION DU CONTROLEUR DE FLUX

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la figure II.3. La sortie du correcteur, par une variable booléenne indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (=1) ou diminuée (=0) de façon à maintenir [AC08] :

$$|\Phi_{sref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s \quad (II-19)$$

Avec :

Φ_{sref} est le flux de référence,

$\Delta\Phi_s$ est la largeur d'hystérésis du flux.

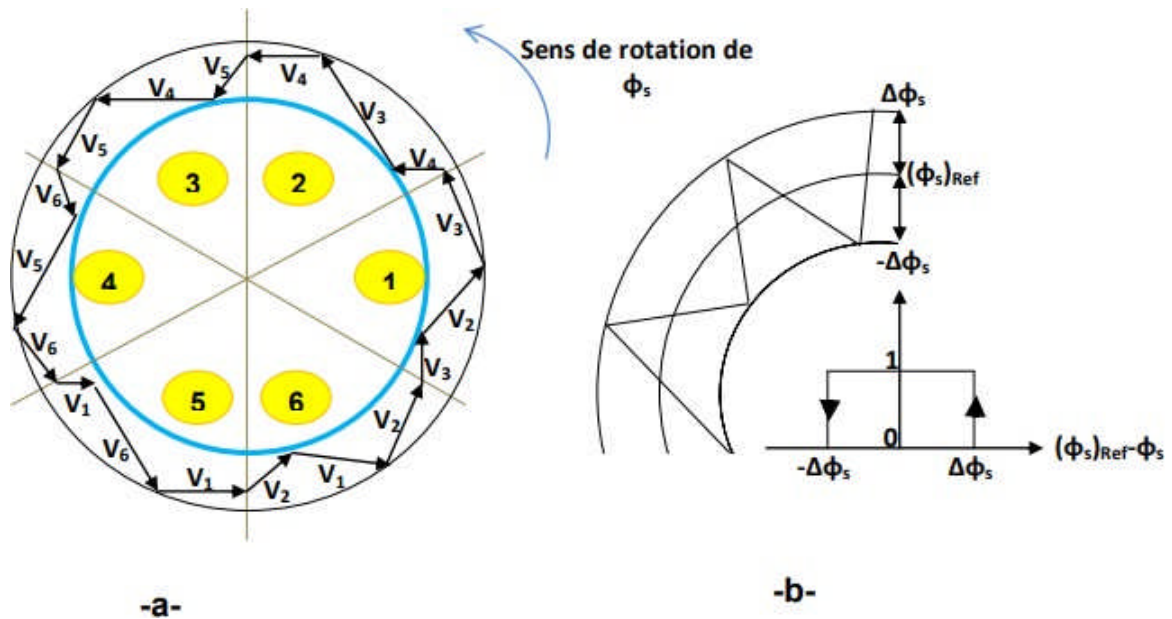


Figure II.3 : (a) - Sélection des tensions correspondant au contrôle du flux.
(b) - Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

II.7.2 ELABORATION DU CONTROLEUR DE COUPLE

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

$$|C_{elmref} - C_{elm}| \leq \Delta C_{elm}$$

Avec : C_{elmref} est le couple de référence, ΔC_{elm} est la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle de flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation du MAS [AC08], Deux solutions sont à envisager :

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

II.7.3 CORRECTEUR A DEUX NIVEAUX

Le comparateur à deux niveaux diffère du précédent par la plus grande simplicité de son application. Il se réduit au contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seul les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple et uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation du MAS il est nécessaire de croiser deux phases du MAS. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones S_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur. [SB20]

II.7.4 COMPAREUR A TROIS NIVEAUX

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne $ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée ($=1$) ou diminuée ($=-1$) ou la maintenir ($=0$) [AH17].

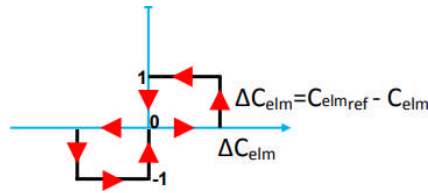


Figure II.4 : Correcteur à hystérésis à trois niveaux du couple

La commande DTC, proposée par Takahashi, est basée sur l'algorithme suivant :

- Diviser le domaine temporel en périodes de durée T_e réduites ;
- Pour chaque coup d'horloge, mesurer les courants de ligne et les tensions par phase Du moteur à induction.
- Reconstituer les composantes du vecteur flux statorique.
- Estimer le couple électromagnétique, à travers l'estimation du vecteur flux statorique Et la mesure des courants de lignes.
- Introduire l'écart ΔC_{elm} , entre le couple de référence C_{elmref} et le couple estimé C_{elm} dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, qui génère à sa sortie la valeur +1 pour augmenter le flux et 0 pour le réduire pour augmenter le couple, -1 pour le maintenir constant dans une bande. Ce choix d'augmentation du nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.
- Choisir l'état des interrupteurs permettant de déterminer les séquences de fonctionnement de l'onduleur en utilisant le tableau de localisation généralisé « Table-1 » ou bien le tableau détaillé « Table-2 », en se basant sur les erreurs du flux et du couple, et selon la position du vecteur flux. Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle ΔC_{elm} et $\Delta \Phi_s$ suivant la logique du comportement du flux et du couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique. [AC08]

Vecteur V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
Φ_s	↗	↘	↗	↘
C_{em}	↗	↗	↘	↘

Tableau II.1 : Table généralisée des vecteurs de tension

- En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau des séquences ci-dessous résumant la MLI vectorielle, proposée par Takahashi, pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du moteur à induction [AC08].

II.8 ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables ΔC_{elm} et $\Delta \Phi_s$ et le secteur que l'on note S_i qui détermine la position du vecteur flux Φ_s ; Elle se présente donc sous la forme suivante [AZ10].

Secteurs de 1 à 6								
$\Delta \Phi_s$	ΔC_{elm}	1	2	3	4	5	6	Correcteur
1	1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	Deux Niveaux
	0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	
	-1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	Trois Niveaux
0	1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	Deux Niveaux
	0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	
	-1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	Trois Niveaux

Tableau II.2 : Table de vérité de la DTC conventionnelle.

II.9 STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECT DE COUPLE

La figure ci-dessous représente un schéma global de la commande par DTC conventionnelle sans régulateur de vitesse appliquée au MAS.

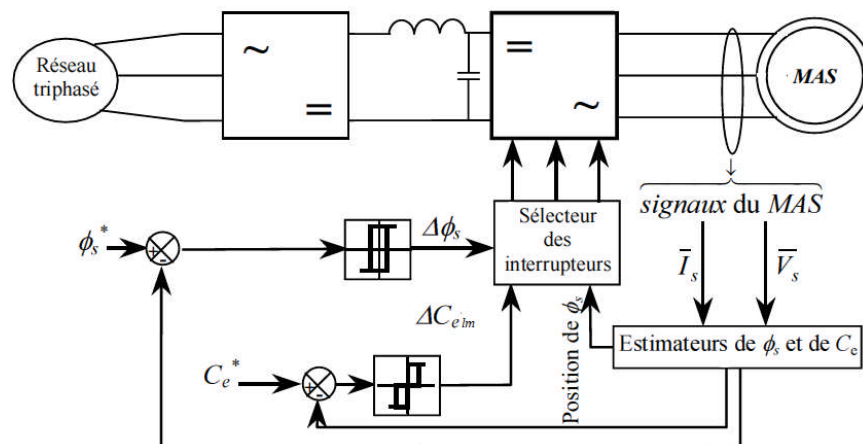


Figure II.5: Structure générale d'une DTC appliquée au MAS.

II.10. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure de la DTC, cette commande est très simple à implanter par rapport aux autres techniques vectorielles.

Elle est insensible aux variations des paramètres rotoriques du MAS, sachant que ce dernier est inaccessible (cage) mais l'estimation de flux dépend de la résistance du stator qui est mesurable ou simple à estimer. En outre, la fréquence de commutation est variable et difficile à maîtriser du fait de l'utilisation des contrôleurs à hystérésis, celui-ci cause deux problèmes majeurs qui sont :

- l'absence de maîtrise des harmoniques de couple provoquant la variation de la qualité acoustique ;
- l'apparition de couples pulsatoires entraînant un vieillissement précoce du MAS.

Dans l'objectif d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, on a utilisé un correcteur proportionnel intégral PI. Les performances obtenues avec ce dernier sont satisfaisantes.

Chaptire III : Réseaux de Neurones

III.1.INTRODUCTION

Les réseaux de neurones connaissent depuis quelques années un succès croissant dans divers domaines des sciences de l'ingénieur, celui du génie des procédés n'échappe pas à cette règle. Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'application des réseaux de neurone la commande des processus. L'un des défis de l'homme aujourd'hui est de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propre. Les réseaux de neurones, sont nés de cette envie, ils constituent une famille de fonctions non linéaires paramétrées, utilisées dans de nombreux domaines (physique, chimie, biologie, finance, etc....), notamment pour la modélisation de processus et la synthèse de lois de commandes [BS13].

III.2.GENERALITES [BS13]

L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation mathématique du cerveau humain les premiers travaux datent de 1943 et sont l'œuvre de MM. Mac Culloch et Pitts. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée née grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurone interconnecte (fig. III.1). Ils ont connu des débuts prometteurs vers la fin des années 50, mais le manque d'approfondissement de la théorie a gelé ces travaux jusqu'aux années 80.

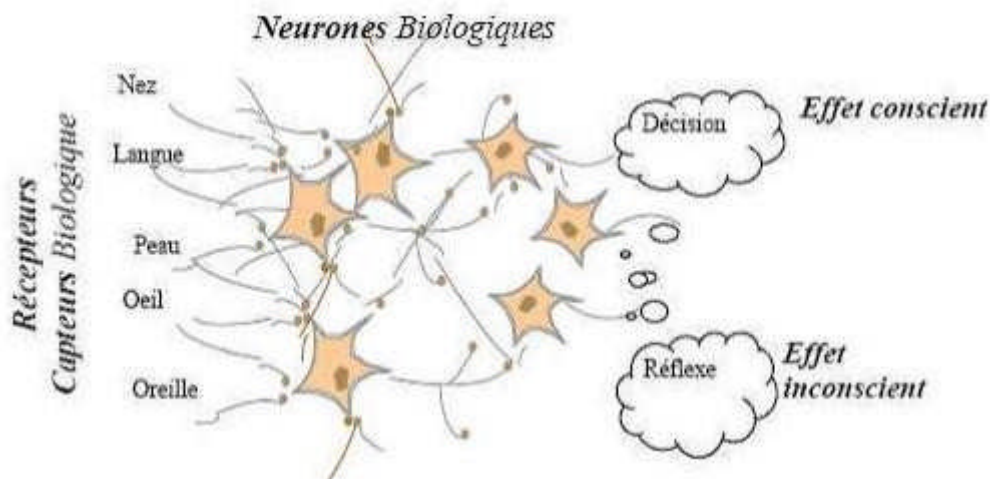


Figure III.1 : Structure d'un réseau de neurone biologique.

Les réseaux de neurones forment une famille de fonctions non linéaires, permettant de construire, par apprentissage, une très large classe de modèles et de contrôleurs. Un réseau de neurone est un système d'opérateurs non linéaires interconnectés, recevant des signaux de l'extérieur par ses entrées, et délivrant des signaux de sortie, qui sont en fait les activités de certains neurones.

