

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE  
N° : CSE 08



DOMAINE : SCIENCES ET  
TECHNOLOGIES  
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE  
OPTION : COMMANDE DES  
SYSTEMES ELECTRIQUES

Mémoire présenté pour l'obtention  
Du diplôme de Master Académique

Par : FADLI Brahim  
et  
SAHNOUNE Choayb

Intitulé

**Implémentation des stratégies de commande  
sur FPGA pour le contrôle de l'ensemble  
MAS convertisseurs**

Soutenu devant le jury composé de:

M. Benyatton.Lotfi	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
M. Dj.Khoudja, A.Aib	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
M. Ghelab.Mohamed	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

Année universitaire : 2018/2019

# *Dédicaces*

*Nous Dédions Ce TRAVAIL A :*

*A nos Chers PARENTS ET nos Chers GRAND  
PARENTS*

*A nos FRÈRES ET SOEURS*

*A TOUTE LA FAMILLE*

*A TOUTS NOS AMIS ET COLLEGUE D'ETUDE*

*Brahim*

*Choayb*

# *Remerciement*

*Nous Tenons à remercier avant tout Allah tout puissant qui nous a  
donné la volonté, la force et la patience pour élaborer notre travail.*

*Nos vifs remerciements particulièrement à nos encadreurs*

*Mr. Djalal Eddine KHOUJA et Mr. Abd el Algani AIBE pour leur aide  
précieuse, leurs*

*conseils constructifs et leurs orientations bénéfiques et objectives et  
surtout leur confiance durant les moments d'efforts pour la réalisation de  
notre projet.*

*Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département*

*Génie électrique qui a contribué à notre formation*

*Nos remerciements vont aussi aux membres de jury qui ont*

*Accepté de juger ce travail et d'y apporter leur contributions.*

*En fin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et*

*Collègues pour le soutien moral.*

# Sommaire

---

# Sommaire

Sommaire.....	I
Liste des Figures.....	II
Liste des Tableau.....	III
Liste de Notations et Symboles.....	IV
Introduction générale.....	01

## **Chapitre I : Etat de l'art et modélisation et commande de la MAS**

I.1 Etat de l'art.....	03
I.1.1 Introduction .....	03
I.1.2 Définition de la machine asynchrone.....	03
I.1.3 Constitution.....	03
I.1.4 Principe de fonctionnement.....	04
I.1.4.1 Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone.....	04
I.2 Modélisation de la machine asynchrone.....	04
I.2.1 Hypothèse de travail .....	04
I.2.2 Mise en équations de la machine asynchrone triphasée.....	05
I.2.2.1 Equations électriques .....	05
I.2.2.2 Équations magnétiques .....	05
I.2.2.3 Equations mécaniques .....	06
I.2.3 Transformation de PARK.....	06
I.2.3.1 Équations de la machine biphasée équivalente .....	07
I.2.3.1.1 Équation du couple .....	08
I.2.3.2 Définition des différent référentiel .....	08
I.3 Commande de la MAS.....	09
I.3.1 La commande scalaire.....	09
I.3.2 Commande vectorielle à flux orienté (FOC) .....	10
I.3.3 Commande directe du couple (DTC).....	10
I.3.4 Comparaison entre FOC et DTC.....	11
I.3.5 Commandes sans capteur de vitesse .....	11
I.4 Modélisation de l'onduleur de tension .....	12
I.4.1 Principe .....	12

I.4.2 Modulation de largeur d'impulsion (MLI) .....	14
I.4.2.1 Différentes techniques de modulation (MLI) .....	14
I.4.3 Modulation vectorielle .....	15
I.4.3.1 Principe de MLI vectorielle.....	15
I.5. Conclusion.....	16

## **Chapitre II : Commande d'un moteur asynchrone par la DTC classique**

II.1.Introduction.....	17
II.2 Principe de la commande DTC.....	17
II.3 La théorie de la commande directe du couple .....	18
II.3.1 Le contrôle vectoriel du couple .....	18
II.3.2 Le contrôle du flux statorique .....	20
II.4 Présentation de la structure de contrôle.....	21
II.4.1 Sélection du vecteur tension .....	21
II.4.2.Estimateur.....	22
II.4.2.1 Estimation du flux statorique .....	22
II.4.2.2 Estimation du couple.....	22
II.5.Élaboration des correcteurs.....	23
II.5.1 Correcteur de flux.....	23
II.5.2 Correcteur du couple à deux niveaux .....	23
II.5.3 Correcteur du couple à trois niveaux .....	23
II.6 Élaboration de la table de commande .....	24
II.6.1 Table de commande du flux statorique .....	25
II.6.2 Table de commande du couple.....	25
II.7 Avantages et inconvénients de la commande directe du couple .....	26
II.7.1 Avantages de la DTC.....	26
II.7.2 Inconvénients de la DTC .....	26
II.8 Structure générale du contrôle direct de couple.....	27
II.9 Résultats de simulation .....	28
II.9.1 Interprétation des résultats de simulation.....	29
II.10 Conclusion.....	30

## **Chapitre III : Commande d'un moteur asynchrone par la DTC neuronale**

III.1 Introduction.....	31
-------------------------	----

---

III.2 La commande DTC neuronale .....	31
III.3 Le neurone biologique.....	32
III.4 Historique de réseaux de neurone.....	33
III.5 Présentation générale.....	33
III.6 Architectures d'un réseau de neurones .....	34
III.6.1 Le perceptron.....	34
III.6.2 Le perceptron multicouche.....	35
III.6.3 Fonction d'activation ou de seuillage .....	36
III.7 Notion d'apprentissage .....	36
III.7.1 L'apprentissage supervisé .....	37
III.7.2 L'apprentissage non supervisé.....	37
III.8 Conception d'un réseau de neurones.....	38
III.8.1 Choix et préparation des échantillons .....	38
III.8.2 Conception de la structure du réseau de neurones .....	38
III.8.3 Apprentissage.....	38
III.8.4 Validation et Tests .....	38
III.9 L'algorithme d'apprentissage de RNA .....	38
III.9.1 Phase d'apprentissage.....	40
III.10 Résultat de simulation.....	40
III.10.2 Interprétation des résultats de simulation.....	43
III.11 Conclusion .....	43

## **Chapitre IV : Implémentation de DTC Neuronal sur un Circuit FPGA**

IV.1 Les circuits programmables.....	44
IV.2 Les circuits logiques programmables du type FPGA.....	45
IV.2.1 Critères de choix du circuit programmable FPGA.....	45
IV.2.2 Avantages et inconvénients des FPGA.....	45
IV.2.2.1 Avantages.....	45
IV.2.2.2 Inconvénients .....	46
IV.3 Architecture interne des FPGA .....	46
IV.3.1 Structure des CLB .....	47
IV.3.2 Structure des IOB.....	48
IV.4 Langage VHDL.....	49
IV.4.1 Définition .....	49

IV.4.2 Pourquoi utiliser le VHDL.....	49
IV.4.3 Unité de conception (module VHDL) .....	49
IV.4.3.1 L'entité.....	50
IV.4.3.2 L'architecture.....	50
IV.4.3.3 Syntaxe générale d'une architecture.....	51
IV.4.3.4 Les paquetages .....	51
IV.5 Intégration et implémentation.....	52
IV.6 La structure matérielle de couplage (FPGA /machine).....	52
IV.7 Synthèse de RNA et simulation sur XILINX.....	53
IV.7.1 Construire le bloc en Xilinx Simulink.....	53
IV.7.2 Résultats de simulation.....	54
IV.8 Conclusion.....	57
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>58</b>

# Liste des Figures

## Liste des Figures

### Chapitre I

<b>Figure I.1</b> : Composition de la machine asynchrone .....	04
<b>Figure I.2</b> : Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée .....	06
<b>Figure I.3</b> : Schéma d'un onduleur de tension triphasé a deux niveau.....	12
<b>Figure I.4</b> : principe de modulation sinus-triangle .....	14
<b>Figure I.5</b> : Représentation des vecteurs tension de l'état de l'onduleur .....	15

### Chapitre II

<b>Figure II.1</b> : Elaboration des vecteurs $v_s$ ( $s_a, s_b, s_c$ ) à partir de l'onduleur de tension ....	18
<b>Figure II.2</b> : Le couple produit en fonction des flux $\Phi_s$ et $\Phi_r$ .....	19
<b>Figure II.3</b> : Pilotage du vecteur flux statorique à l'aide des vecteurs tension fournis par un Onduleur de deux niveaux.....	20
<b>Figure II.4</b> : Evolution du vecteur flux statorique dans le plan $\alpha\beta$ .....	20
<b>Figure II.5</b> : choix du vecteur tension .....	21
<b>Figure II.6</b> : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondant .....	23
<b>Figure II.7</b> : Correcteur du couple à hystérésis à trois niveaux .....	24
<b>Figure II.8</b> : Choix du vecteur de tension à appliquer.....	24
<b>Figure II.9</b> : Schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux.....	27
<b>Figure II.10</b> : Schéma block de simulation de la DTC classique.....	28
<b>Figure II.11</b> : Résultats de simulation de la DTC classique.....	29

### Chapitre III

<b>Figure III.1</b> : Commande directe du couple de la MAS basée sur les RNA .....	32
<b>Figure III.2</b> : Le neurone biologique.....	32
<b>Figure III.3</b> : Unité de base : Le neurone.....	33
<b>Figure III.4</b> : Modèle perceptron.....	34

<b>Figure III.5</b> : Architecture d'un réseau de neurones.....	35
<b>Figure III.6</b> : Les fonctions d'activation les plus utilisées.....	36
<b>Figure III.7</b> : Apprentissage supervisé .....	37
<b>Figure III.8</b> : Apprentissage non supervisé.....	37
<b>Figure III.9</b> : Algorithme d'apprentissage par la méthode de rétropropagation de l'erreur	39
<b>Figure III.10</b> : Schéma block de simulation de la DTC par réseau de neurone.....	40
<b>Figure.III.11</b> : Résultats de simulation de la commande DTC Neuronale.....	42

## Chapitre IV

<b>Figure IV.1</b> : Critères de choix du circuit logique programmable FPGA .....	45
<b>Figure IV.2</b> : Architecture interne d'un FPGA.....	46
<b>Figure IV.3</b> : Architecture d'un CLB de famille Virtex.....	47
<b>Figure IV.4</b> : Architecture d'un SLICE de famille Virtex. ....	48
<b>Figure IV.5</b> : Architecture d'un IOB de famille Virtex.....	48
<b>Figure IV.6</b> : Représentation unité de conception.....	59
<b>Figure IV.7</b> : Etapes de conception sur FPGA.....	52
<b>Figure IV.8</b> : Structure de couplage FPGA/Moteur triphasée.....	52
<b>Figure IV.9</b> : : schéma bloc de notre réseaux de neurone sous Xilinx Simulink.....	53
<b>Figure IV.10</b> : fonction sigmoïde sous Xilinx Simulink .....	53
<b>Figure IV.11</b> : le schéma bloc d'un neurone de couche caché sous Xilinx Simulink.....	54
<b>Figure IV.12</b> : Schéma block de simulation de la DTC par réseau de neurone sous Xilinx	54
<b>Figure.IV.13</b> : Résultats de simulation de la commande DTC Neuronale sous Xilinx	56

# Liste des Tableau

## Liste des Tableau

<b>Tableau I.1</b> : Table de vérité de l'onduleur de tension à deux niveaux .....	16
<b>Tableau II.1</b> : Vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du flux. .....	25
<b>Tableau II.2</b> : Vecteurs de tensions à appliquer dans chaque secteur pour le contrôle du couple .....	25
<b>Tableau II.3</b> : Vecteurs de tensions à appliquer dans chaque secteur pour le contrôle du couple et du flux .....	25
<b>Tableau II.4</b> : Élaboration de la table de commutation .....	26
<b>Tableau IV.1</b> : Comparaison des différentes solutions numériques:.....	44

# Liste de Notations et Symboles

## Liste de Notations et Symboles

### Acronymes

<i>MAS</i>	Moteur Asynchrone.
<i>DTC</i>	Direct Torque Control (La commande directe du couple).
<i>FOC</i>	Field Oriented Control (commande orientation de flux).
<i>MLI</i>	Modulation par Largeur d'Impulsion.
<i>DSP</i>	Digital Signal Processor.
<i>VHDL</i>	Very High Speed Integrated Circuit.
<i>CLB</i>	Configurable Logic Block.
<i>IOB</i>	Input Output Block.
<i>PIP</i>	Programme Interconnect Point.
<i>SVM</i>	Space vector modulation
<i>PI</i>	Proportionnel Intégral.
<i>RNA</i>	Réseau de Neurones Artificiels.
<i>RN</i>	Réseau de Neurone.
<i>MLP</i>	Multi Layered Perceptron.
<i>IGBT</i>	Insolated Gate Bipolar Transistor.
<i>FPGA</i>	Field Programmable Gate Array.
<i>Fem</i>	Force électromotrice.
<i>Fcem</i>	Force Contre électromotrice.
<i>AC</i>	Alternative Current.
<i>DC</i>	Direct Current.
<i>TTL</i>	Transistor- Transistor Logic
<i>CMOS</i>	Complementary Metal Oxide Semi-conductor