III.2.1. NEURONE BIOLOGIQUE [ZM17]

Le système nerveux compte plus de 1000 milliards de neurones interconnectés. Bien que les neurones ne soient pas tous identiques, leurs formes et certaines caractéristiques permettent de les répartir en quelques grandes classes. En effet, il est aussi important de savoir, que les neurones n'ont pas tous un comportement similaire en fonction de leur position dans le cerveau en 4 parties principales (figure III-2) :

- **Les dendrites** : leurs rôles est de capter l'information provenant des autres neurones Cette information se présente sous la forme de médiateurs chimiques dite neurotransmetteurs libérés dans les synapses La capture de ces substances par les dendrites donne naissance à un signal électrique appelé potentiel d'action qui est acheminé vers le corps cellulaire.
- **L'axone** : c'est le long de l'axone que les signaux partent du neurone. Contrairement aux dendrites qui se ramifient autour du neurone, l'axone est plus long et se ramifie à son extrémité où il se connecte aux dendrites des autres neurones. Sa taille peut varier entre quelques millimètres à plusieurs mètres.
- **Les synapses** : sont des jonctions entre deux neurones, et généralement entre l'axone d'un neurone et une dendrite d'un autre neurone.

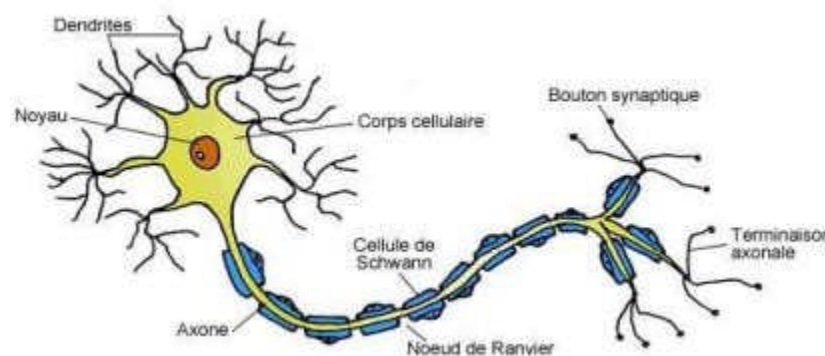


Figure III.2 : Schéma simplifié d'un neurone biologique

III.2.2. NEURONE FORMEL [ZA09]

Le neurone formel (Figure III.3) est une modélisation mathématique qui reprend les principes du fonctionnement du neurone biologique, en particulier la sommation des entrées. Sachant qu'au niveau biologique, les synapses n'ont pas toutes la même valeur (les connexions entre les neurones étant plus au moins fortes), les chercheurs ont donc créé un algorithme qui pondère la somme de ses entrées par des poids synaptiques (coefficients de pondération). En

général, un neurone formel est un élément de traitement possédant n entrées $x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n$ (qui sont les entrées externes ou les sorties des autres neurones) et une ou plusieurs sorties. Son traitement consiste à effectuer à sa sortie y_i le résultat d'une fonction de seuillage f (dite aussi la fonction d'activation) de la somme pondérée.

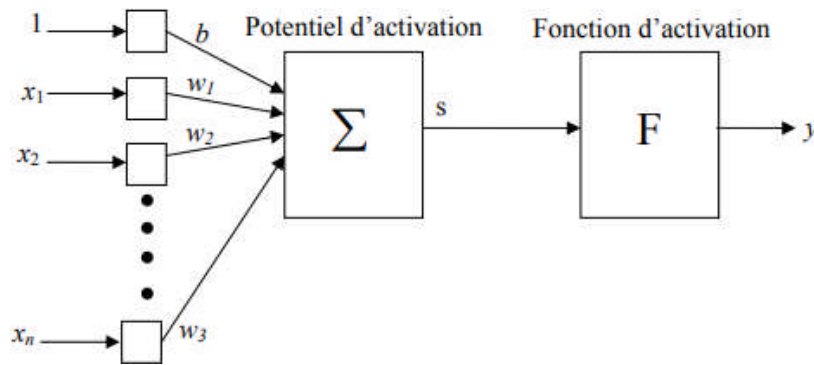


Figure III.3 : Modèle d'un neurone formel

Avec :

- Les x_i sont les entrées du réseau.
- S est le potentiel d'activation.
- Les w_i représentent les poids synaptiques.
- y la sortie du réseau tels que : $y = f(s) ; \sum_{i=0}^n w_i x_i + b$

A partir de cette valeur, une fonction d'activation calcule la valeur de sortie j du neurone. C'est cette valeur qui sera transmise aux neurones avals : $=\Phi(U_i)$

Il existe de nombreuses formes possibles pour la fonction d'activation. Les plus courantes sont présentées sur la figure III.4. On remarquera qu'à la différence des neurones biologiques dont l'état est binaire, la plupart des fonctions d'activations sont continues, offrant une infinité de valeurs possibles comprises dans l'intervalle $[0, +1]$ ou $[-1, +1]$, [BS13]

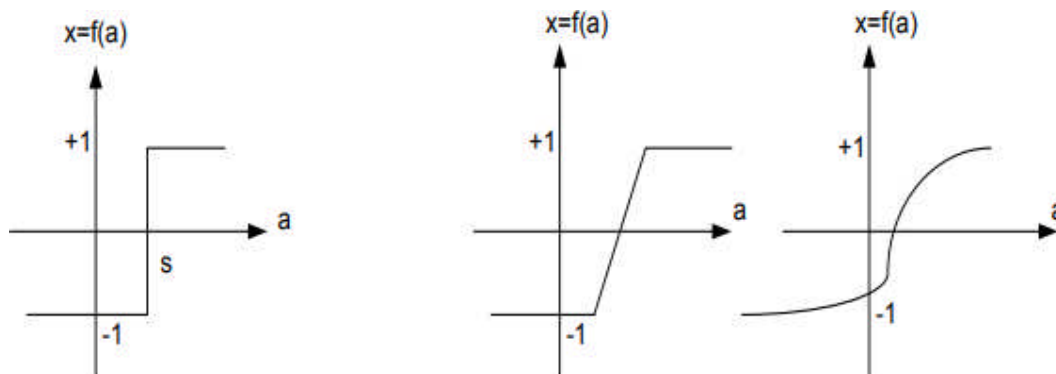


Figure III.4 : Différents types de fonctions d'activation pour le neurone formel a- Fonction à seuil (S : valeur de seuil), b- linéaire par morceaux, c- sigmoïde.

Nous constatons que les équations qui décrivent le comportement des neurones formels n'introduisent pas la notion de temps. En effet, et c'est le cas pour la plupart des modèles actuels de réseaux de neurones, nous avons à faire à des modèles à temps discret, dont le comportement des composants ne varie pas dans le temps [BS13].

III.3 ARCHITECTURE DE RESEAUX DE NEURONES

Selon la topologie de connexion des neurones, on peut les classer en deux grandes catégories: réseaux non bouclés (statique ou feed forward) et réseaux bouclés (dynamique, feed back ou récurrent) [MN09].

- Couche d'entrée : les neurones de cette couche reçoivent les valeurs d'entrée du réseau et les transmettent aux neurones cachés. Chaque neurone reçoit une valeur. Il ne fait pas donc de sommation.
- Couche(s) cachée(s) : chaque neurone de cette couche reçoit l'information de plusieurs couches précédentes, effectue la sommation pondérée par les poids, puis la transforme selon sa fonction d'activation qui est en général, une fonction sigmoïde. Par la suite, il envoie cette réponse aux neurones de la couche suivante.
- Couche de sortie : elle joue le même rôle que les couches cachées. La seule différence entre ces deux types de couches est que la sortie des neurones de la couche de sortie n'est liée à aucun autre neurone [ZM17].

III.3.1 LES RESEAUX DE NEURONES BOUCLES

L'architecture la plus générale pour un réseau de neurones est bien les réseaux bouclés, dont le graphe des connexions est cyclique, lorsqu'on se déplace dans le réseau en suivant le sens des connexions, il est possible de trouver au moins un chemin qui revient à son point de départ. La sortie d'un neurone du réseau peut donc être fonction d'elle-même, alors la notion du temps est explicitement prise en considération. À chaque connexion d'un neurone bouclé est attaché un retard, multiple entier de l'unité de temps choisi (Figure III.5) [RG08].

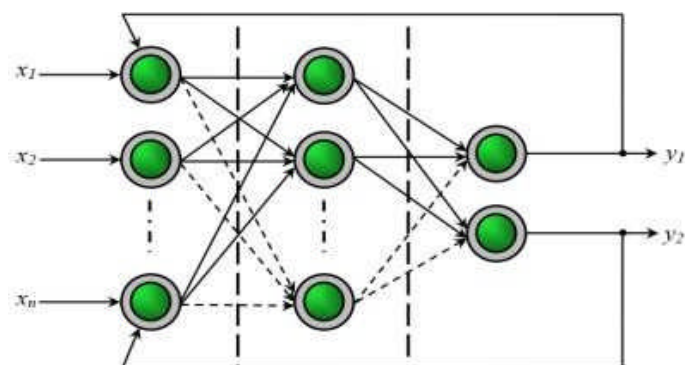


Figure III.5 : Réseaux de neurone bouclés.

III.3.2. LES RESEAUX DE NEURONES NON BOUCLES

Appelés aussi réseaux proactifs, réseaux statiques ou réseaux unidirectionnels (feedforward networks), un réseau de neurones non bouclé réalise une ou plusieurs fonctions algébriques de ses entrées par composition des fonctions réalisées par chacun de ses neurones. Il peut être monocouche ou multicouche, partiellement ou complètement connecté (tous les neurones d'une même couche sont connectés à chaque nœud de la couche adjacente suivante. Ce réseau est représenté graphiquement par un ensemble de neurones connectés entre eux (Figure III.6), dans un tel réseau, le flux de l'information circule des entrées vers les sorties sans «retour en arrière», si 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 neurones qui effectuent le dernier calcul de la composition de la fonction sont les neurones de sortie, ceux qui effectuent des calculs intermédiaires sont les neurones cachés [HM19].

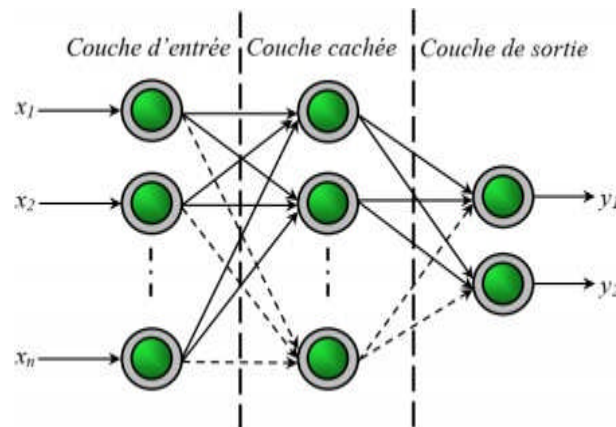


Figure III.6 : Réseaux de neurone non bouclés.

III.4. APPRENTISSAGE D'UN RESEAU NEURONAL ARTIFICIEL

L'un des problèmes de l'utilisation d'un RNA consiste dans le choix de sa topologie. Par exemple, il n'existe pas de règle générale qui donne le nombre de neurones à retenir pour la couche intermédiaire. Ce choix est spécifique à chaque application et à ce jour, cene sont que des choix arbitraires dont on vérifie par la suite la validité. Une fois la structure est fixée, il faut passer par le processus d'apprentissage, par lequel les poids synaptiques entre les neurones, vont être ajustés de manière à satisfaire un critère d'optimisation [BM14].

Donc les variables modifiées pendant la phase d'apprentissage sont généralement les poids des connexions entre neurones. A cette fin le réseau va être testé plusieurs fois au fur et à mesure que l'on ajuste les poids, avant qu'il satisfasse à une réponse désirée. Une fois le but est réalisé les poids seront fixés et on peut alors passer à la phase d'utilisation du réseau. Certains modèles de réseaux de neurones sont improprement dénommés à apprentissage permanent.

Dans ce cas, il est vrai que l'apprentissage ne s'arrête jamais. Cependant on peut toujours distinguer une phase d'apprentissage et une phase d'utilisation. Cette technique permet de conserver au réseau un comportement adapté malgré les fluctuations dans les données d'entrées. Au niveau des algorithmes d'apprentissage, il a été défini deux grandes classes selon que l'apprentissage est dit, supervisé ou non [BM14].

III.4.1 APPRENTISSAGE SUPERVISE

Dans l'apprentissage supervisé, un superviseur qui connaît parfaitement la sortie désirée ou correcte, guide le réseau en lui apprenant à chaque étape le bon résultat. Donc l'apprentissage ici, consiste à comparer le résultat obtenu avec le résultat désiré, puis à ajuster les poids des connexions pour minimiser la différence entre les deux comme l'indiquera Figure III.7. [HM19].

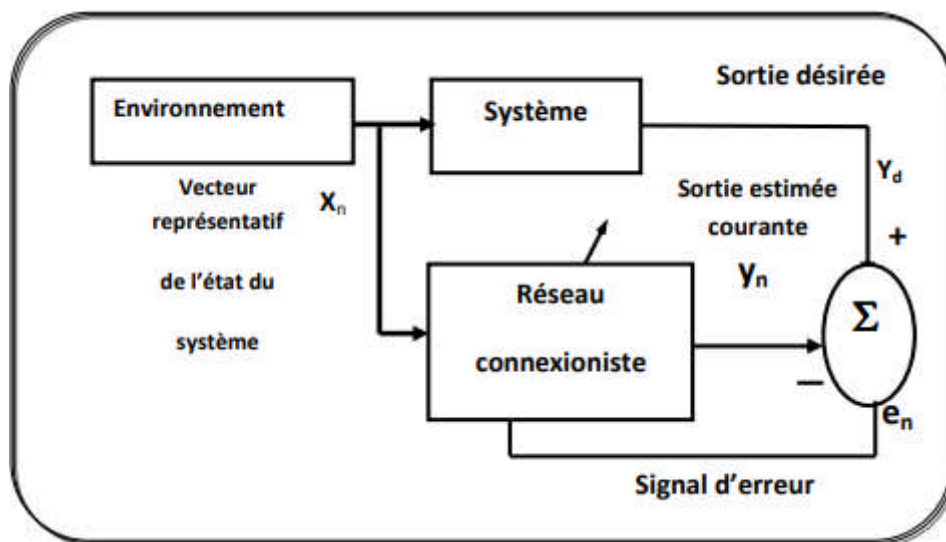


Figure III.7 : Principe de l'apprentissage supervisé

Dans cette figure, le système à apprendre constitue un superviseur pour le réseau. Le Réseau connexionniste prend comme stimulus le même vecteur des variables explicatives que le système. Ce dernier, en réponse à l'entrée présentée, fournit une sortie désirée qui représente pour le réseau le comportement de référence. Parmi les algorithmes à apprentissage supervisé, on reconnaît dans la littérature l'algorithme à Rétro-propagation du gradient. [HM19]

III.4.2 APPRENTISSAGE NON SUPERVISE

L'apprentissage supervisé s'effectue sous le contrôle d'un expert, alors que l'apprentissage non supervisé est autodidacte. Les paramètres internes du réseau ne sont modifiés qu'avec les seuls stimuli, aucune réponse désirée n'est prise en considération. Figure III-8 montre que

la sortie du réseau n'est pas utilisée par la procédure d'apprentissage [HM19].

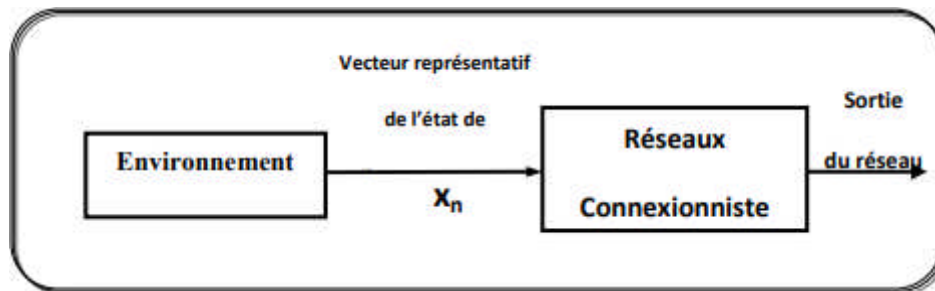


Figure III.8 : Principe de l'apprentissage non supervisé

Il faut souligner que l'efficacité de l'apprentissage augmente avec le nombre d'exemples d'apprentissage. Ceci est un facteur très important qu'il fallait noter : quelque soit l'algorithme choisi, la qualité de l'apprentissage des réseaux de neurones est d'autant meilleur que l'on dispose d'un ensemble d'apprentissage riche en exemples. On sait par ailleurs que la capacité de généralisation des réseaux de neurone nécessite également des exemples nombreux, qui de plus, doivent être bien distribués dans le domaine de validité souhaitée par le modèle [HM19].

III.5. LES RESEAUX DE NEURONES LES PLUS UTILISES

Les réseaux de neurones les plus utilisés dans la littérature sont représentés sur la figure (III-9) ci-dessous. Cependant, dans ce qui suit, nous allons faire une description détaillée que des MLP compte tenu que ce sont les réseaux qui vont être appliqués dans ce travail [AD16].

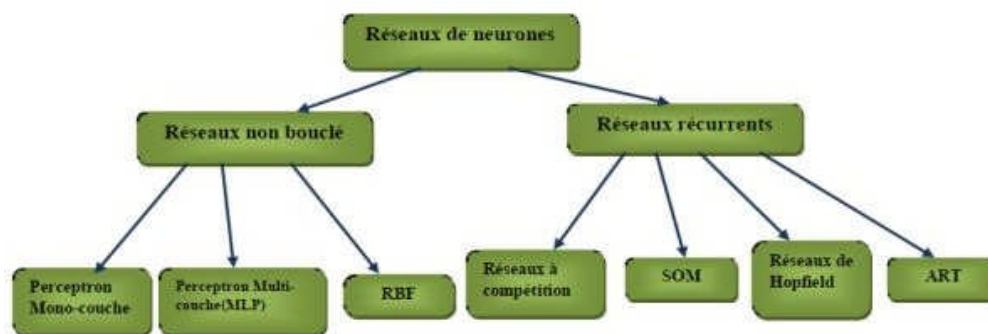


Figure III.9 : Réseaux de neurones les plus utilisés.

III.5.1. MODELE DE PERCEPTRON

Présenté par Frank Rosenblatt, en 1958, le Perceptron est le premier modèle et la forme la plus simple du réseau de neurones. Deux types de Perceptron sont distingués:

III.5.2. LE PERCEPTRON SIMPLE (MONOCOUCHE)

Le perceptron se compose de deux couches: la couche d'entrée et la couche de sortie qui donne la réponse correspondant à la stimulation présente en entrée. Les cellules de la

première couche répondent en oui/non. La réponse «oui» correspond à une valeur «1» et la réponse «non» correspond à une valeur «0» à la sortie du neurone. Les cellules d'entrée sont reliées aux cellules de sortie grâce à des synapses d'intensité variable. L'apprentissage du perceptron s'effectue en modifiant l'intensité de ces synapses. Les cellules de sortie évaluent l'intensité de la stimulation en provenance des cellules de la première couche en effectuant la somme des intensités des cellules actives. Sa principale limite est qu'il ne peut résoudre que des problèmes linéairement séparables [HM19].

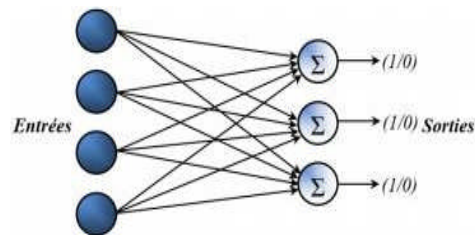


Figure III.10 : Modèle d'un perceptron simple.

III.5.3. PERCEPTRON MULTI COUCHES (PMC)

Le perceptron Multi-Couche est un réseau orienté de neurones artificiels organisé en couches et où l'information voyage dans un seul sens, de la couche d'entrée vers la couche de sortie. La figure III.11 donne l'exemple d'un réseau contenant une couche d'entrée, deux couches cachées et une couche de sortie. La couche d'entrée représente toujours une couche virtuelle associée aux entrées du système. Elle ne contient aucun neurone. Les couches suivantes sont des couches de neurones. Dans l'exemple illustré, il y a 3 entrées, 4 neurones sur la première couche cachée, trois neurones sur les deuxièmes et quatre neurones sur la couche de sortie. Les sorties des neurones de la dernière couche correspondent toujours aux sorties du système. Dans le cas général, un perceptron Multi-Couche peut posséder un nombre de couches quelconque et un nombre de neurones (ou d'entrées) par couche également quelconque [AD16].

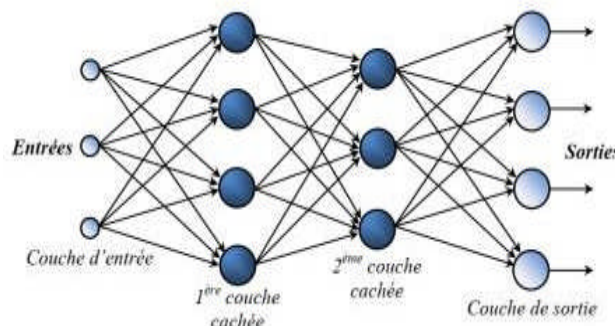


Figure III.11 : Exemple de réseau de type perceptron Multi-Couche

III.6. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES RESEAUX DE NEURONES

Toute technique possède des avantages et des inconvénients, les réseaux neuronaux artificiels ont leurs avantages et inconvénients qu'on va les citer ci-dessous :

III.6.1. AVANTAGE DES RESEAUX DE NEURONES

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

III.6.2. INCONVENIENTS DES RESEAUX DE NEURONES

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

III.7 CONCLUSION

Les réseaux de neurones sont depuis quelques temps un point de focalisation des medias, du public et des scientifiques. Les travaux mènent dans les domaines nombreux, et surtout dans l'industrie (contrôle qualité, diagnostic de panne, corrélations entre les données fournies par différents capteurs, ...)