### Symboles

<i>s</i>	Indice de stator.
<i>r</i>	Indice de rotor.
<i>t</i>	Temps.
<i>T<sub>m</sub></i>	Période de Modulation
<i>T<sub>e</sub></i>	Période de Commutation
<i>C<sub>r</sub></i>	Couple de Charge.
<i>C<sub>e</sub></i>	Couple électromagnétique.
<i>f<sub>r</sub></i>	Coefficient de Frottement.
<i>I<sub>a,b,c</sub></i>	Courants Instantanés des Phases de la Machine.
<i>i<sub>sa</sub>, i<sub>sb</sub>, i<sub>sc</sub></i>	Courants Statorique.
<i>v<sub>sa</sub>, v<sub>sb</sub>, v<sub>sc</sub></i>	Représentent les Tensions des Trois phases statorique.
<i>v<sub>ra</sub>, v<sub>rb</sub>, v<sub>rc</sub></i>	Représentent les tensions des Trois phases rotorique

$v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$	Les Tensions Simples du Moteur asynchrone
$v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}$	Les tensions Composées du Moteur asynchrone
$V_i$	Vecteurs de tension.
$I_S$	Courant Statorique.
$I_{s\alpha}$	Courant statorique suivant l'axe $\alpha$ .
$I_{s\beta}$	Courant statorique suivant l'axe $\beta$ .
$I_{sd}$	Courant Statorique suivant l'axe direct.
$I_{sq}$	Courant Statorique suivant l'axe quadrature.
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$	Correspondent aux vecteurs des flux totalisés traversant les enroulements statorique .
$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$	Correspondent aux vecteurs des flux totalisés traversant les enroulements rotoriques.
$\theta_r$	Angle entre la phase a du stator et celle du rotor.
$\theta_s$	Angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques.
$\gamma$	l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.
$\omega_a$	Vitesse de rotation du référentiel.
$\omega_r$	Vitesse électrique de rotation du rotor.
$e(t)$	Entrée analogique.
$I_n$	Courant nominal.
$J$	Moment d'inertie.
$P$	Nombre de paires de pôles.
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
$T_s$	Période de commutation.
$f_s$	Fréquence de synchronisme $f_s$ .
$f$	Fréquence de rotation du rotor.
$f_p$	Fréquence de triangulaire.
$R_S$	Résistance statorique.
$R_r$	Résistance rotorique.
$L_S$	Inductance statorique.
$L_r$	Inductance cyclique propre rotorique.
$L_m$	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.
$M$	Inductance mutuelle cyclique entre stator rotor.
$M_s M(r)$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques (rotoriques).
$M_{sr}$	Inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase du rotor.
$e$	Erreur entre grandeur réel et de référence.
$\Delta e$	Variation de l'erreur $e$ .
$\Delta C_e$	Erreur de couple.
$u$	Vecteur de commande.
$X$	Vecteur d'état.

$K_p$	Coefficient proportionnel du régulateur PI.
$K_i$	Coefficient intégral du régulateur PI.
$\Delta_i$	Largeur de la bande d'hystérésis.
$X_i$	Le vecteur à $I$ éléments représentant le k-ième stimulus (la couche D'entries comporte $I$ cellule).
$Y$	Le vecteur à $J$ éléments représentant la réponse des cellules de la couche de sortie.
$W_i$	Poids synaptiques des liaisons entre les entrées et la sortie.
$b$	biais du neurone.
$k$	Nombre d'itération.
$N$	Nombre d'exemple de la base d'apprentissage.
$d_i$	Sortie désirée.
$g(t)$	Signal interne.
$y_i$	Sortie calculée par le réseau.
$w_{ji}$	Poids de connexion du j éme neurone d'une couche avec le i éme neurone de la couche précédente.
$\eta$	Constante d'apprentissage.

**Lettres grecques :**

$abc$	Indice de repère triphasé.
$dq$	Indice de repère de Park.
$\alpha$	L'axe directe du repère( $\alpha,\beta$ ).
$\beta$	L'axe en quadrature du repère ( $\alpha,\beta$ ).

# **Introduction générale**

## Introduction générale

En général, les actionneurs électriques les plus utilisés dans la majorité des applications industrielles sont construits autour de la machine asynchrone à cage. Cette dernière se distingue en particulier par sa robustesse, sa fiabilité, son faible coût et elle ne nécessite pas un entretien régulier. Cependant, son comportement dynamique est souvent très complexe, vu que sa modélisation aboutit à un système d'équations non linéaires, fortement couplé et multi variables. De plus, certaines de ses variables d'état, comme les flux ne sont pas mesurables. Ces contraintes exigent des algorithmes de commande plus avancés pour contrôler en temps réel le couple et le flux de ces machines [1]. Plusieurs stratégies de commande ont été proposées dans la littérature pour atteindre cet objectif. Vers le milieu des années 80, une stratégie de contrôle de la machine asynchrone, connue sous le nom de Commande Directe de Couple ou DTC (Direct Torque Control) est apparue pour concurrencer les commandes conventionnelles. Cette commande a été introduite par TAKAHASHI et M. DEPENBROCK 1985 [7]. Son principe est basé sur une détermination directe des impulsions de commandes appliquées aux interrupteurs de l'onduleur de tension, afin de maintenir le couple électromagnétique et le flux statorique à l'intérieur de deux bandes à hystérésis prédéfinies. Une telle application de cette technique permet d'assurer un découplage entre le contrôle du couple et le flux sans la nécessité d'utiliser une modulation de largeur d'impulsions (MLI), ni une transformation de coordonnées. [21]

Dans ce contexte, le thème de ce projet fin d'étude concerne principalement l'exploitation des nouvelles solutions technologiques pour implémenter de commande intelligente (réseaux de neurones) à base de la Commande Directe de Couple d'une machine asynchrone autour d'un environnement matériel basé sur un FPGA (Field Programmable Gate Array). Cette implémentation vise principalement la réduction des ondulations au niveau du couple électromagnétique et du flux statorique. Dans cette partie, les deux régulateurs à hystérésis et la table de commutation de Takahashi seront remplacés par un contrôleur intelligent. Les différents travaux concernant l'implantation de la commande DTC neuronale sur FPGA font l'objet de quatre chapitres.

Le premier chapitre, sera consacré à l'exposition de quelques généralités sur la constitution et le principe de fonctionnement de la machine asynchrone, ensuite sa modélisation et les techniques de commande de ce dernier. Puis nous allons procéder à l'étude de l'onduleur de tension dans laquelle nous allons discuter les différentes méthodes de commandes (commande MLI et MLI vectorielle).

Le second chapitre, nous allons décrire le principe de la commande directe du couple, puis dans la deuxième partie sera consacrée à une simulation et des discussions des résultats obtenus.

Le troisième chapitre, sera dédié à la présentation de quelques généralités sur les réseaux de neurones, pour construire un contrôleur neuronale, dans le but d'apporter une amélioration à la stratégie de commande DTC.

Le quatrième chapitre est consacré à l'implémentation des algorithmes développés dans les chapitres précédents afin de commander la machine asynchrone. Ce chapitre débute par une

description de la carte FPGA que nous utiliserons dans notre travail. On présente ensuite les résultats de l'implémentation de la commande DTC neuronale du moteur asynchrone.

# **Chapitre I:**

## **Etat de l'art, modélisation et Commande de la MAS**

## I.1 Etat de l'art

### I.1.1 Introduction

La machine à induction, ou machine asynchrone, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Les machines possédant un rotor «en cage d'écureuil» sont aussi connues sous le nom de machines à cage ou machines à cage d'écureuil. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent. Elle est utilisée dans une gamme de puissance d'applications de quelques Watts à plusieurs MW. Ces machines à cage d'écureuil occupent une place prépondérante dans tous les secteurs industriels. Elles sont les plus fréquemment utilisées grâce à leur robustesse, leur simplicité de construction et leur bas coût [1].

### I.1.2 Définition de la machine asynchrone

Un moteur asynchrone est un moteur à courant alternatif pour lequel la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation de champ magnétique tournant. Un moteur à induction est un moteur asynchrone dont le circuit magnétique est associé à deux ou plus de deux circuits électriques se déplaçant l'un par rapport à l'autre et dans lequel l'énergie est transférée de la partie fixe à la partie mobile, ou inversement, par induction électromagnétique. Cependant le seul moteur asynchrone qui ait une importance pratique est le moteur à induction [2].

### I.1.3 Constitution

Le moteur asynchrone est formé:

- **d'un stator** : anneau de tôles encoché à l'intérieur et portant un enroulement triphasé semblable à celui d'un alternateur. Cet enroulement est presque toujours relié à la source et constitue le primaire.
- **d'un rotor**: anneau de tôles rainuré à l'extérieur, concentrique au premier et séparé de lui par un entrefer étroit d'épaisseur constante. Le rotor porte un enroulement polyphasé mise en court-circuit constituant le secondaire. On distingue principalement deux types de structures de rotors:
  - **Un rotor à cage (d'écureuil)**: l'ensemble à l'aspect d'une cage cylindrique dont à chaque bout une couronne métallique est raccordée dans laquelle se trouve un empilement de tôles dont l'axe du moteur passe au centre.
  - **rotor bobiné**: comme pour le rotor à cage il est constitué de tôles empilées, mais des encoches sont pratiquées pour le passage du bobinage qui lui-même est raccordé en une extrémité en bout d'arbre sur des bagues l'autre extrémité du bobinage est connecté ensemble (point milieu du couplage étoile). Sur les bagues viennent frotter les balais (aussi appelé les collecteurs) qui sont raccordés au dispositif de démarrage (résistance)

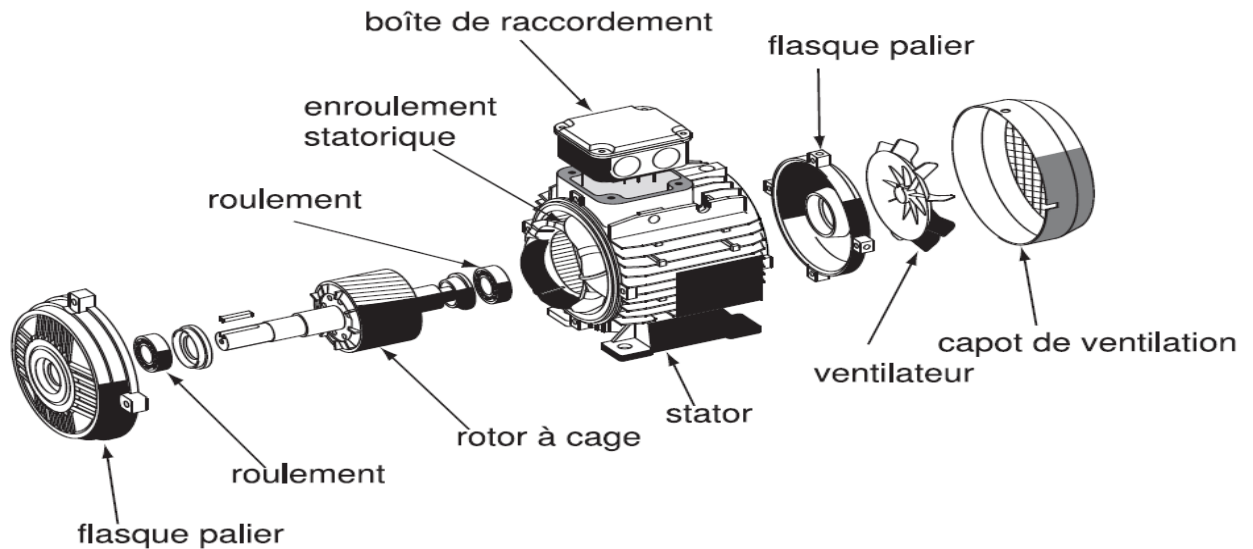


Figure I.1: Composition de la machine asynchrone.

## I.1.4 Principe de fonctionnement

Les trois enroulements statoriques alimentés par un réseau triphasé équilibré créent dans l'entrefer un champ magnétique tournant à la fréquence de rotation de synchronisme  $n_s$ . Les conducteurs du rotor sont soumis à ce champ tournant. Ils sont alors traversés par des courants de Foucault induits d'après la loi de Lenz ("les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur donnent naissance"). Les enroulements du rotor étant en court-circuit, la circulation des courants est alors possible. Les forces de Laplace qui en résultent exercent des moments sur le rotor. Le rotor tourne alors à la fréquence de rotation  $n$ . De par son principe, la fréquence de rotation du rotor est inférieure à la fréquence de synchronisme  $f_s$  :  $f < f_s$  [3].

### I.1.4.1 Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone est d'être, fiable, robuste, économique et possède une bonne standardisation. En revanche, quand l'emploi de la vitesse variable est justifié, ce moteur présente l'inconvénient du couplage du flux avec le couple électromagnétique c'est à dire le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus.

D'autre part, cette machine cache à travers sa simple structure une complexité fonctionnelle du fait que l'accès direct aux grandeurs rotoriques est impossible, le réglage du courant rotorique n'est possible qu'à travers le courant statorique [4].