Nous avons présenté dans ce chapitre les principes de base des réseaux de neurones inspiré de l'étude du cerveau humain, dont il s'est développé depuis des modèles plus complexes grâce à l'évolution de la neurobiologie et à l'utilisation d'outils théoriques plus puissants comme l'algorithme de rétro-propagation. Il est à noter que l'emplacement idéal pour l'intégration des réseaux de neurones artificielle dans le système contrôle-commande, pourrait être d'un intérêt particulier pour l'identification du processus et l'adaptation du réseau de neurone pour permettre de bien commander le système. Dans ce qui suit on va associer cette technique pour remplacer les comparateurs à hystérésis.

Chapitre IV : Etude Comparative entre DTC et DTCN

IV.1. INTRODUCTION

L'application des réseaux de neurones artificiels (RNA) attire l'attention de nombreux scientifiques de partout dans le monde. La raison de cette tendance sont les nombreux avantages, dont les architectures de l'ANN ont plus traditionnelle algorithmique méthodique.

Parmi les avantages des RNA sont la facilite de la formation et la généralisation, une architecture simple, possibilité d'approximation des fonctions non linéaires, de l'insensibilité à la distorsion du réseau, et des données d'entrée inexacts. L'utilisation des RNA est pratiquée à l'heure actuelle que le progrès technologique est rapide et possible. [BS13]

La commande du moteur asynchrone (MAS) est de plus en plus étudiée grâce aux qualités de ce moteur. Le problème de cette commande est lié à la non-linéarité du modèle du MAS, qui est aggravée par le non linéarité introduite par l'onduleur qui alimente le moteur.

Les techniques de contrôle intelligentes telles que les réseaux de neurones artificiels (RNA) sont souvent utilisées pour résoudre des problèmes de la non-linéarité et les variations paramétriques des systèmes. Grâce à leur capacité d'apprentissage, les RNA et les NF peuvent donner de bons résultats de contrôle du MAS car ils peuvent s'adapter aux non linéarités du moteur, ainsi qu'aux perturbations (couple de charge) et aux variations paramétriques. [BS13]

Dans ce chapitre nous présentons les performances de la commande directe du couple du MAS en utilisant cette technique, cette méthode consiste à remplacer les comparateurs classiques au DTC de la MAS par un contrôleur basé sur les réseaux de neurones, afin de bien conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence durant une période de temps fixe.

Cette évaluation est obtenue en utilisant l'erreur du couple électromagnétique, l'erreur du module de flux statorique et la position de ce dernier.

L'emploi des réseaux de neurones à la place des techniques classiques pour commander des systèmes complexes peut se justifier par leur simplicité de mise en œuvre.

IV.2 SCHEMA DE SIMULATION

Le schéma d'ensemble est donné par la figure suivante :

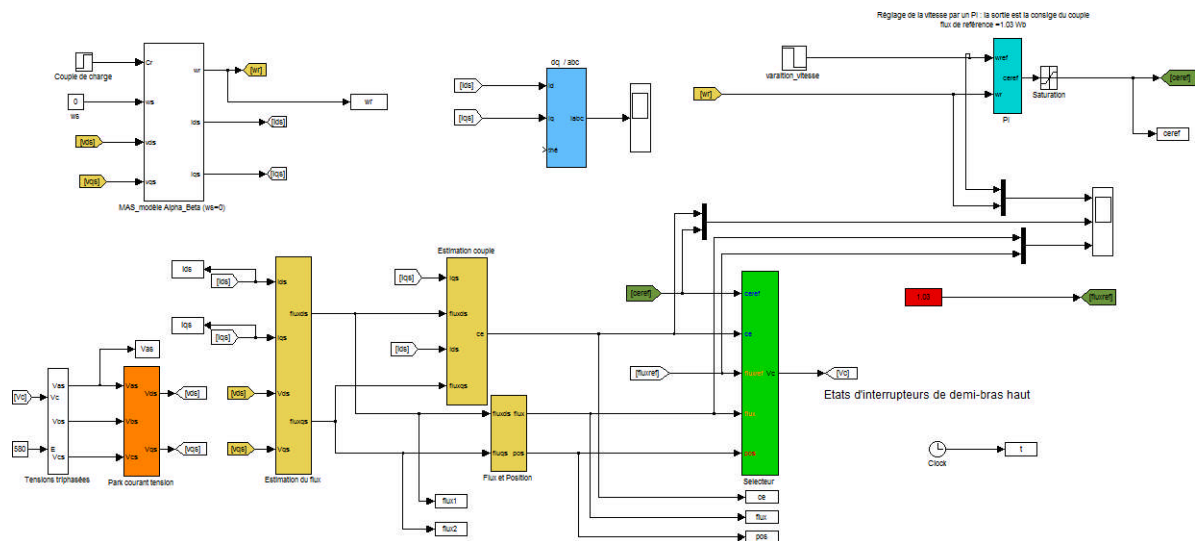


Figure IV.1.a : Schéma bloc de la commande DTC conventionnelle du MAS.

Le bloc de la table de vérité où le calcul des écarts de couple et de flux et le calcul de la position du vecteur flux, est représenté par la figure en bas. La table de sélection du vecteur tension adéquat, est déjà remplacée par un réseau neuronal développé dans un travail antérieur.

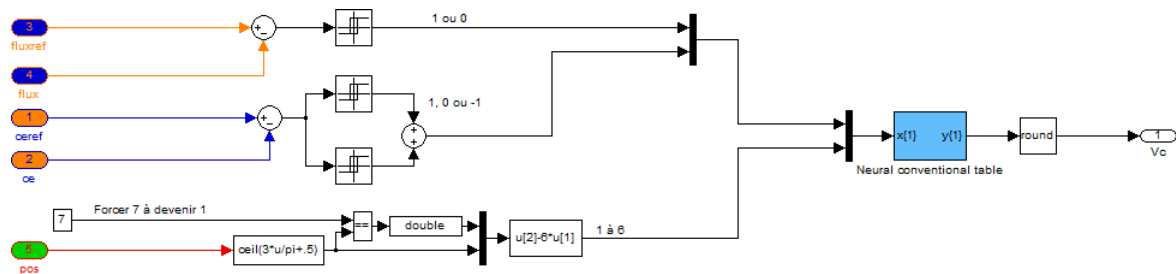


Figure IV.1.b : Bloc de la table de vérité avec les calculs des écarts de flux et du couple par comparateurs à hystérésis.

Les étapes pour créer le réseau neuronal qui remplace les deux comparateurs à hystérésis du couple et du flux de la DTC conventionnelle sont comme suit :

- 1) Représente le vecteur t1 comme (d'entrée l'erreur de flux et l'erreur couple) et t2 comme (sortie l'erreur de flux et l'erreur couple) ;
- 2) Exporter le vecteur t1 et t2 dans l'espace de travail de Matlab (figure IV.2);
- 3) Lancer NNTOOL dans l'espace de travail de Matlab en tapant NNTOOL (figure IV.3);
- 4) Emporter les deux vecteurs : t1 comme input Data et t2 comme Target Data (figure IV.4);

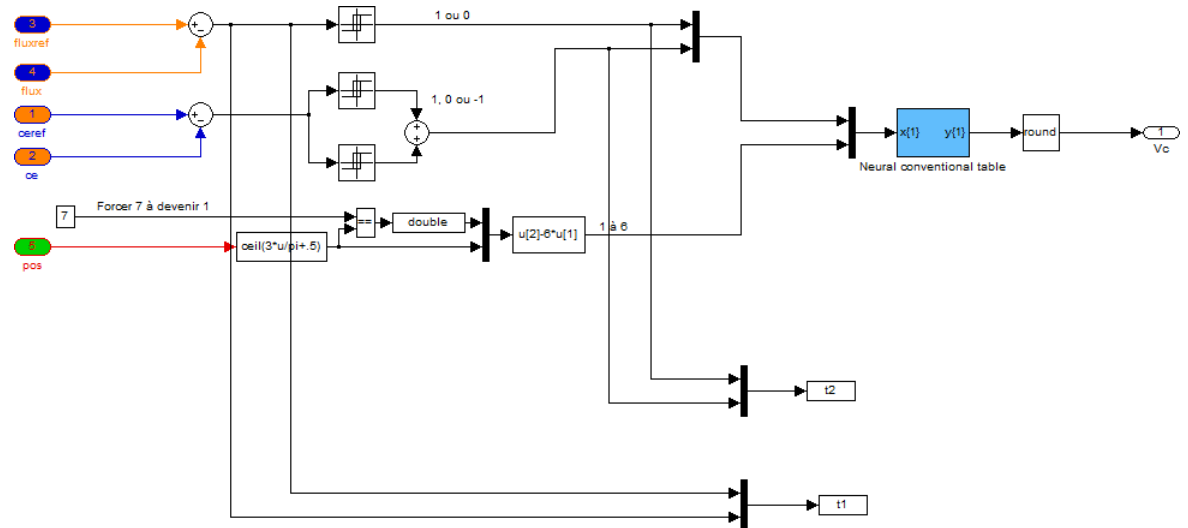


Figure IV.2 : Schéma bloc de la commande DTC conventionnelle du MAS avec comparateur à hystérésis avec deux vecteur t1 et t2

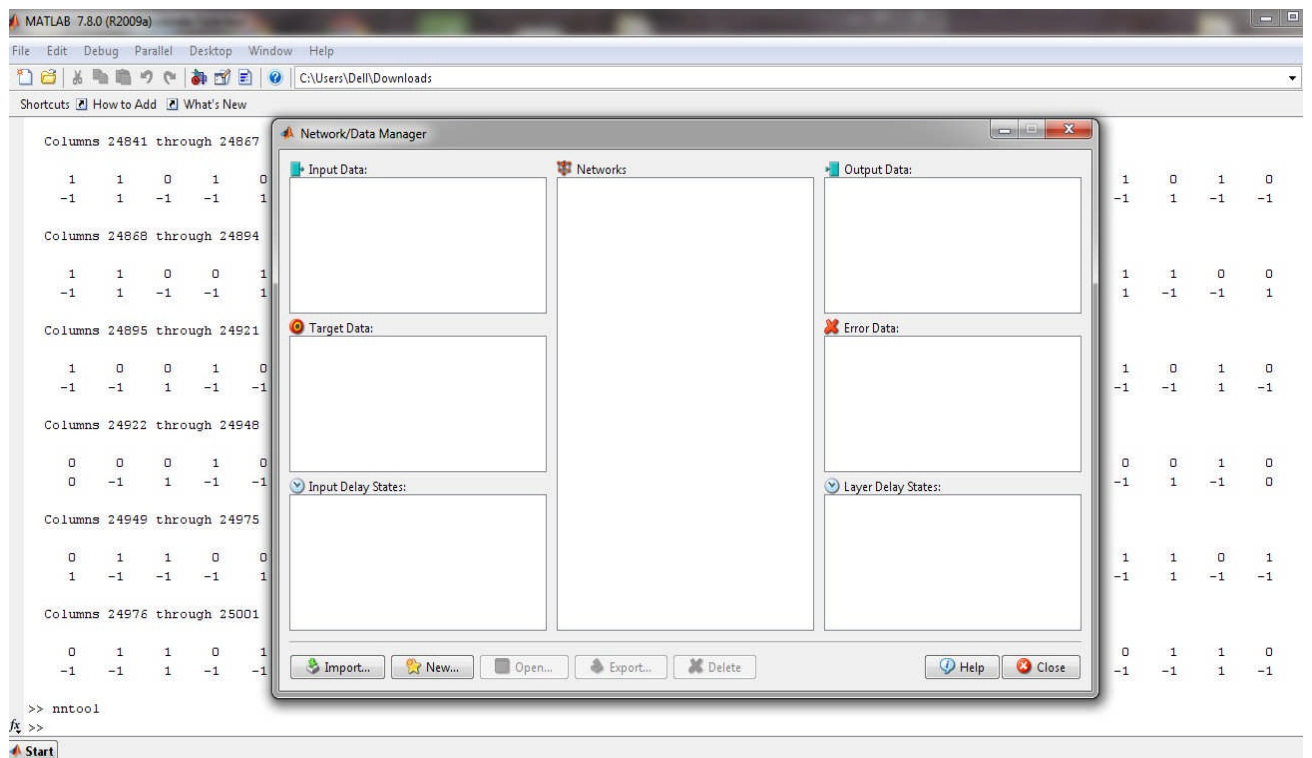


Figure IV.3 : L'interface NNTOOL pour créer les RNA sous Matlab.