## I.2 Modélisation de la machine asynchrone :

Il est courant d'utiliser la théorie de PARK pour modéliser les machines à courants alternatifs. En décrivant la machine tournante dans le référentiel adéquat, les équations d'état sont simplifiées. Cela rend leur étude et leur exploitation plus aisées. Ces simplifications proviennent des propriétés internes de la machine à courant alternatif.

### I.2.1 Hypothèse de travail :

Considérons la machine asynchrone avec les hypothèses de simplifications suivantes :

- Entrefer constant, l'effet des encoches négligeable.
- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale

- Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- Circuit magnétique non saturé.
- L'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Ces choix signifient entre autres que les inductances propre sont constantes, il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

## I.2.2 Mise en équations de la machine asynchrone triphasée

En tenant compte des hypothèses simplificatrices et en adoptant la convention de signe moteur.

### I.2.2.1 Equations électriques

$$[v_s] = \frac{d}{dt} [\psi_s] + R_s [i_s]$$

$$[v_r] = \frac{d}{dt} [\psi_r] + R_r [i_r]$$
(I.1)

où  $[v_s] = (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc})^t$  et  $[v_r] = (v_{ra}, v_{rb}, v_{rc})^t$  représentent les tensions des trois phases statoriques et rotoriques, respectivement.

$[i_s] = (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})^t$  et  $[i_r] = (i_{ra}, i_{rb}, i_{rc})^t$  sont les vecteurs des courants traversant ces phases.

$[\psi_s] = (\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc})^t$ ,  $[\psi_r] = (\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc})^t$  correspondent aux vecteurs des flux totalisés traversant les enroulements statoriques et rotoriques.

### I.2.2.2 Équations magnétiques

Les expressions des flux statoriques et rotoriques sous la forme matricielle condensée s'écrivent :

$$[\psi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r]$$

$$[\psi_r] = [L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s]$$
(I.2)

avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$
(I.3)

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} = [M_{rs}]^t$$
(I.4)

$\theta_r$  : angle entre la phase  $a$  du stator et celle du rotor. ( $\Omega = d\theta_r/dt$ )

$L_s, (L_r)$  : inductance propre d'une phase statorique (rotorique),

$M_s (M_r)$  : inductance mutuelle entre deux phases statoriques (rotoriques).

$M_{sr}$  : inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase du rotor.

### I.2.2.3 Equations mécaniques

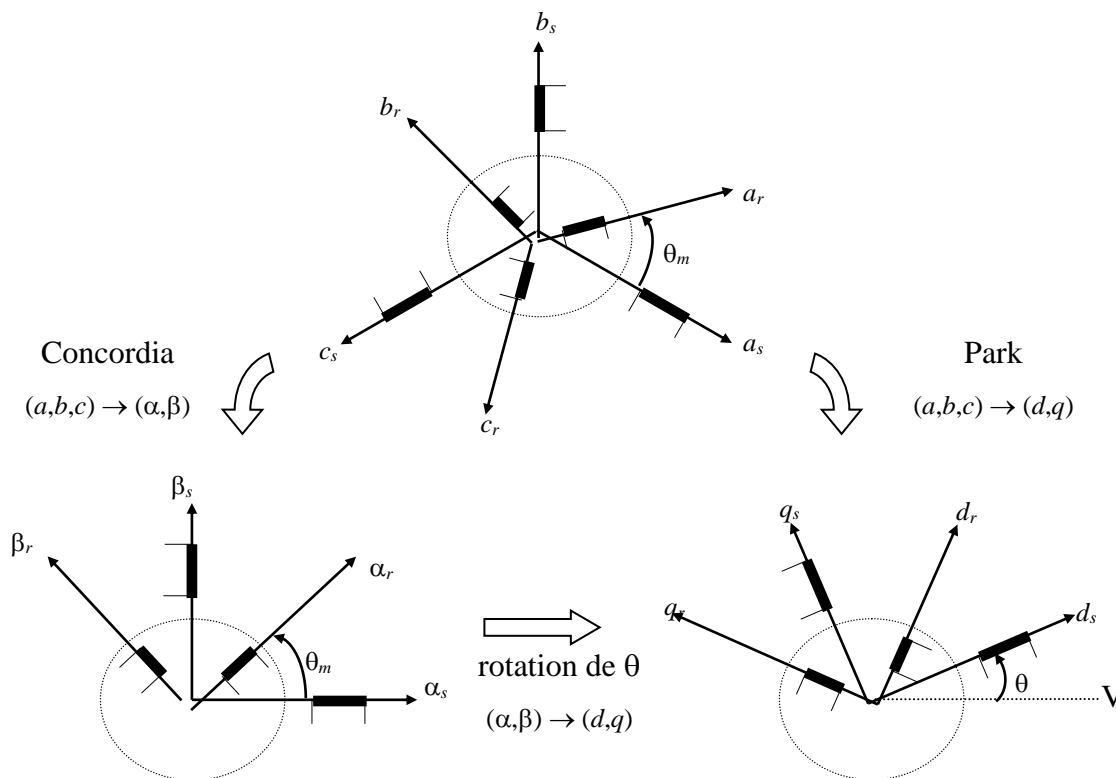
$$C_{em} - C_r - f_r \Omega = J \frac{d}{dt} \Omega \quad (I.5)$$

Avec  $C_{em}$ ,  $C_r$ ,  $f_r$ ,  $J$  : le couple électromagnétique, le couple résistant, le coefficient de frottement et le moment d'inertie, respectivement nous aboutirons ainsi à un système de six équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement de rotation du rotor, d'où la complexité de la résolution analytique.

Afin de surmonter cette difficulté, on considère les enroulements biphasés équivalents aux enroulements statorique et rotorique.

### I.2.3 Transformation de PARK

Grâce à la structure symétrique et équilibrée de la machine, la transformation de Park permet le passage du système triphasé  $(a,b,c)$  au système biphasé à deux axes fictifs  $(d,q)$  en quadrature équivalents, comme illustré à la figure I.2.



**Figure I.2 :** Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée.

De ce fait, il est donc possible de définir une matrice  $[A]$ , permettant le passage des composantes  $X_{abc}$  du système triphasé aux composantes  $X_{dq0}$  du système biphasé tournant à la même vitesse, telle que :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$\theta$  : étant l'angle entre la phase  $a$  du stator et l'axe  $d$  du référentiel.

Les courants, tensions et flux dans le nouveau repère sont définis comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

La transformation  $[A]$  peut s'effectuer à partir de deux transformations successives :

– la première transforme l'enroulement triphasé en un enroulement équivalent bipolaire dans un repère fixe  $(\alpha, \beta, o)$  (Figure 1.1). Elle est donnée par:

$$[A_1] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

– la deuxième consiste en une rotation des axes du repère  $(\alpha, \beta)$  d'un angle quelconque  $\theta$  pour donner le référentiel tournant. Elle est donnée par :

$$[A_2] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

### I.2.3.1 Équations de la machine biphasée équivalente

Pour simplifier la représentation des équations électriques de la machine asynchrone, on a utilisé la transformation de Park, dont le but est d'arriver à rendre la matrice impédance indépendante de la variable  $\theta_r$ .

Les équations électriques et magnétiques donnent alors le système suivant :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_a \Phi_{qs} & v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{qr} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_a \Phi_{ds} & v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (I.10)$$

et:

$$\begin{aligned}\Phi_{ds} &= L_s \iota_{ds} + L_m \iota_{dr} & \Phi_{dr} &= L_r \iota_{dr} + L_m \iota_{ds} \\ \Phi_{qs} &= L_s \iota_{qs} + L_m \iota_{qr} & \Phi_{qr} &= L_r \iota_{qr} + L_m \iota_{qs}\end{aligned}\quad (\text{I.11})$$

En posant:

$\omega_a = d\theta / dt$  la vitesse de rotation du référentiel.

$\omega_r = p \cdot \Omega = p \cdot d\theta_r / dt$  la vitesse électrique de rotation du rotor.

$L_s, L_r$  inductances propres cycliques du stator et du rotor respectivement ;

$L_s = L_{as} - M_{as}$  et  $L_r = L_{ar} - M_{ar}$

$L_m$  : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor ;  $L_m = 3/2 M_{sr}$

### - Équation du couple

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (\text{I.12})$$

où :

$$C_{em} = \frac{p L_m}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot \iota_{qs} - \Phi_{qr} \cdot \iota_{ds}) \quad (\text{I.13})$$

### I.2.3.2 Définition des différent référentiel

Le référentiel est le système  $(d, q)$  associé de rotation. Dans notre cas, nous adoptons un seul référentiel pour le rotor et le stator. Il existe trois possibilités de référentiels dans la pratique. Le choix se fait en fonction du problème étudié.

Parmi les relations que nous venons de présenter, les seules qui soient affectées par le choix du référentiel sont les équations (I.8).

#### a- Référentiel fixe par rapport au stator

Il se traduit par la condition :  $\omega_a = 0$ .

Les équations électriques prennent ainsi la forme suivante :

$$\begin{aligned}v_{ds} &= R_s \iota_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} & v_{dr} &= R_r \iota_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} + \omega_r \Phi_{qr} \\ v_{qs} &= R_s \iota_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} & v_{qr} &= R_r \iota_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} - \omega_r \Phi_{dr}\end{aligned}\quad (\text{I.14})$$

Le référentiel fixe est intéressant lorsqu'on veut étudier la variation de la fréquence d'alimentation, associée ou non à la variation de la vitesse de rotation.

#### b- Référentiel fixe par rapport au roto

Il correspond aux transformations des grandeurs de la machine dans un référentiel tournant à la vitesse synchrone, c.-à-d. :  $\omega_a = \omega_r$ .

Les équations électriques sont données par :

$$\begin{aligned}
 v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_r \Phi_{qs} & v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \\
 v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_r \Phi_{ds} & v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr}
 \end{aligned}
 \tag{I.15}$$

Ce référentiel est particulièrement avantageux dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation du rotor est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit.

### c- Référentiel fixe par rapport au champ tournant

La condition qui régit ce cas est:  $\omega_a = \omega_s$ .

Les équations électriques du moteur sont données par :

$$\begin{aligned}
 v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} & v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\
 v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} & v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr}
 \end{aligned}
 \tag{I.16}$$

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé dans les problèmes d'alimentation des machines asynchrones par convertisseur statique et lorsqu'on veut étudier la fonction de transfert du moteur par rapport à de petites variations de la vitesse autour d'un régime donné.

## I.3 Commande de la MAS

### I.3.1 La commande scalaire

La commande scalaire est la plus ancienne et la plus simple des lois de commande d'une machine asynchrone. Elle est utilisée essentiellement pour des applications ne nécessitant que des performances statiques ou dynamiques moyennes. De nos jours, grâce aux avancées de l'électronique de puissance, de nombreux variateurs utilisent ce mode de commande. On en retrouve essentiellement pour des applications industrielles de pompage, climatisation, ventilation.

Le principe de cette méthode est assez rustique. Il consiste à imposer aux bornes de l'induit de la machine, le module de la tension ou du courant ainsi que la pulsation. Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (Onduleur de tension ou de courant). Dans l'alimentation en tension, les onduleurs fournissent des tensions dont la forme et l'amplitude peuvent être considérées indépendante de la charge. Par contre dans l'alimentation en courant, les courants fournis ont des formes et des amplitudes influencées par la nature de la charge. La variation de la vitesse est obtenue par la variation de la pulsation statorique qui est générée directement par le régulateur. Cette méthode de commande est basée sur le modèle de la machine en régime permanent [5].

### I.3.2 Commande vectorielle à flux orienté (FOC)

Le principe dont repose la FOC est que le couple et le flux de la machine sont commandés séparément en similitude avec la MCC à excitation séparée, où les courants statoriques sont transformés dans un référentiel tournant aligné avec le vecteur de flux rotorique, statorique ou celui de l'entrefer, pour produire des composantes selon l'axe d (control du flux) et selon l'axe q (control du couple).

La commande FOC est initialement proposée en Allemagne dans la fin des années 60 et début des années 70 par deux méthodes distinctes, l'une qui, en imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux (Hasse) connu par IRFOC, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux (Blaschke) connu par DFOC. La technique IRFOC a été généralement préférée à la DFOC car elle a une configuration relativement simple comparée à la DFOC qui demande des estimateurs, ou des sondes à effet Hall pour la mesure du flux qui sont contrainctes aux conditions de travail excessives (température, vibration...etc.), et encore que la mesure soit entachée de bruits dépendant de la vitesse de rotation. Mais sans omettre que la IRFOC dépend des paramètres de la machine et notamment la constante de temps rotorique  $T_r$  et surtout la résistance rotorique  $R_r$ . Ces deux méthodes citées s'appuient sur l'orientation du flux rotorique (en fait c'est le repère dq qui est orienté), d'autres techniques ont été introduites telle que l'orientation du flux statorique SFOC avec les deux formes directe et indirecte, et l'orientation du flux d'entrefer, mais leurs performances sont moindres par rapport aux premières, d'autant qu'elles exigent des algorithmes plus compliqués et surtout la compensation au découplage qui est très sensible aux erreurs.