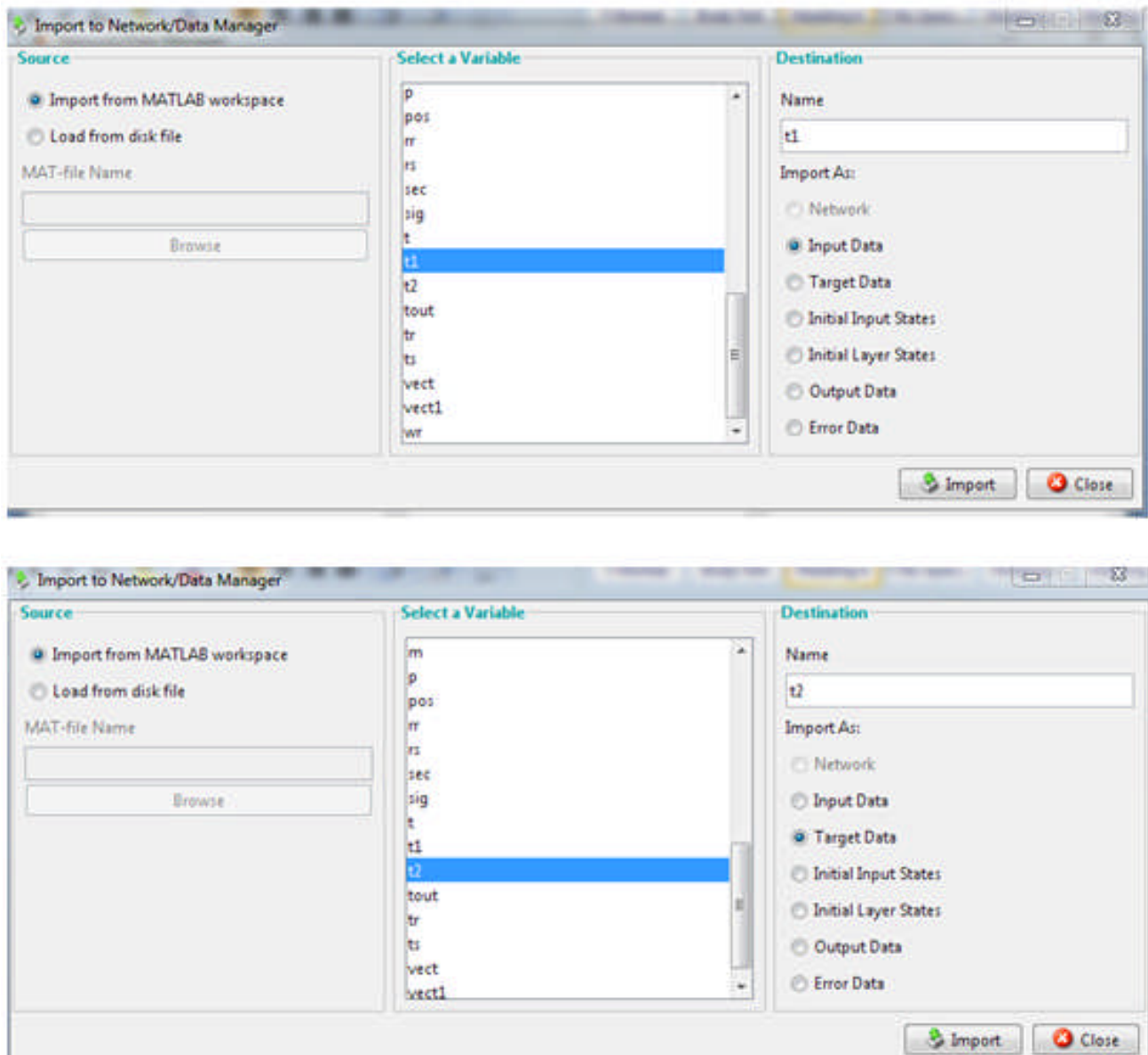


Figure IV.4 : Imports du Input data **t1 et Target data **t2****

- 5) Créer un nouveau réseau et le nommer (par défaut network1) et sélectionner le type de réseau neuronal Feed-forward backprop et sélectionner Input data (t1) et Target data (t2) et pour les fonctions d'activation choisies, on a désigné la fonction logarithmique pour la première couche cachée 'tansig', comme le montre la figure suivante :

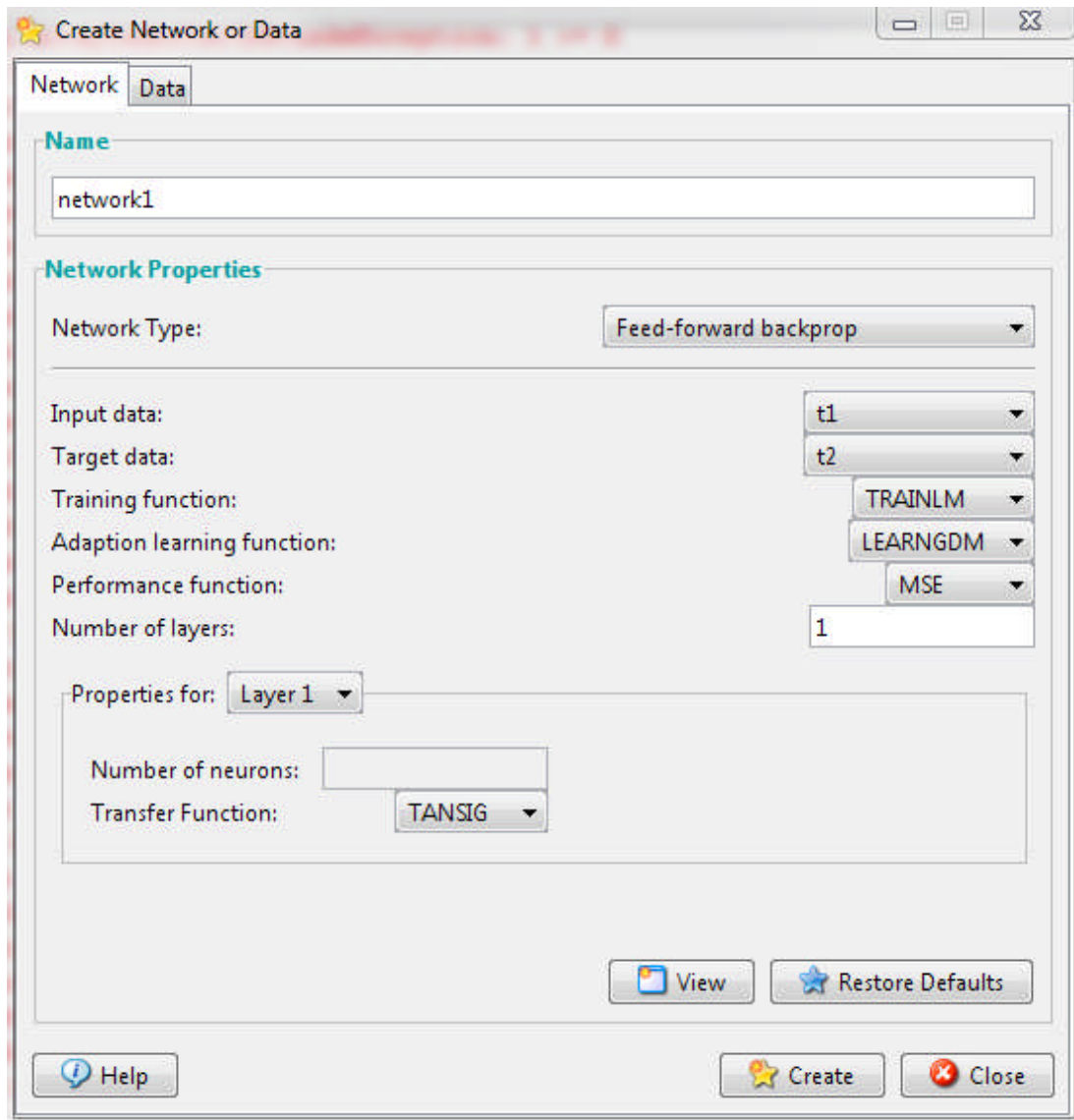


Figure IV.5 : Paramètres de network1 créé.