Il est intéressant de mentionner qu'il y a des travaux qui associent dans la même commande des régulateurs à mode glissant et des régulateurs proportionnels intégrales PI, et en introduisant la technique de modulation de largeur d'impulsion vectorielle SVPWM. Les résultats obtenus sont satisfaisants car la technique SVPWM réduit les harmoniques des courants statoriques, et améliore en régime permanent le problème d'ondulations du couple, flux et courants, tandis que le contrôleur à mode glissant contribue à la robustesse de la commande [6].

### I.3.3 Commande directe du couple (DTC)

Dans le cadre de l'entraînement électrique considéré, nous sommes aussi intéressés à la commande directe du couple et du flux (CDCF). Les recherches ont été dédiées initialement pour les machines à induction en 1985 par Takahashi abrégé (DTC) et Depenbrook (DSC). L'abréviation DTC (pour Direct Torque Control) a été finalement retenue par la firme ABB qui l'a commercialisée pour la première fois en 1995, et on apporte jusqu'à aujourd'hui des améliorations étendues même aux autres types de moteurs lorsque de très grandes puissances entrent en vigueur.

Le fondement de cette méthode repose sur le contrôle du couple et du flux de la machine directement, cela est réalisé à travers des comparateurs à hystérésis qui comparent les valeurs de références avec celles estimées, puis commandent directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs de couple et de flux dans les limites de la bande d'hystérésis. Quand le flux est hors de la bande d'hystérésis, la fréquence de l'onduleur change et le flux prend un chemin optimal vers la valeur désirée, ceci est la cause du principal inconvénient de la DTC qui est l'ondulation que présente le couple, le flux, et le courant en régime permanent, ceux-ci sont reflétés sur l'estimation de la vitesse et sa réponse, et aussi se traduisent par des bruits acoustiques accrus, en outre, la fréquence de commutation risque de dépasser les limites des organes utilisés .

À l'instar de la commande vectorielle, d'innombrables travaux sont issus des deux formes de base proposées par Takahashi et Depenbrock ayant pour but d'améliorer les performances et de pallier les problèmes inhérents à cette technique. Vu le nombre important des articles dans ce domaine nous allons nous restreindre à citer un échantillon sur les principaux axes d'intérêts des chercheurs qui ont voulu contribuer à l'amélioration de la DTC. Il y a des auteurs qui se sont intéressés à la commande de l'onduleur en utilisant la technique de modulation MLI vectorielle (space vector modulation), son principe est d'imposer le vecteur de tension approprié par modulation vectorielle d'espace, les ondulations sont ainsi réduites et la fréquence de commutation est devenue quasi constante. D'autres contributions ont été portées à la table de commutation, soit en appliquant un nombre de vecteurs plus grand que ceux appliqués en DTC classique, ou en utilisant l'intelligence artificielle soit pour adapter la bande d'hystérésis, soit pour optimiser la table de commutation [7].

### **I.3.4 Comparaison entre FOC et DTC**

Les études comparatives entre la FOC et la DTC ont eu lieu afin de montrer les avantages et inconvénients de chacune, dans les auteurs ont conclu après une étude expérimentale que la DTC avait les mérites par rapport à la FOC, pas de nécessité de régulateurs de courants ni de transformation de coordonnées, pas sensible aux paramètres de la machine mis à part la résistance statorique et pas besoin de capteur de vitesse pour l'implémenter. Mais l'article a omis la comparaison en termes d'ondulations du couple et du flux. Par contre dans les auteurs ont mis en œuvre une comparaison assez juste des deux techniques de base DTC et DFOC car ils ont en commun d'être intrinsèquement sans capteur de vitesse, les résultats ont montré clairement qu'en régime permanent et pour de différentes valeurs de la vitesse et du couple de charge, les courants dans la DFOC sont nettement moins ondulés par rapport à ceux de la DTC, qui en plus présentent un spectre riche en harmoniques de faibles amplitudes mais qui s'étale sur toute la plage de fréquence à l'inverse de la DFOC. Aussi en grande vitesse, l'amplitude des ondulations du couple dans la DTC est légèrement plus grande que celle en DFOC qui avait une forme plus régulière et uniforme. Par suite et en régime transitoire, les performances de chaque commande ont été testées suite à la réponse à un échelon de couple de charge pour différentes valeurs de vitesse, les résultats ont montré que la DTC était meilleur en terme temps de réponse, ceci est dû à la présence des régulateurs PI dans la DFOC qui retarde la réponse du couple. Aussi les auteurs ont remarqué que dans les basses vitesses la DTC est moins stable dû à l'effet de la résistance statorique. La conclusion de l'article est que les performances des deux techniques sont comparables, et peuvent être améliorées pour éviter ainsi les inconvénients que présente chacune d'elles. La meilleure technique sera donc celle qui sera améliorée en terme de robustesse en vers les incertitudes internes et externes et en terme de réponse dynamique, tout en restant moins compliquée à l'implémentation industrielle [8].

### **I.3.5 Commandes sans capteur de vitesse**

L'utilisation des commandes développées pour la machine asynchrone lui confère beaucoup d'avantages, mais l'utilisation de capteurs mécaniques (tel que des génératrices tachymétriques, résolveurs, ou codeurs incrémentaux) pour la vitesse nuit à la robustesse et la fiabilité des commandes pour de multiples raisons. D'abord placé sur l'arbre de la machine le capteur augmente le volume et le coût global du système, en effet dans les machines à petites puissances (2 à 5 kW) le coût du capteur est environ semblable à celle de la machine, aussi pour les machines à 50 kW, le coût est de 20 à 30% par rapport au coût de la machine. En plus, le placement du capteur nécessite

de modification sur l'arbre de la machine et demande un montage délicat et une attention spéciale aux bruits de mesure.

Afin de pallier ces inconvénients inhérents, beaucoup de travaux ont été proposés pour la commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur mécanique. Ces méthodes se favorisent selon, leurs sensibilités aux variations paramétriques, leurs simplicité à l'adaptation et à l'implantation. Il y a celles qui sont basées sur l'exploitation de l'anisotropie spatiale (saillance) du circuit magnétique tel que les encoches rotorique. D'autres techniques que sont les observateurs, utilisent le modèle de la machine telle que l'observateur de Luenberger, et le filtre de Kalman, bien que ces méthodes sont en mesure de palier les variations importantes de la résistance rotorique, malheureusement l'implantation du filtre de Kalman en temps réel est difficile à cause du nombre d'opérations nécessaire à chaque période d'échantillonnage pour réactualiser les estimations. Dans un observateur à mode glissant, il a augmenté la robustesse du système et a étendu la plage de vitesse de zéro aux grandes vitesses, mais le phénomène du chattering reste l'inconvénient majeur de ces techniques. La méthode basée sur le système adaptatif à modèle de référence abrégé MRAS a prouvé que c'est l'une des meilleurs techniques proposées par les chercheurs, grâce aux grandes performances qu'elle présente en termes de fiabilité, stabilité, et moins d'efforts de calculs, les chercheurs ne cessent d'améliorer et d'exploiter les avantages qu'offre cette technique. Cette dernière se base sur deux modèles de la machine asynchrone, le modèle dit de référence et le modèle adaptatif, qui se base sur le flux, la contre force électromotrice (f.c.é.m.), ou la puissance réactive [8].

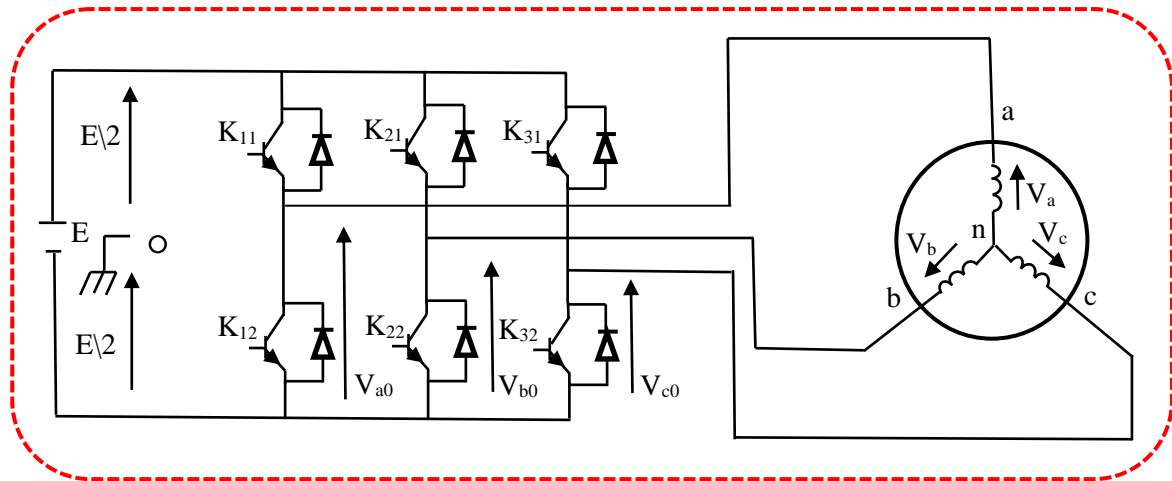
## I.4 Modélisation de l'onduleur de tension

Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance permettant de délivrer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique continue. C'est la fonction inverse d'un redresseur. L'onduleur est un convertisseur de type continu/alternatif [9].

### I.4.1 Principe

Les onduleurs sont des structures en pont constituées le plus souvent d'interrupteurs électroniques tels que les IGBT, des transistors de puissance ou thyristors. Par un jeu de commutations commandées de manière appropriée (généralement une modulation de largeur d'impulsion), on module la source afin d'obtenir un signal alternatif de fréquence désirée.

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristors GTO, peut être considéré comme un amplificateur de puissance. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs  $K_{11}$  et  $K_{21}$ ,  $K_{31}$  et  $K_{21}$ ,  $K_{22}$  et  $K_{32}$  doivent être contrôlés de manière complémentaire.



**Figure I.3:** Schéma d'un onduleur de tension triphasé a deux niveaux.

Pour un onduleur triphasé a deux niveaux, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne ( $k_1 = a, k_2 = b, k_3 = c$ ).

$S_{a, b, c} = 1$ : Interrupteur du demi –bras haut (a, b ou c) fermé.

$S_{a, b, c} = 0$ : Interrupteur du demi –bras bas (a, b ou c) fermé.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée.
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.
- Dans ces conditions, on peut écrire les tensions (0), en fonction du vecteur de commande  $S_i$ .

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} S1 \\ S2 \\ S3 \end{bmatrix} - \frac{E}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Les trois tensions composées sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{a0} - v_{b0} \\ v_{bc} = v_{b0} - v_{c0} \\ v_{ca} = v_{c0} - v_{a0} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

On peut également écrire les tensions de sortie de l'onduleur en fonction des tensions simples de la charge en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point neutre fictif (o).

La charge est considérée équilibrée, il en résulte :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (\text{I.19})$$

La somme membre à membre des trois équations (I.16) en tenant compte de la relation (I.17) nous donne:

$$v_{n0} = \frac{1}{3} (v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) \quad (\text{I.20})$$

Les équations (I.16) peuvent être écrites sous la forme suivante:

$$\begin{cases} v_{an} = v_{a0} - v_{0n} \\ v_{bn} = v_{b0} - v_{0n} \\ v_{cn} = v_{c0} - v_{0n} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

En tenant compte de la relation (I.18) nous pouvons écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

En tenant compte de la relation (I.15), nous pouvons écrire:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Les tensions simples du moteur asynchrone ( $v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$ ) sont fonction des trois grandeurs booléennes ( $S_a, S_b, S_c$ ). La matrice de transfert est donnée

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

## I.4.2 Modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Elle consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau de commande), généralement sinusoïdale en tension sous forme de créneaux successifs, générer a la sortie de l'onduleur, son principe repose sur la comparaison de la modulante avec la porteuse.

### I.4.2.1 Différentes technique de modulation (MLI)

Modulation Sinus-triangle : Le principe de cette technique est La comparaison d'une onde sinusoïdale de fréquence  $f_r$  et d'amplitude  $A_r$  appelée onde de référence avec une autre onde triangulaire de fréquence  $f_p$  nettement supérieur à  $f_r$  d'amplitude  $A_p$  nous donne les points d'intersections qui déterminent les instants de commutation .

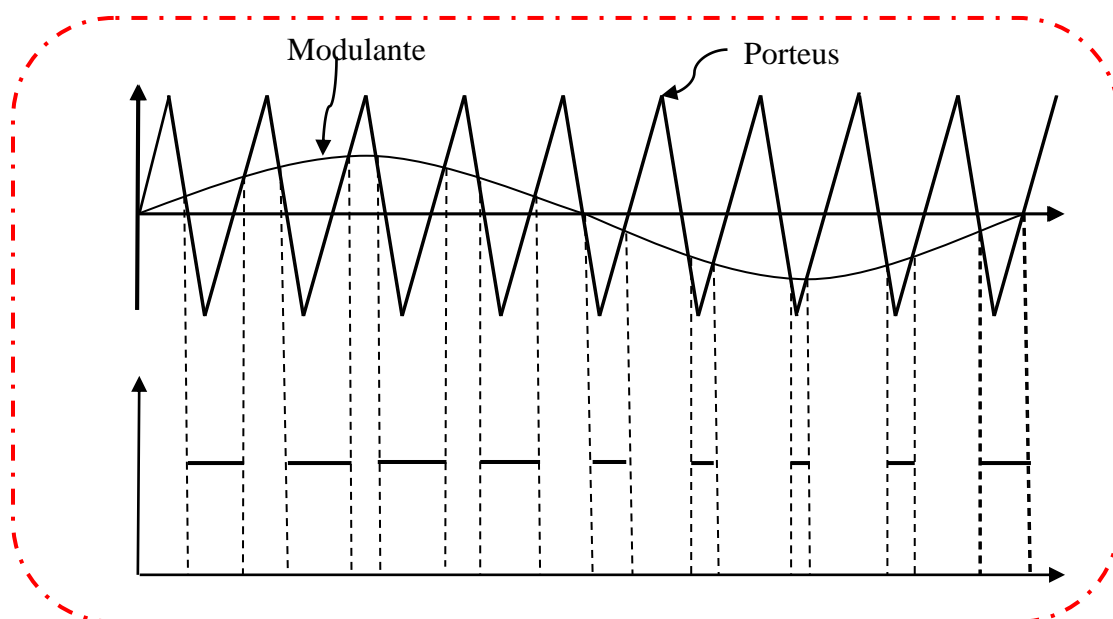


Figure I.4 : principe de modulation sinus-triangle.

- Modulation pré calculées : Elle est surtout utilisée lorsque du fait d'une fréquence porteuse faible on a besoin d'optimiser le spectre du signal généré. Le motif du signal de sortie est prédéterminé (hors ligne) et stocké dans des tables (mémoire) qui sont ensuite relues en temps réel.
- Modulation delta: Un système est piloté par une horloge rapide  $H$ , à chaque début de période le signal d'entrée analogique  $e(t)$  est comparé à un signal interne  $g(t)$ .
- Modulation par hystérésis: Cette méthode consiste à élaborer le signal MLI directement à partir de la grandeur à contrôler, par la décision de tout ou rien.
- Modulation post calculée: appelée encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielle (SVM: space vector modulation) dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

### I.4.3 Modulation vectorielle

La modulation vectorielle est une modulation en temps réel, elle est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif [10].

#### I.4.3.1 Principe de MLI vectorielle

La MLI vectorielle s'appuie sur le calcul d'un vecteur tension globale de référence, Ce vecteur est approché sur une période de modulation  $T_m$  par l'application temporaire des deux vecteurs de tension d'état adjacents  $V_i$  et  $V_{i+1}$  et des vecteurs nuls  $V_0$  et  $V_7$

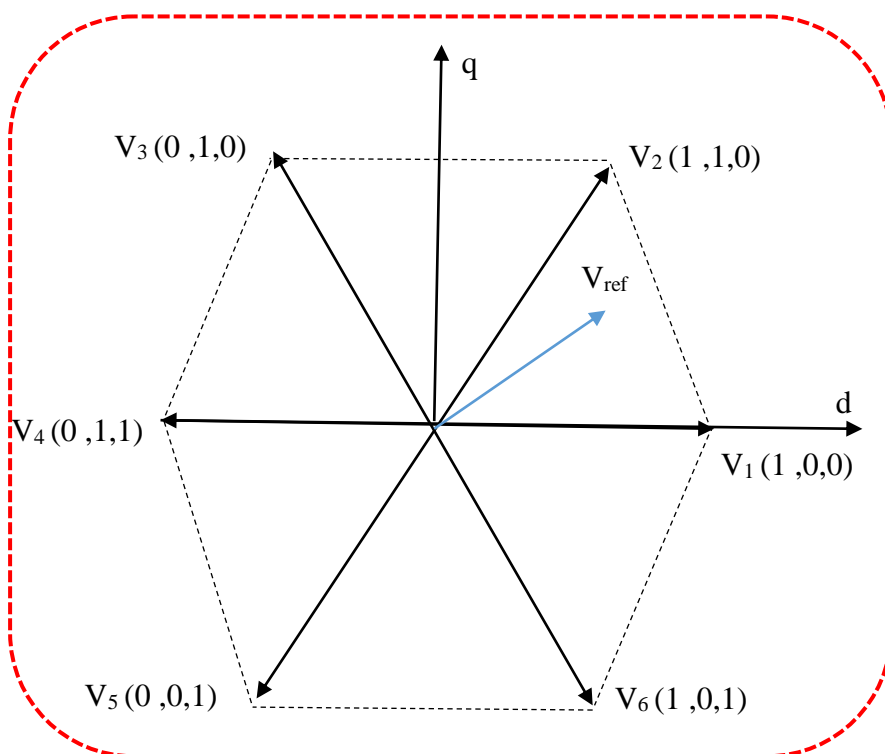


Figure I.5: Représentation des vecteurs tension de l'état de l'onduleur

Le Tableau I.1, donne les différents états de l'onduleur,

vecteur	S <sub>a</sub>	S <sub>b</sub>	S <sub>c</sub>	V <sub>sa</sub>	V <sub>sb</sub>	V <sub>sc</sub>	V <sub>sa</sub>	V <sub>sβ</sub>	V <sub>i</sub>
V <sub>0</sub>	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V <sub>1</sub>	1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$
V <sub>2</sub>	1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{\pi}{3}}$
V <sub>3</sub>	0	1	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V <sub>4</sub>	1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$
V <sub>5</sub>	0	0	1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V <sub>6</sub>	1	0	1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V <sub>7</sub>	1	1	1	0	0	0	0	0	0

**Tableau I.1.** Table de vérité de l'onduleur de tension à deux niveaux.

## I.5 Conclusion

La modélisation de la machine asynchrone est une étape nécessaire pour son contrôle, car le modèle mathématique de la machine doit avoir une structure pouvant décrire et simuler complètement les caractéristiques réelles de la machine d'une part, et de l'autre part, il faut qu'il soit pratique pour la mise en œuvre avec des algorithmes plus complexes.

Dans ce chapitre, la modélisation de la machine asynchrone avec son alimentation a été présentée. Le chapitre ayant commencé tout d'abord par la conception physique et mathématique de la machine à l'induction, par la suite, on a une représentation des repères de référence qui ont été arborées pour établir un modèle biphasé de la machine basé sur le modèle équivalent de la machine asynchrone dans un référentiel bien choisi. Enfin, le chapitre s'est clôturé par des différentes représentations d'état du modèle biphasé de la machine asynchrone alimentée en tension.

**Chapitre II:**  
**Commande d'un moteur asynchrone**  
**par la DTC classique**

## II.1 Introduction

Dans le souci d'une amélioration continue des performances relatives à la commande des machines à courant alternatif, des techniques de plus en plus laborieuses ont vu le jour passant par la commande scalaire, la commande vectorielle et enfin la DTC. L'évolution des techniques de commande appliquées aux moteurs à courant alternatif sont directement reliée aux avancées réalisées dans les domaines de microélectronique, de l'électronique et de l'électronique de puissance. La complexité dont le model des moteurs à courant alternatif fait figure, la nécessité d'assurer un contrôle découplé des grandeurs électriques assurant le fonctionnement du moteur, des algorithmes de plus en plus élaborées sont appliqués afin de nous permettre d'avoir le plus de contrôle possible, et c'est dans cette optique que la commande directe du couple a été développée [11].

Les méthodes de commande directe du couple « DTC » consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion.

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne.

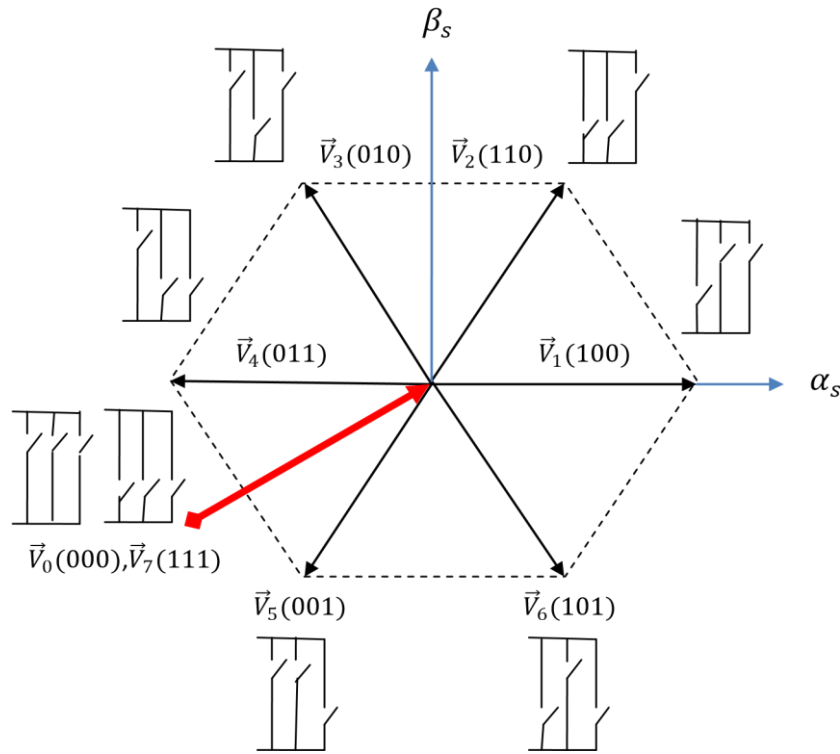
Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple pour une MAS, et les résultats de simulation obtenus [12].

## II.2 Principe de la commande DTC

Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandés par des comparateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs du flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation.

D'après l'équation (II.1) l'onduleur génère un vecteur de tension qui est directement lié aux grandeurs de commandes ( $S_i$ ). La combinaison de ces grandeurs permet d'obtenir huit vecteurs de tensions représentés dans le plan  $(\alpha, \beta)$  par la figure II.1 dont deux sont nuls ( $V_0$  et  $V_7$ ) [13].

$$V_s = \frac{\sqrt{3}}{2} E [S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}] \quad (\text{II.1})$$



**Figure.II.1.**Elaboration des vecteurs  $v_s (S_a, S_b, S_c)$  à partir de l'onduleur de tension.

Le schéma ci-dessus représente le plan complexe à six secteurs, l'équation donnant le secteur dans ce plan est :

$$\frac{\pi}{6} (2i - 3) \leq Ni \leq \frac{\pi}{6} (2i + 1) \tag{II.2}$$

Avec  $i = (1, 2, 3, 4, 5, 6)$ .

### II.3 La théorie de la commande directe du couple

#### II.3.1 Le contrôle vectoriel du couple

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator :

$$\begin{cases} v_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \Phi_s \\ v_r = 0 = R_r i_r + \frac{d}{dt} \Phi_r - j\sigma \Phi_r \end{cases} \tag{II.3}$$

Alors le courant stator s'écrit :

$$I_s = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{\Phi_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r L_s} \Phi_s \right) \tag{II.4}$$

Avec  $\sigma = 1 - \frac{L_m}{L_r L_s}$

$$\begin{cases} v_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \Phi_s \\ \frac{d}{dt} \Phi_r + \left(\frac{1}{\sigma \delta r} j\omega\right) \Phi_r = \frac{Lm}{L_s} \frac{1}{\sigma \delta r} \Phi_s \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Ces relations montrent que :

- Le vecteur  $\Phi_s$  peut être contrôlé à partir du vecteur  $v_s$  à la chute de tension  $R_s i_s$  près.
- Le flux  $\Phi_r$  suit les variations de  $\Phi_s$  avec une constante de temps  $\sigma \delta r$ , le rotor agit comme un filtre de constante de temps  $\sigma \delta r$ , entre les flux  $\Phi_s$  et  $\Phi_r$ .

De plus  $\Phi_r$  atteint en régime permanent :

$$\Phi_r = \frac{Lm}{L_s} \frac{\Phi_s}{1 + j\omega \sigma \delta r} \quad (\text{II.7})$$

En posant  $\gamma = (\Phi_s \Phi_r)$ , le couple s'exprime par :

$$C_{em} = p \frac{Lm}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin \gamma = k \|\Phi_s \Phi_r\| \sin \gamma = k \|\Phi_s\| \cdot \|\Phi_r\| \sin \gamma \quad (\text{II.8})$$

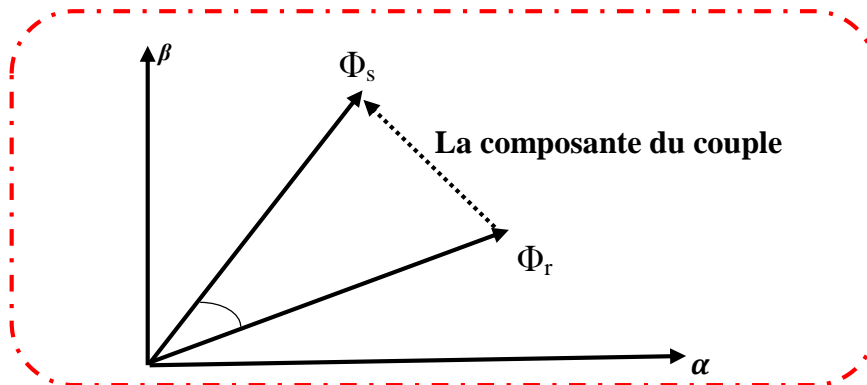
On constate donc que le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs  $\Phi_s$  et  $\Phi_r$  et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\Phi_s$  à partir de  $v_s$  en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de  $\Phi_r$ . Ceci n'est possible que si la période de commutation  $T_e$  est très inférieure à  $\sigma \delta r$ .