- 6) Appuyer sur le bouton Create, ensuite dans l'anglet Train, sélectionner l'entrée et nommer le vecteur de sortie network1-output puis appuyer sur Train Network, la figure ci-dessous indique la phase d'apprentissage :

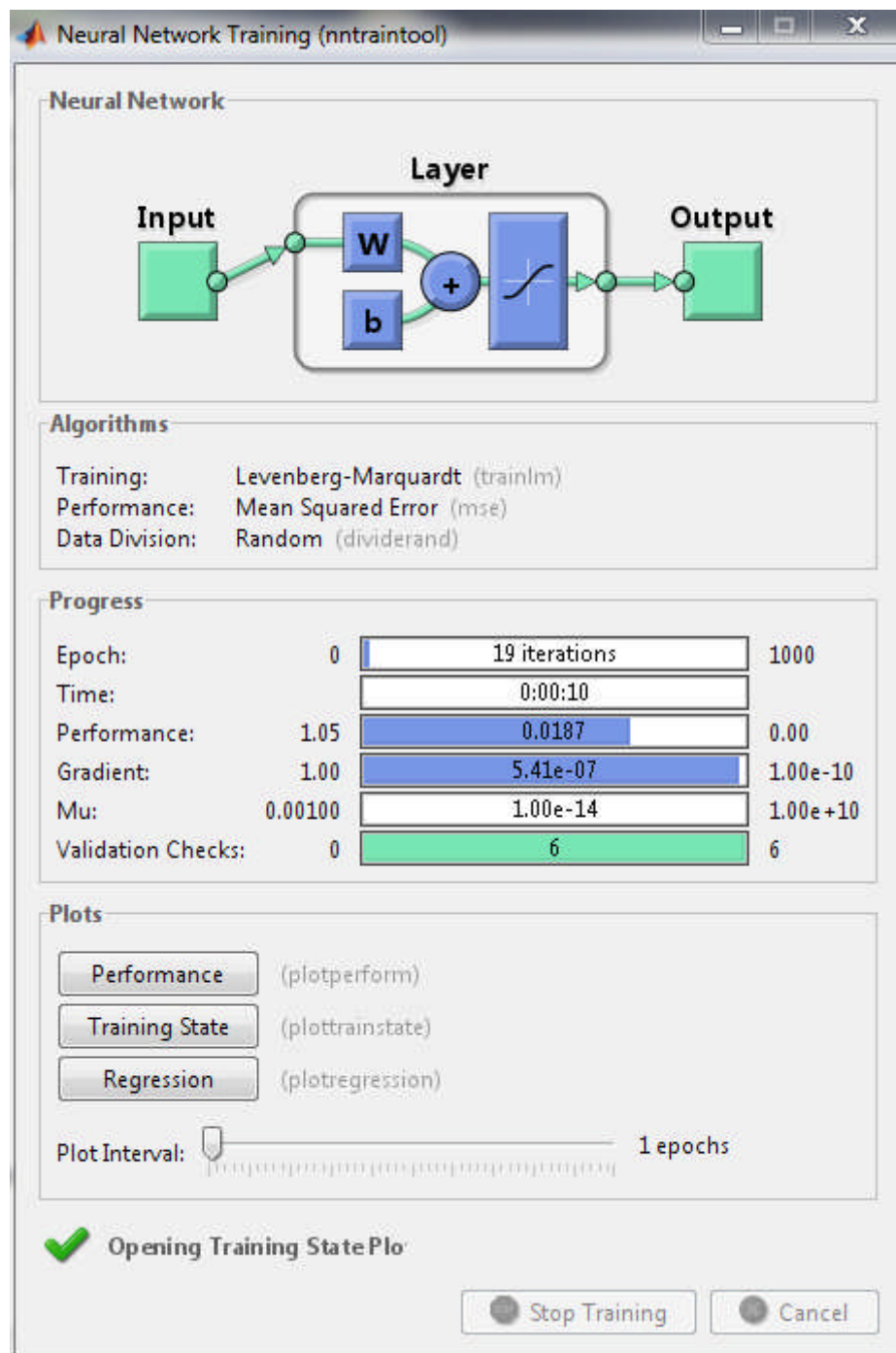


Figure IV.6 : L'opération et l'évolution d'apprentissage.

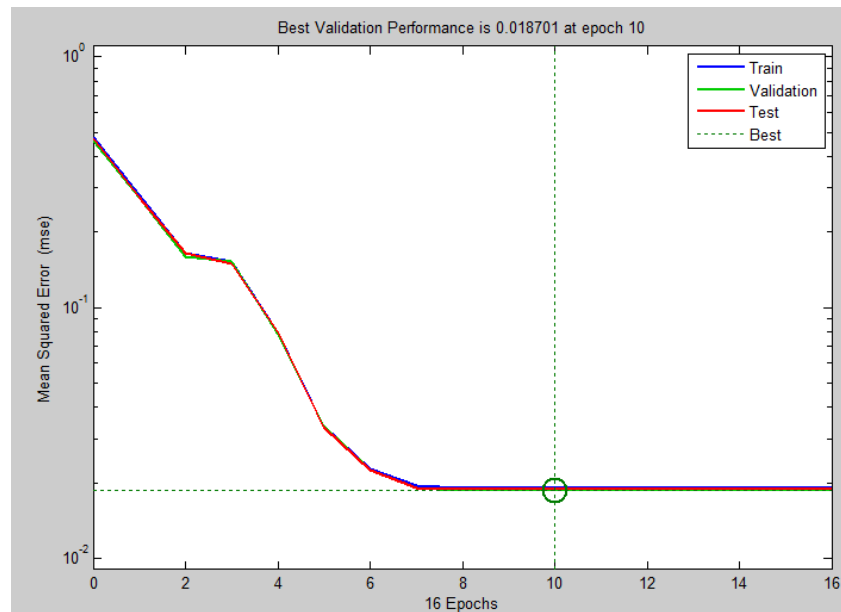


Figure IV.7 : Convergence de la sortie de RNA vers sa cible (Target).

- 7) Une fois la convergence est acceptable, appuyer sur Export pour vérifier la conformité de la sortie du réseau network1- output avec le vecteur cible t2.

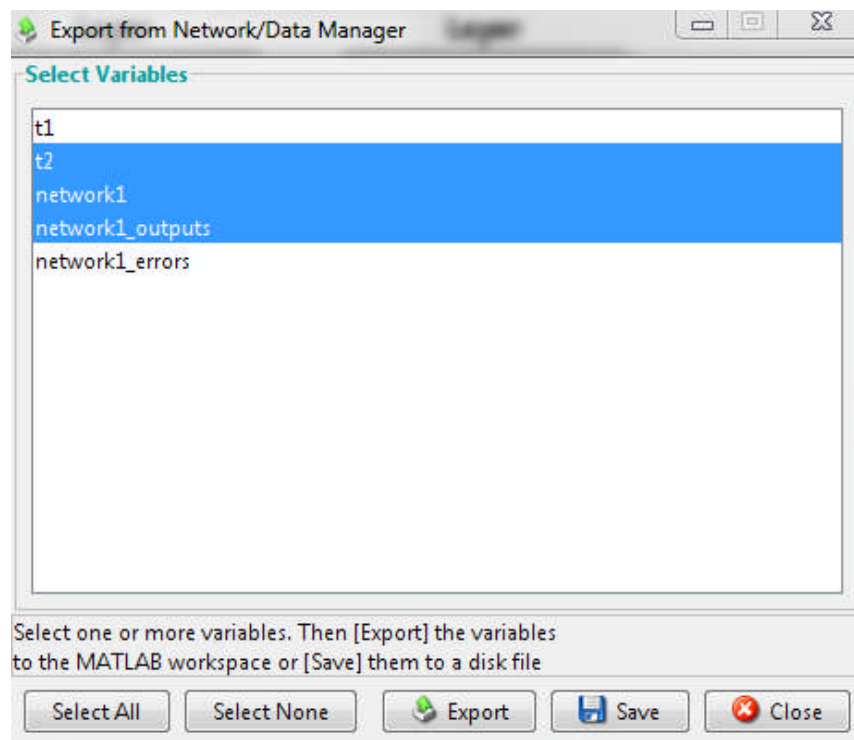


Figure IV.8 : Export des variables **t2**, **network1** et **network-outputs** dans l'espace de travail de Matlab.

- 8) Dans l'espace de travail de Matlab, vérifier l'écart entre la cible et le vecteur de sortie neuronal.
- 9) Lorsque le résultat est satisfaisant, sauvegarder le réseau sous un nom 'HYN' par exemple et

exporter le, ensuite créer sa boîte de Simulink en tapant : **gensim (HYN,-1)** dans l'espace de travail de Matlab.

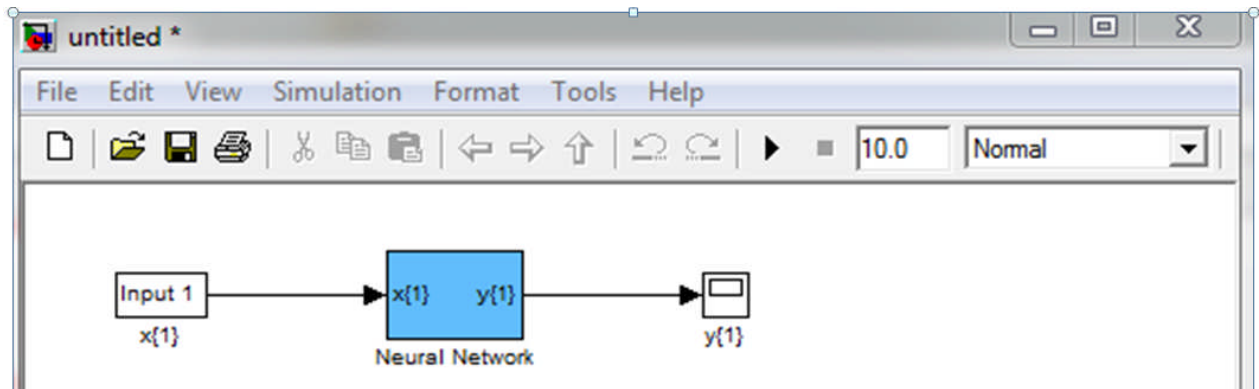


Figure IV.9 : Bloc RNA créé.

10) Le bloc en bleu est prêt à l'emploi, les deux blocs de la figure ci-dessous sont les comparateurs à hystérésis et la table de vérité conventionnelle.

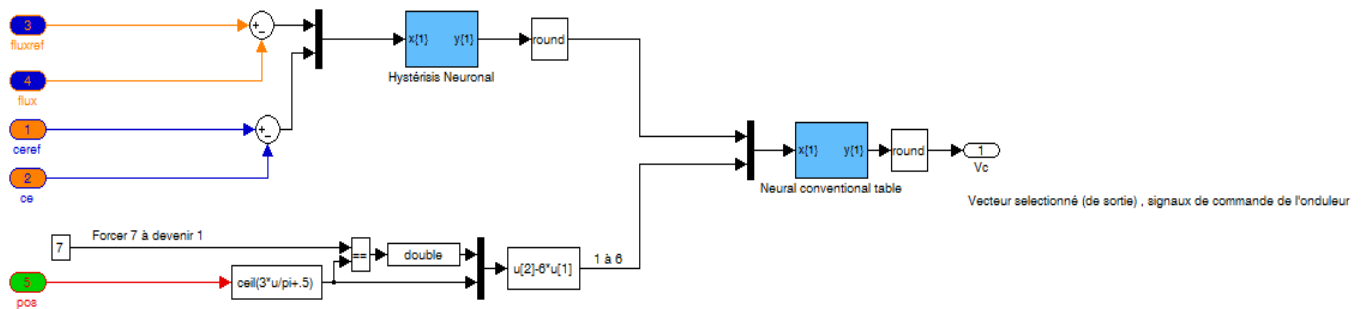


Figure IV.10.a : Schéma des blocs à RNA associés à la DTC.

Finalement, nous représentons le schéma de la commande équipée par les blocs de RNA comme suit :

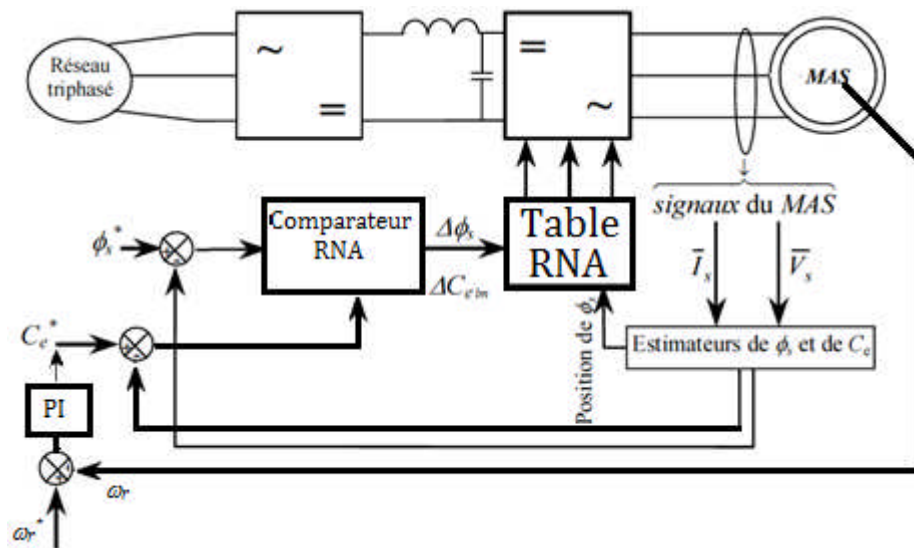


Figure IV.10.b : Schéma global de la DTC équipée par des blocs à RNA.

IV.3. RESULTATS DE SIMULATION

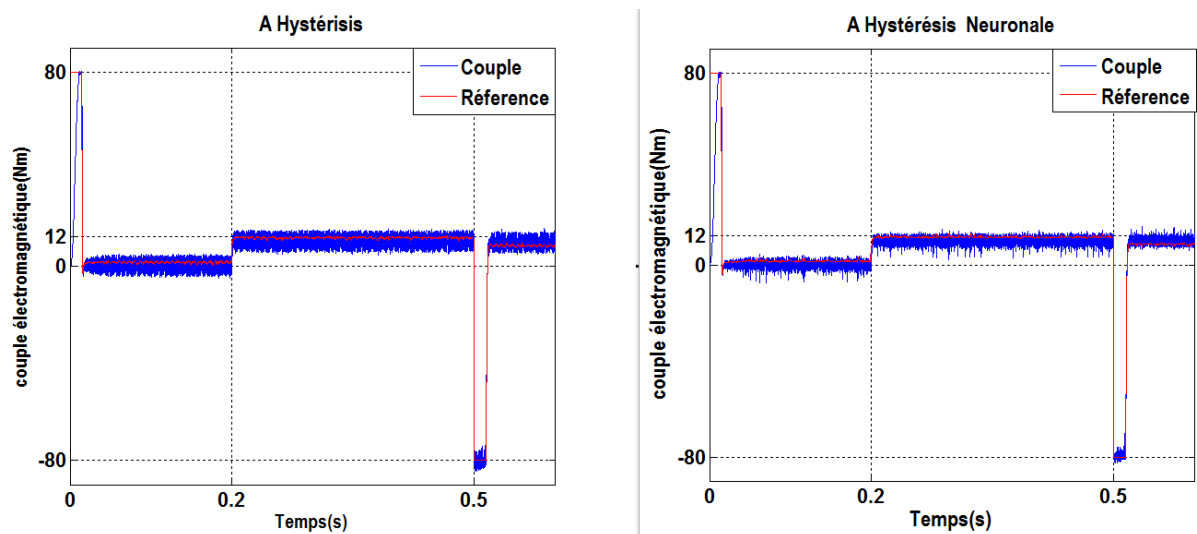


Figure IV.11 : Le couple électromagnétique développé par le MAS.

Le résultat de simulation de la figure IV.11 montre que le régime permanent est caractérisé par une réduction remarquable des ondulations de couple en présence des RNA.

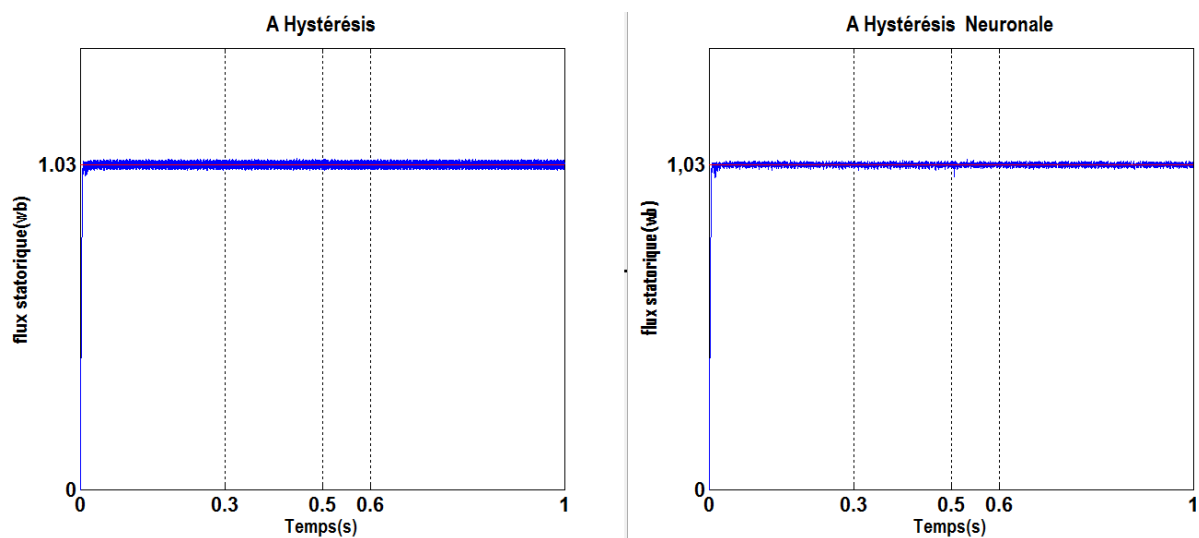


Figure IV.12 : Le module de flux statorique du MAS.

Le résultat de simulation de la figure IV.12, illustre aussi une réduction d'ondulation de flux statorique en présence des RNA, le comparateur à RNA est plus rapide que les comparateurs à hystérésis et accompagne la variation des grandeurs à commander de sorte que le dépassement de la bande se trouve plus étroit que le cas conventionnel.

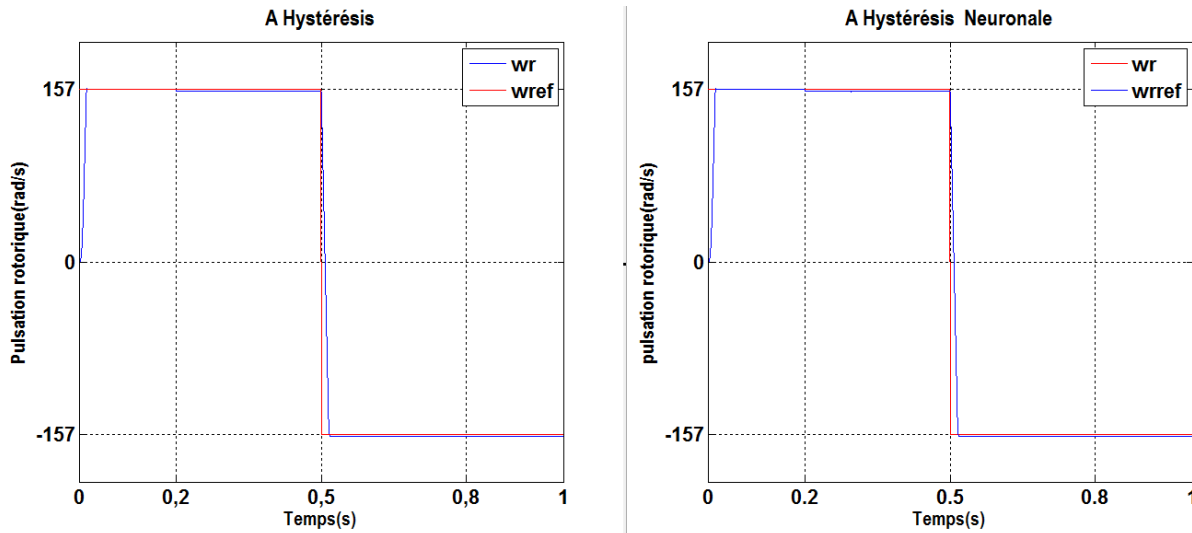


Figure IV.13 : La vitesse de rotation du MAS.

Pour la dynamique du système que la plus part de nous s'intéresse, les allures nous montrent que les deux cas sont semblables. Rien n'est à noter dans ce côté-là car la vitesse suit sa référence adéquatement ce qui confirme le bon choix des gains du régulateur PI utilisé. Evidemment, nous pouvons nous poser la question ici sur l'importance de la présence d'une régulation de vitesse, notre seule réponse est que, généralement, dans l'industrie cette régulation est primordiale et très utilisée, malgré que la DTC est par nature n'a pas besoin de cette régulation.

Nous pouvons remarquer aussi que la boucle de vitesse ne s'influe pas par le type de dispositif d'alimentation car la dynamique est essentiellement liée à l'actionneur entraîné.

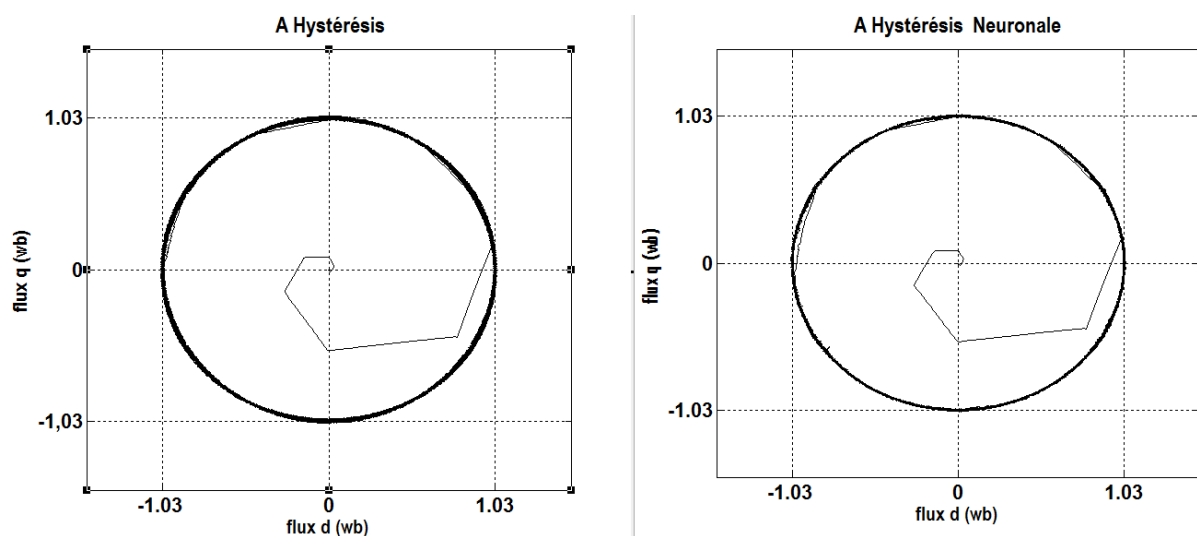


Figure IV.14 : Les trajectoires des vecteurs de flux statorique.

On remarque que l'évolution du flux statorique dans le repère (α, β) suit une trajectoire circulaire. On peut observer que l'épaisseur du cercle est plus fin dans le cas d'un comparateur à RNA, ceci est dû à la réduction des ondulations au niveau de flux.