L'équation (II.8) permet donc de conclure que la seule manière de faire varier la composante du couple électromagnétique à l'échelle de la période d'échantillonnage est d'agir sur l'angle  $\gamma$  entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

La figure II.2 représente la composante du couple produite en fonction des deux vecteurs  $\Phi_s$  et  $\Phi_r$ , et elle montre aussi qu'afin d'augmenter rapidement l'angle  $\gamma$  et donc le couple, donc il est indésirable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif.

L'application d'un vecteur de tension nul peut également permettre de maintenir la valeur du couple



**Figure II.2 :** Le couple produit en fonction des flux  $\Phi_s$  et  $\Phi_r$ .

### II.3.2 Le contrôle du flux statorique

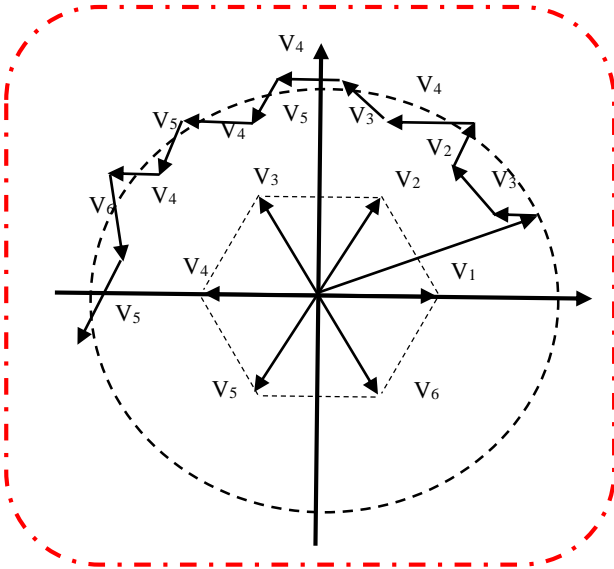
Par l'intégration de l'équation statorique de la machine asynchrone, on peut établir l'équation qui régit le comportement du vecteur flux statorique en fonction de temps par :

$$\Phi_s = \Phi_{s0} + \int_0^t (v_s - R_s i_s) dt \quad (\text{II.9})$$

En négligeant le terme résistif, ce qui est approximatif raisonnable aux moyennes et en hautes vitesses, la variation du vecteur flux statorique issue de l'application d'un vecteur  $v_s$  à la machine durant un temps court,  $\Delta T = t_1 - t_2$  est donnée par :

$$\Phi_s(t_2) = \Phi_s(t_1) + V_s \Delta T \quad \rightarrow \quad \Delta \Phi_s = \Phi_s(t_2) - \Phi_s(t_1) \approx V_s \Delta T \quad (\text{II.10})$$

L'équation (II.10) montre que lors de l'application d'un vecteur de tension constant, l'extrémité du vecteur flux statorique évolue dans le temps décrivant une droite parallèle à ce vecteur tension, et on se déplace à une vitesse (en Wb/s) égale à son amplitude (Figure. II.4)



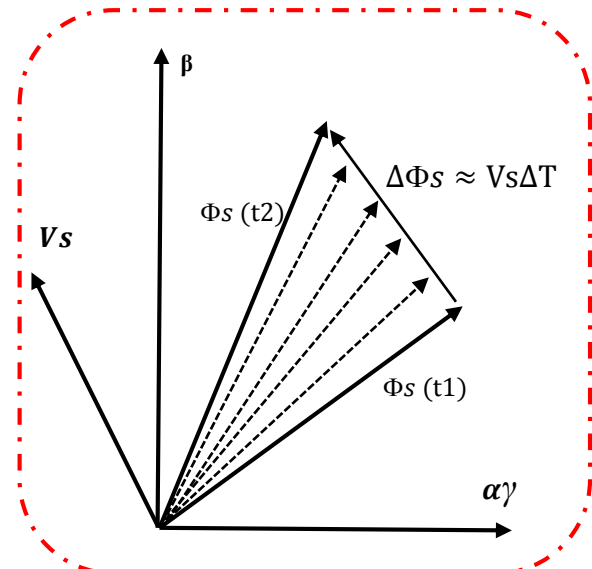
**Figure II.3 :** Pilotage du vecteur flux statorique

à l'aide des vecteurs tension fournis par un

Onduleur de deux niveaux.

La figure II.4 montre que l'amplitude du vecteur flux statorique ou bien la magnétisation de la machine peut être augmentée (respectivement diminuée) en appliquant un vecteur de tension ayant une forte composante colinéaire avec le vecteur flux statorique et il est de même sens (respectivement de sens inverse). Par contre, l'application d'un vecteur de tension en quadrature aura un effet négligeable sur la variation de son amplitude.

La figure II.3 montre qu'il est possible de déplacer le vecteur du flux statorique dans le plan  $\alpha\beta$  à partir des vecteurs de tension fournis par un onduleur de deux niveaux selon six directions déterminées. En commutant d'un vecteur de tension bien sélectionné, permet de faire déplacer le vecteur flux statorique sur le plan  $\alpha\beta$  et suivre une trajectoire généralement d'une forme circulaire [14].



**Figure II.4:** Evolution du vecteur

flux statorique dans le plan  $\alpha\beta$ .

## II.4 Présentation de la structure de contrôle

### II.4.1 Sélection du vecteur tension

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela le vecteur tension doit toujours être perpendiculaire au vecteur du flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée.

Le choix du vecteur tension  $V_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module de flux Statorique  $\Phi_s$ , de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de  $\Phi_s$  dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles.

La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes.

Lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté ( $i=1,2,\dots,6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants:

Si  $V_{i+1}$  est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.

Si  $V_{i+2}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croit.

Si  $V_{i-1}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux croit et celle du couple décroît.

Si  $V_{i-2}$  est sélectionné ; alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.

Si  $V_0$  ou  $V_7$  sont sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croit si la vitesse est négative.

Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure II.5

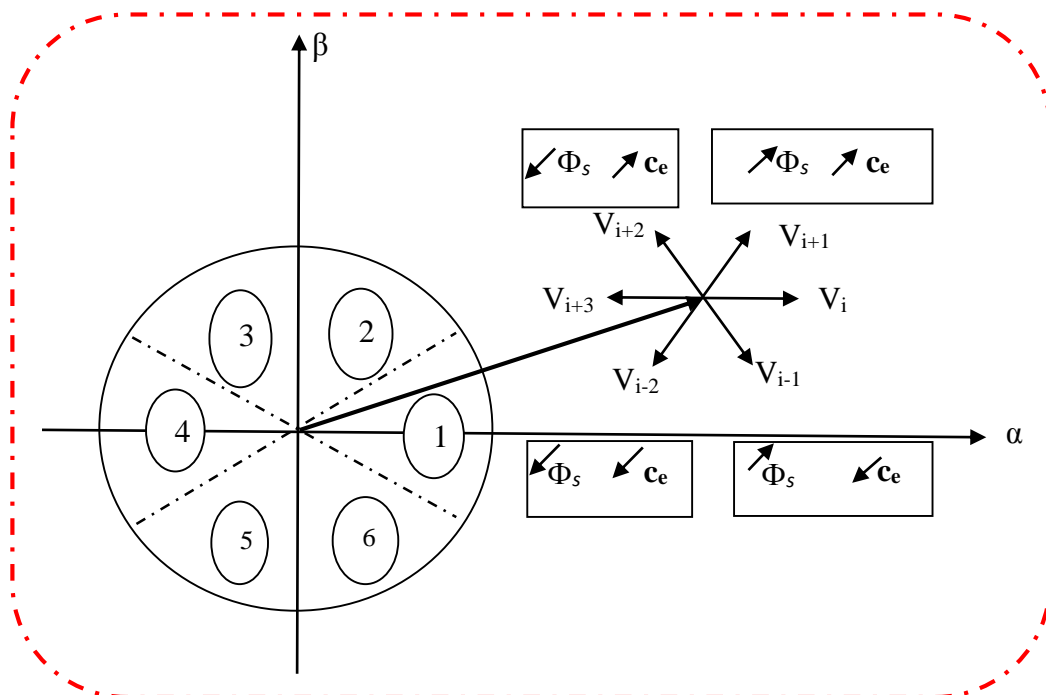


Figure II.5 choix du vecteur tension.

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone  $i$ .

Au début de la zone  $i$ , les vecteurs  $\mathbf{V}_{i+1}$  et  $\mathbf{V}_{i+2}$  sont perpendiculaires à  $\Phi_s$  où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversé. Tandis qu'aux vecteurs  $\mathbf{V}_{i+1}$  et  $\mathbf{V}_{i+2}$  il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\Phi_s$  au début de la zone  $i$  alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $\mathbf{V}_i$  et  $\mathbf{V}_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de  $\Phi_s$ , dans la zone [15].

## II.4.2 Estimateurs

### II.4.2.1 Estimation du flux statorique

On considère le système d'axes  $(\alpha, \beta)$  lié au stator du MAS. Les équations des tensions statoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

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

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

La version discrétisée de cet estimateur, définie pour une période d'échantillonnage  $T_e$ , peut être formulée de la façon suivante

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha}(n) = \Phi_{s\alpha}(n-1) + [v_{s\alpha}(n-1) - R_s i_{s\alpha}(n-1)] T_e \\ \Phi_{s\beta}(n) = \Phi_{s\beta}(n-1) + [v_{s\beta}(n-1) - R_s i_{s\beta}(n-1)] T_e \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

### II.4.2.2 Estimation du couple :

Une fois les deux composantes du flux sont obtenues, le couple peut être tiré facilement d'après la formule suivante [16]:

$$C_e = p (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.14})$$

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

$$\begin{cases} \|\Phi_s\| = \sqrt{\Phi_{s\beta}^2 + \Phi_{s\alpha}^2} \\ \angle \Phi_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

## II.5 Élaboration des correcteurs

### II.5.1 Correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\Phi_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.6). La sortie de la correction doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\Phi_s$  afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne Cflx indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir  $|\Phi_s|_{ref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s$

Avec  $(\Phi_s)_{ref}$  : la consigne de flux et de  $\Delta\Phi_s$  largeur d'hystérésis du correcteur

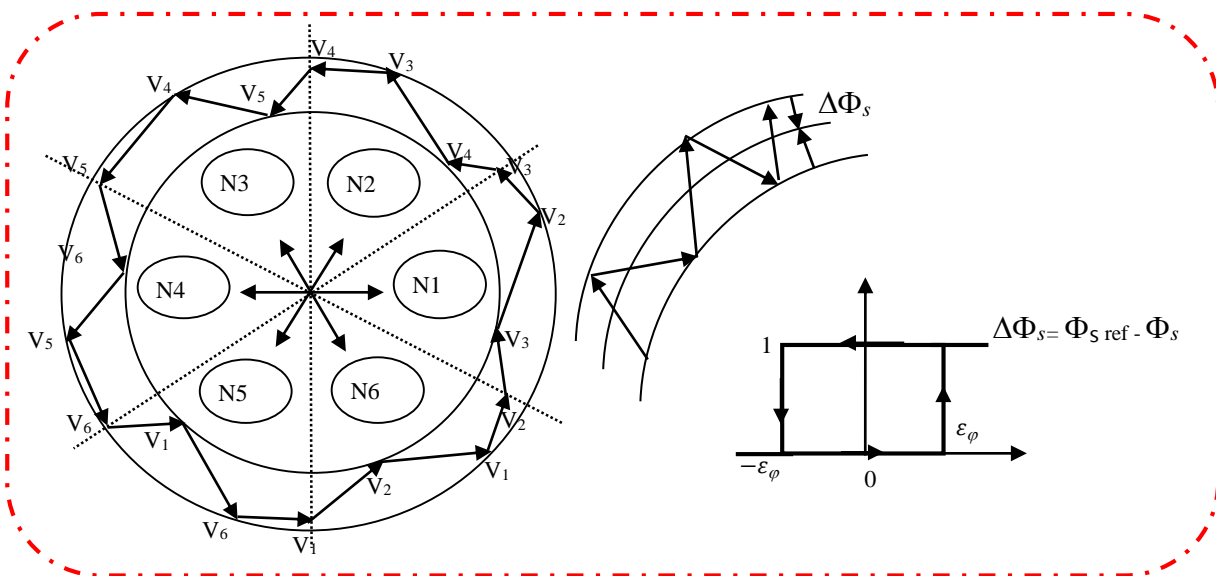


Figure. II.6: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondant.

### II.5.2 Correcteur du couple à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\Phi_s$ . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux  $\Phi_s$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases.

De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones  $\theta_i$ , 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[17].