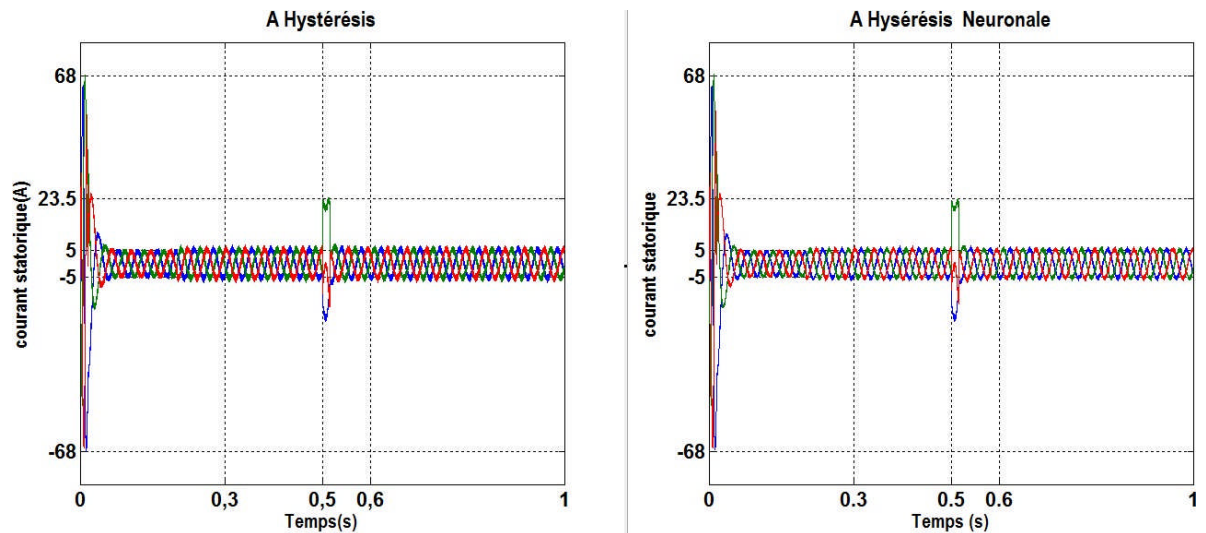


Figure IV.15 : Les courants absorbés par le MAS.

En examinant l'évolution des courants absorbés par le MAS, Les mêmes constatations sont enregistrées pour le courant statorique illustré par la figure IV.15. On remarque bien l'apport de la commande neuronale au niveau de la réduction des ondulations, car le courant n'est que l'image du couple.

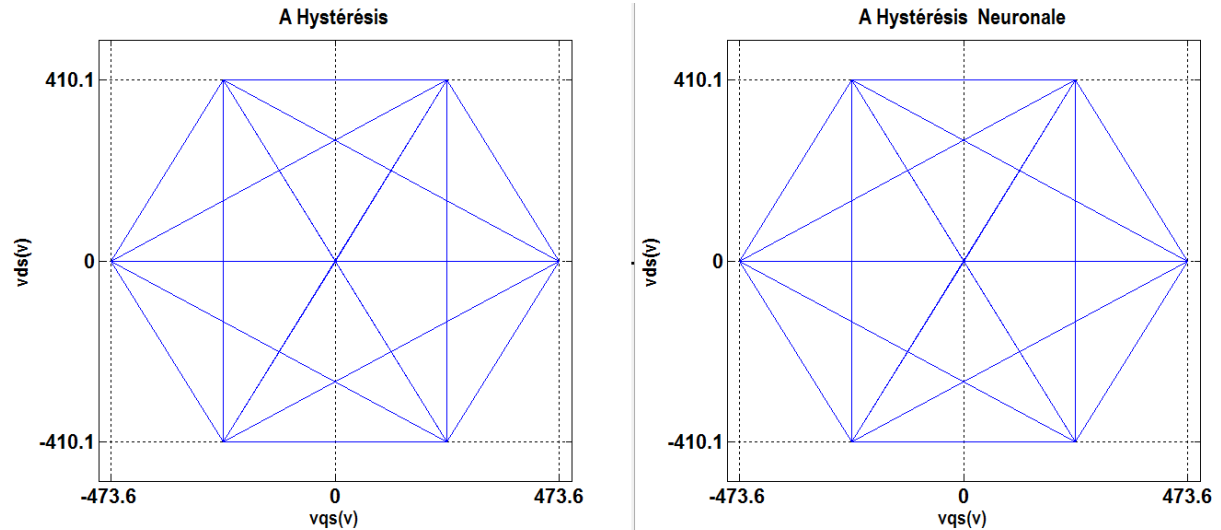


Figure IV.16 : Trajectoires des vecteurs de tension.

Les allures de la figure IV.16, nous montrent que les deux cas sont semblables. Rien n'est à noter dans ce côté-là parce que les tensions à la sortie de l'onduleur ne sont pas influées par ces comparateurs, mais instantanément certainement on n'aura pas le même vecteur-tension appliqué sinon le comportement de la DTC n'aura aucune variation (amélioration).

Les résultats de ces simulations sont obtenus en utilisant les paramètres suivants :

Paramètres	Valeur (SI)
MAS	
p	2
R_s	1.3
r_r	0.91
L_s	0.19
L_r	0.18
Mutuelle : m	0.18
J	0.09
f_r	0.03
PI	
K_p	5.8
K_i	0.13
Hystérésis et h	
Couple	0.15
Flux	0.001
h	$4 \cdot 10^{-5}$

Tableau IV.1 : Paramètres du système simulé.

IV.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a exposé la DTC à comparateur neuronal à la place des comparateurs à hystérésis et une table de sélection neuronale conçue dans un travail antérieur. On a expliqué les étapes de la création du bloc neuronal et son association à la DTC. Par simulation, nous avons démontré que le remplacement des comparateurs à hystérésis par un comparateur neuronal améliore le comportement du système en réduisant les fluctuations rencontrées aux niveaux de flux et de couple et aussi au niveau du courant statorique.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

L'objectif principal de ce mémoire consiste à présenter la DTC qui est une méthode de commande vectorielle simple, et étudier son comportement avec l'association des réseaux neuronaux artificiels qui remplacent les comparateurs à hystérésis et la tables de vérité.

Nous avons présenté notre travail selon la démarche suivante : nous avons modélisé le MAS et écrire le modèle obtenu dans le repère biphasé lié au stator, ensuite nous avons présenté l'implantation de la DTC appliquée à ce MAS. Dans le chapitre qui suit, nous avons expliqué les réseaux de neurones artificiels et leurs applications et au dernier chapitre nous avons simulé une DTC conventionnelle et la même DTC associée au comparateur neuronal à la place des comparateurs à hystérésis et à une table de vérité neuronale. Une étude comparative est présentée accompagnée de commentaires sur les courbes tracées extraites de la simulation.

Nous pouvons conclure que la technique de réseaux neuronaux peut être associée à la DTC avec simplicité et nous obtiendrons ainsi une amélioration aux niveaux des fluctuations de flux et de couple. Cette amélioration est obtenue avec un RNA qui s'adapte rapidement au calcul des variations des grandeurs commandées. Les blocs neuronaux conçus peuvent être exploités ultérieurement pour n'importe quelle simulation ou les comparateurs ont la même structure et lorsqu'on a la table de vérité conventionnelle.

Nous suggérons d'étudier le temps de calcul pour voir une idée sur la rapidité de la DTC si elle est associée au RNA, parce que le temps de calcul peut influencer d'une manière nuisible l'implantation hardware de la commande s'il est lent.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [AC08] A. Chikhi, «Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue», Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2008.
- [AD10] A. Dissa, «Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction sans Capteur de Vitesse Associée à un Observateur Non Linéaire», Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [AD16] Ali DJAIDJA, «Etude de la classification supervisée des données environnementales à l'aide de réseaux de neurones de fonctions à base radiales», Mémoire de Master Université de M'sila, Algérie, 2016.
- [AH17] ABDELKRIM Hamza et ELGHARBI Kamel, «Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine Asynchrone (MAS) », Mémoire de Master, Université de M'Sila, Algérie, 2017.
- [AS18] Alia Salim Guedda Smail, «Commande Vectorielle d'une Machine à Induction», Mémoire de Master, Université d'El-Oued, Algérie, 2018.
- [AZ10] A. Zekkour, «Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction sans Capteur de Vitesse Associé à un Observateur Adaptatif», Mémoire d'Ingénieur d'État en Électrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [BK20] BELHAOUARI Khadra, «Étude d'une DTC appliquée à un MAS alimenté par un onduleur multicellulaire à quatre niveaux», Mémoire de Master, Université Laghouat, Algérie, 2020.
- [BM07] B. Messaoudi, « Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone», Mémoire de Magister d'électrotechnique, Université de Biskra, Algérie, 2007.
- [BM14] Bachir MOKHTARI, «DTC Intelligente Appliquée à la Commande de la Machine Asynchrone», Thèse de Doctorat en sciences, Université de Batna, Algérie, 2014.
- [BS13] BOUHAFNA Sebti, «Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones», Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2013.
- [HM19] HADJAB Meryem, «Commande Basée sur les Techniques de l'intelligence Artificielle d'une Machine Asynchrone Double Etoile», Mémoire de Master, Université de M'sila, Algérie, 2019.
- [MI14] Messai Med Ibrahim Redouani Med Mokhtar, «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone», Mémoire de Master, Université d'El-Oued, Algérie, 2014.
- [MN09] MERZOUKA Nouressadat, «Étude des performances des réseaux de neurones dynamiques à représenter des systèmes réels : une approche dans l'espace d'état», Mémoire de Magister Université SETIF, Algérie, 2009.
- [RG08] R. GHAYOULA, « Contribution à l'optimisation de la Synthèse des Antennes Intelligentes par les Réseaux de Neurones », Thèse de Doctorat, Université de Tunis El Manar, Tunisie, Décembre 2008
- [SB14] Sami Boufadene et Zidane Bouzekri, "Commande Directe du Couple par SVM d'une Machine Asynchrone", Mémoire de Master, Université de Bejaia, Algérie, 2014.
- [SB20] S. BOUREZG et S. NECHE, «Stratégies de Commande de la machine asynchrone : Etude et comparaison», Mémoire de Master, Université de M'Sila, Algérie, 2020.
- [TE17] TAMMA EL ABBAS ZERIG ABDEL GHANI, «Amélioration des performances de la commande directe du couple de la machine asynchrone», Mémoire de Master, Université d'El-Oued, Algérie, 2017.
- [ZA09] Zahir ASRADJ, «Identification des systèmes non linéaires par les réseaux de neurones», Mémoire de Magister Université BEJAIA, Algérie, 2009.
- [ZH09] ZIGHEM Hocine LEBBA Lahcen, «Commande DTC par réseaux de neurones d'un moteur à induction alimenté par un onduleur de tension», Mémoire de Master, Université Kasdi MERBAH Ouargla, Algérie, 2009.
- [ZM17] ZEGAI Mohammed Lamine, «Synthèses des Techniques de Commande DTC Associe à l'intelligence Artificielle Appliquée au Contrôle d'un Moteur Asynchrone Alimenté par Onduleur Multi-Niveaux», Thèse de Doctorat en sciences, Université d'Oran, Algérie, 2017.