### II.5.3 Correcteur du couple à trois niveaux

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir l'erreur  $\epsilon_{ce}$  (l'écart qui existe entre le couple estimé  $Ce$  et sa valeur de référence  $(Ce)_{ref}$  dans une bande d'hystérésis de largeur  $2\Delta Ce$

$$\epsilon_{ce} = (Ce)_{ref} - Ce = \Delta Ce \quad (II.16)$$

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux (1, 0, -1), permet de contrôler la MAS dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif. Ce comparateur est représenté par la figure II.7, tels que  $c_{pl}$  représente l'état de sortie du comparateur  $\varepsilon_{ce}$  et la limite de la bande d'hystérésis [8].

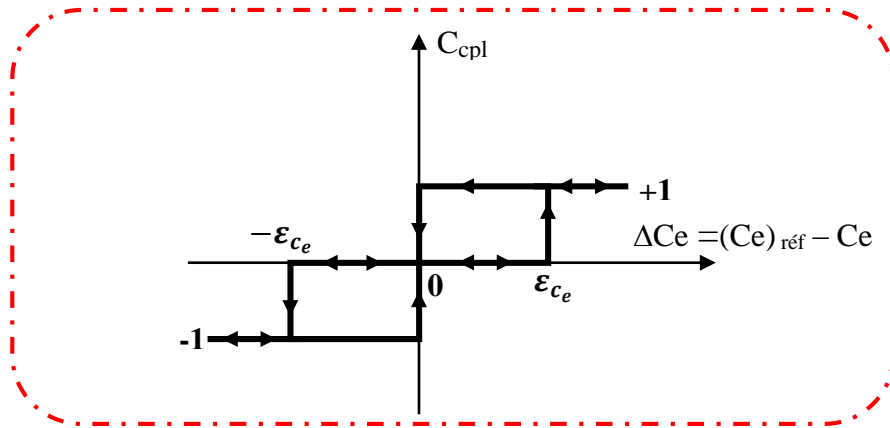


Figure II.7 Correcteur du couple à hystérésis à trois niveaux.

## II.6 Élaboration de la table de commande

A titre d'exemple et en prenant le secteur (1) (figure II.8) on peut montrer l'élaboration du choix du vecteur de tension à appliquer pour à la fois augmenter le module du flux et le couple

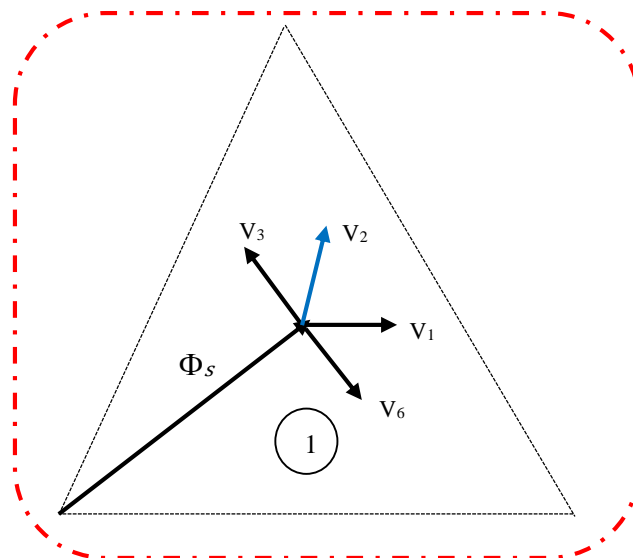


Figure II.8: Choix du vecteur de tension à appliquer.

Les vecteurs ( $V_1, V_2, V_6$ ) contribuent à l'augmentation du flux, et les vecteurs ( $V_2, V_3$ ) contribuent à augmenter le couple. Donc, seul le vecteur  $V_2$  est applicable afin de répondre aux exigences voulues. C'est le même raisonnement qu'il faut appliquer à tous les cas de figures, ce qui permet d'élaborer la table de commande du flux et du couple.

### II.6.1 Table de commande du flux statorique

Le tableau (II.1) résume les séquences de tensions actives pour augmenter ou diminuer le module du flux selon chaque secteur.

Secteur	1	2	3	4	5	6
$\uparrow \Phi_s$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$
$\downarrow \Phi_s$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$

**Tableau II.1:** Vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du flux.

### II.6.2 Table de commande du couple

De la même manière précédente on résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le couple en fonction du secteur dans le tableau (II.2)

Secteur	1	2	3	4	5	6
$\uparrow C_e$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$
$\downarrow C_e$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$

**Tableau II.2:** Vecteurs de tensions à appliquer dans chaque secteur pour le contrôle du couple.

La comparaison des tables de commande du module du flux et du couple permet la synthèse d'une seule table de commande illustrée dans le tableau( II.3).

Secteur	1	2	3	4	5	6
$\uparrow C_e, \uparrow \Phi_s$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
$\uparrow C_e, \downarrow \Phi_s$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
$\downarrow C_e, \uparrow \Phi_s$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
$\downarrow C_e, \downarrow \Phi_s$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

**Tableau II.3:** vecteurs de tensions à appliquer dans chaque secteur pour le contrôle du couple et du flux

De cette table, les différents vecteurs de tensions actifs à appliquer sont connus, mais l'idée d'omettre les séquences de tensions nulles n'est pas optimale, en effet leur absence contribue à augmenter le nombre de commutation et donc les pertes correspondantes

La table de commande définie par donnée au tableau (II.4) permet l'utilisation des séquences de tension nulle et ainsi limiter les pertes [19].

Secteur		1	2	3	4	5	6
Cflx=0	Ccpl=1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>
	Ccpl=0	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>
	Ccpl=-1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>
Cflx=1	Ccpl=1	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>
	Ccpl=0	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>
	Ccpl=-1	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>

Tableau II.4: Élaboration de la table de commutation.

## II.7 Avantages et inconvénients de la commande directe du couple

### II.7.1 Avantages de la DTC

- Absence du bloc (MLI).
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique du couple est rapide.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

### II.7.2 Inconvénients de la DTC

- Existence de problèmes à basse vitesse.
- Nécessité de disposer des comparateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation n'est pas constante [13].

### II.7 Structure générale du contrôle direct de couple

La structure complète de la commande, est représentée sur la figure II.9 [20].

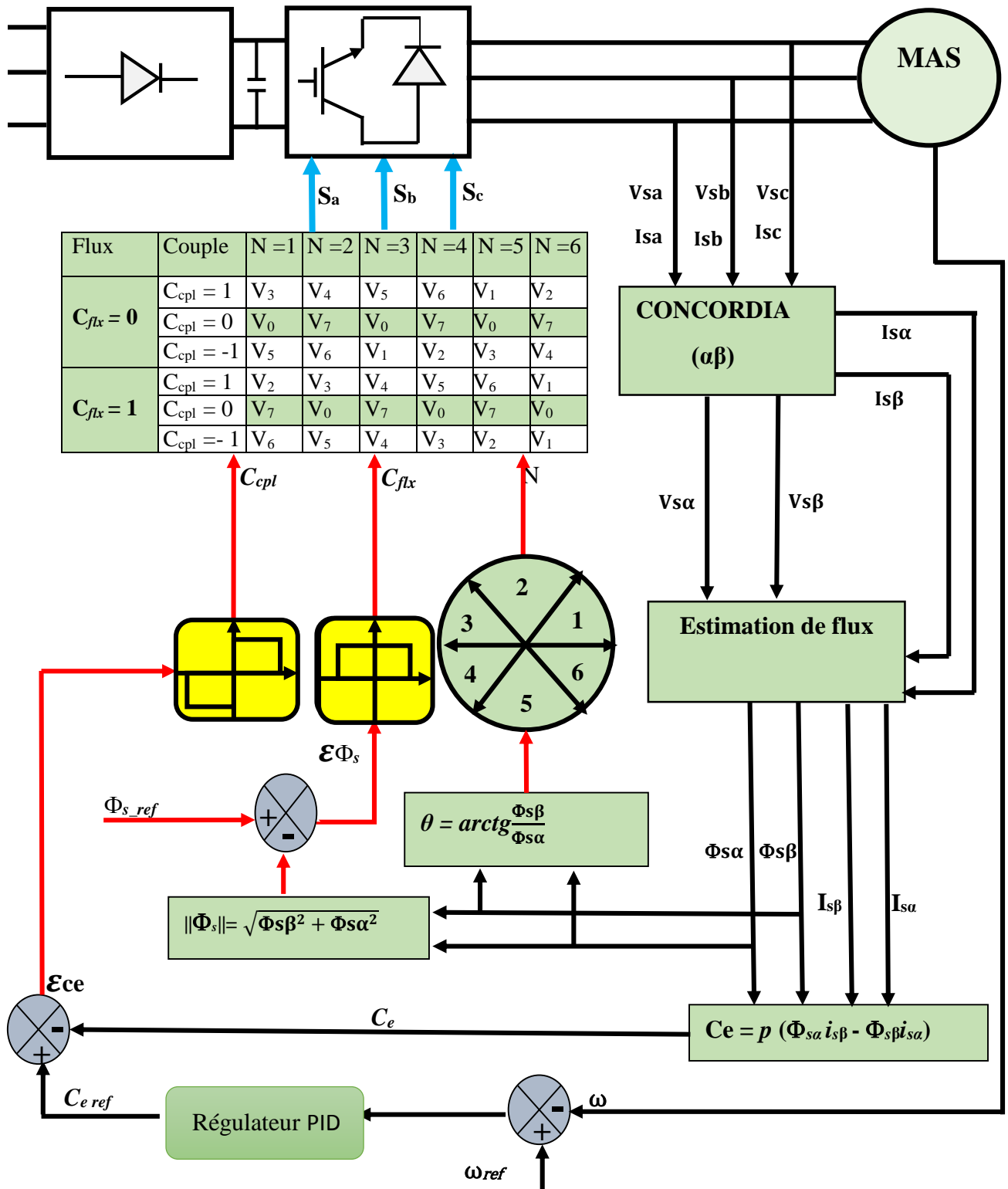


Figure.II.9 : Schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux.

## II.8 Resultats de simulation

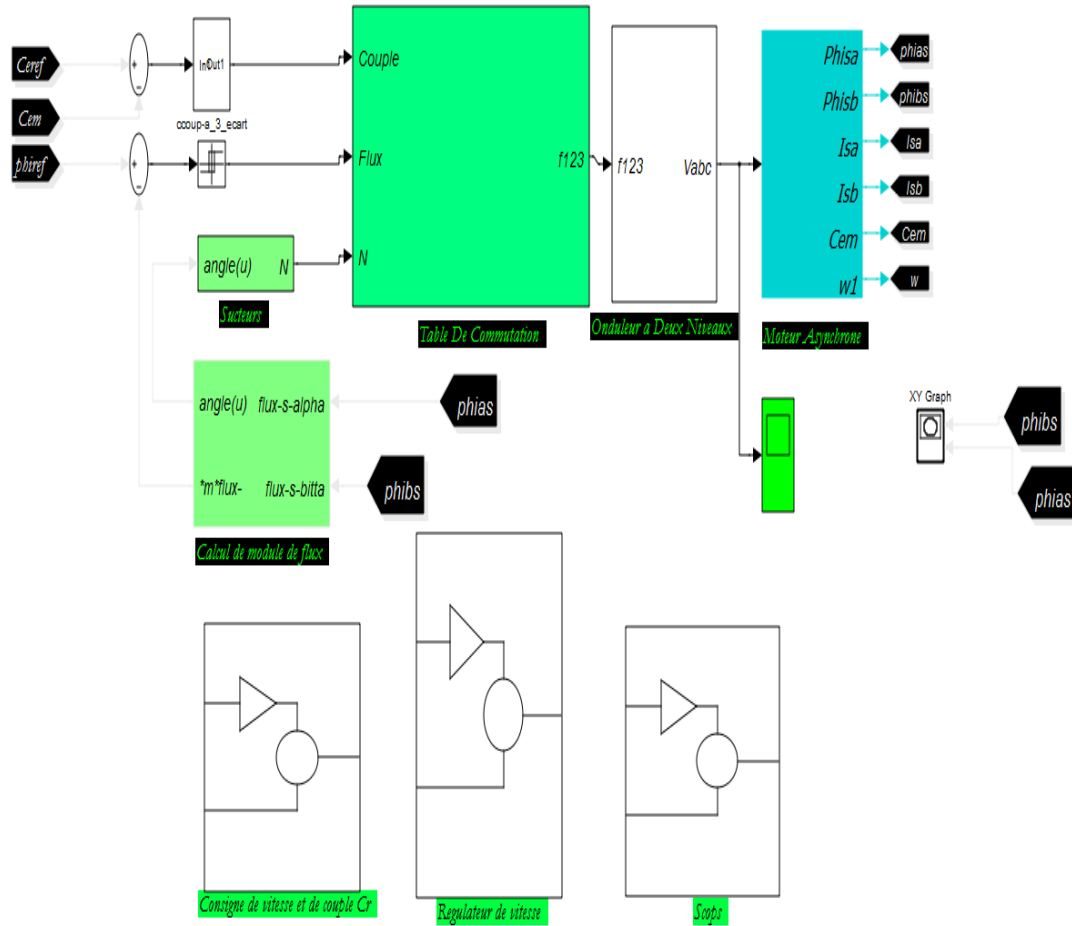
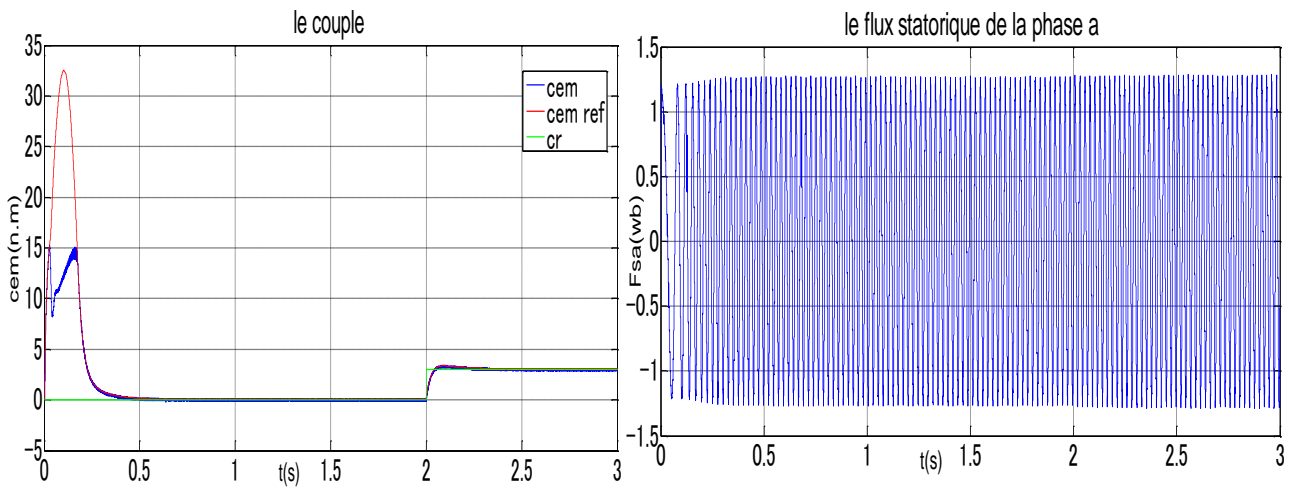


Figure.II.10 : Schéma block de simulation de la DTC classique.



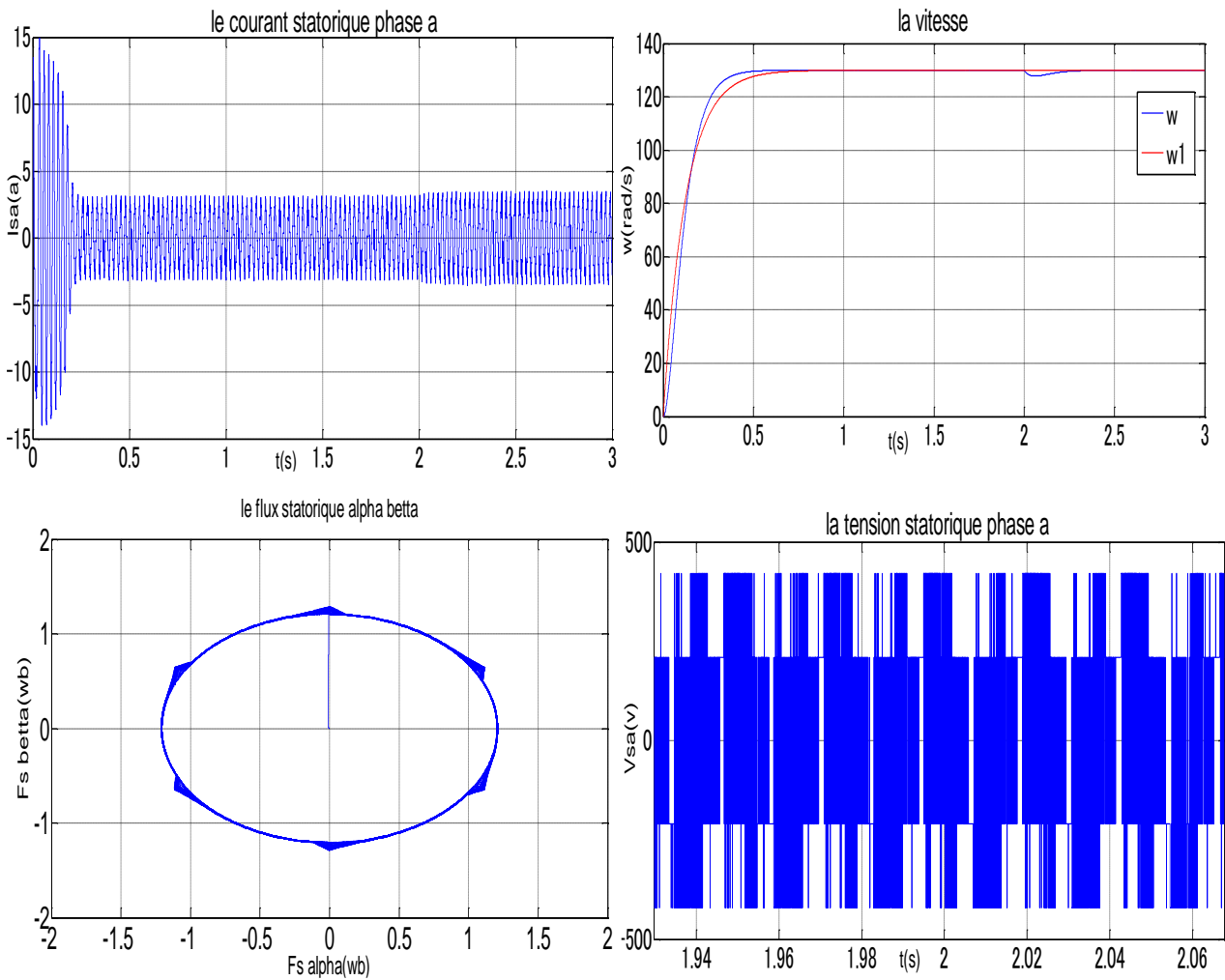


Figure II.11 : Résultats de simulation de la DTC classique

### II.8.1 Interprétation des résultats de simulation

On présente dans ce paragraphe les résultats de simulation relatifs à la commande DTC conventionnelle de la MAS alimentée par un onduleur de tension triphasé. Un programme de simulation, établi sous l'environnement Matlab, nous a permis de reproduire fidèlement le comportement des divers grandeurs électriques et mécaniques.

On constate d'après les figures que le couple électromagnétique présente un régime transitoire rapide et des oscillations importantes au niveau de son amplitude autour de sa valeur de référence. Ceci constitue un inconvénient majeur de la commande DTC.

Le flux statorique, la trajectoire de l'extrémité du flux statorique prend une forme presque circulaire d'un rayon égale à 1.2Wb.

Le courant statorique est caractérisé par une forte amplitude au démarrage allant jusqu'à 8A, puis il se stabilise à sa valeur nominale.

L'évolution temporelle de la vitesse de rotation. La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage, la vitesse atteinte est proche de 130 rd/s.

Après le temps de (t=2 second) on a ajouté une couple résistant égale 3 n.m, en remarque que le courant, le couple prenez des nouvelles valeurs plus grand, et en remarque aussi une chute de vitesse

mais elle obsède a sa valeur de référence rapidement grâce le régulateur PID, l'amplitude de flux statorique reste toujours stable.

## **II.9 Conclusion**

Dans ce chapitre, on a présenté la stratégie de commande DTC classique d'une machine asynchrone alimentée via un onduleur deux niveaux de tension, on présente la théorie et le principe de cette technique de commande et faire une simulation sous logiciel Matlab.

Le résultat obtenu montre que la commande DTC offre une réponse précise et rapide du couple électromagnétique et du flux statorique, Cependant, les inconvénients majeurs de cette commande sont liés à l'existence des ondulations importantes dans le couple et la variation de la fréquence de commutation due à l'utilisation des comparateurs à hystérésis. L'objet du chapitre suivant est de développer une solution pour pallier à ces problèmes via l'utilisation des techniques intelligentes.

**Chapitre III:**  
**Commande d'un moteur asynchrone**  
**par la DTC neuronale**

### III.1 Introduction

Le réseau de neurones artificiels, est une technique très populaire dans plusieurs domaines d'application de technologie et de recherche scientifique. Cette technique peut être utilisée dans des cas de problèmes difficiles qui ne peuvent pas être décrits par des approches mathématiques précises où ils sont très compliqués à manipuler. Les champs d'application de ces réseaux de neurones sont très vastes : classification, traitement d'image et de parole, estimation et identification de processus, commande des systèmes électriques.

Pour surmonter en partie les inconvénients de la DTC conventionnelle, on propose dans ce paragraphe la commande directe de couple basé sur un réseau neuronal multicouches (DTNC : Direct Torque Neural Control). On a choisi l'architecture perceptron multicouches avec l'algorithme d'apprentissage de rétropropagation de gradient. La structure se montre alors capable de résoudre la problématique liée à la commande de la machine asynchrone. L'architecture comprend un réseau de neurones multicouches permettant de remplacer la table de sélection.

Les réseaux de neurones formels sont des structures, le plus souvent simulées par des algorithmes exécutés sur des ordinateurs, parfois sur des machines ou même des circuits spécialisés, qui prennent leur inspiration dans le fonctionnement élémentaire des systèmes nerveux, ils sont utilisés essentiellement pour résoudre des problèmes de classification, de reconnaissance de formes, d'association, d'extraction de caractéristique et d'identification.

Ce chapitre est consacré à la description de réseaux de neurones. Dans la première partie nous donnerons quelques notions sur le neurone biologique ainsi un bref historique sur les réseaux de neurones. Dans la seconde partie, nous décrivons le neurone formel, citerons l'architecture des réseaux de neurones et les types d'apprentissage. Enfin, nous terminons ce chapitre par une simulation de la DTNC sous logiciel Matlab et faire une comparaison avec la DTC classique.

### III.2 La commande DTC neuronale

De ce qui précède la DTC classique présente plusieurs inconvénients, tel que l'obtention d'une fréquence de commutation variable, les ondulations du couple électromagnétique, flux et du courant statorique dans le régime transitoire et permanent, à cause du terme résistif et de l'utilisation des comparateurs à hystérésis. Pour cela, on va étudier dans ce chapitre la commande directe du couple basée sur les techniques intelligentes, pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple classique, où la table de sélection est remplacés par un réseaux de neurone, 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 et l'angle du vecteur flux statorique [21].

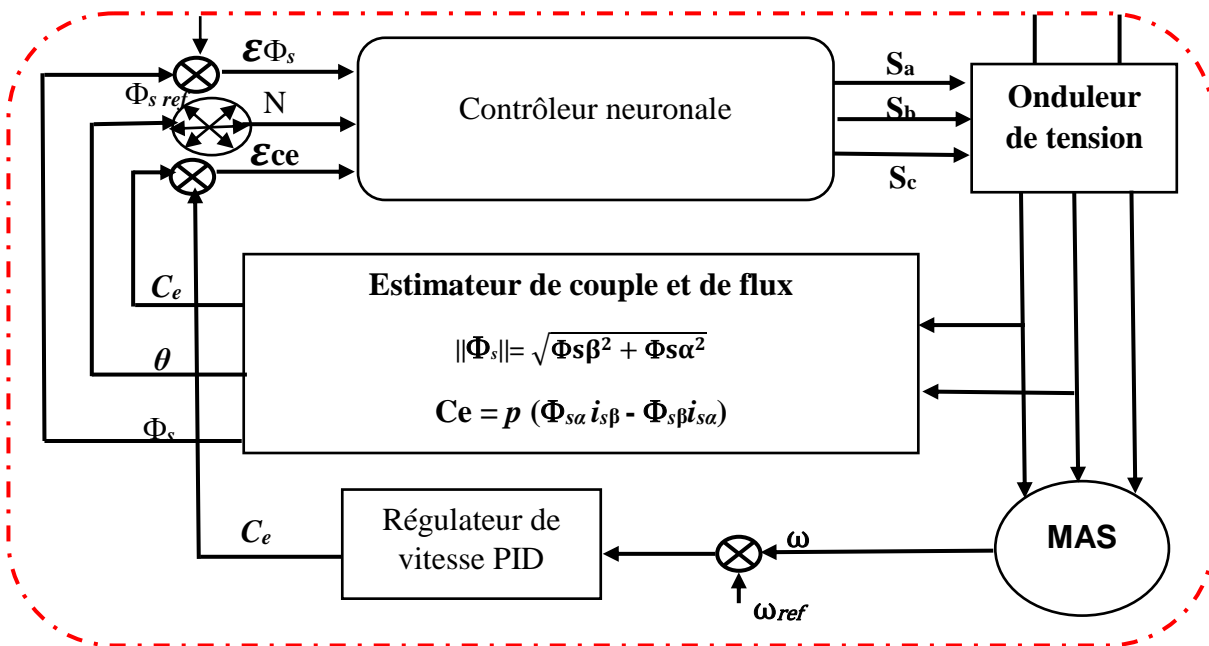


Figure III.1: Commande directe du couple de la MAS basée sur les RNA.

### III.3 Le neurone biologique

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

- 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 [23].

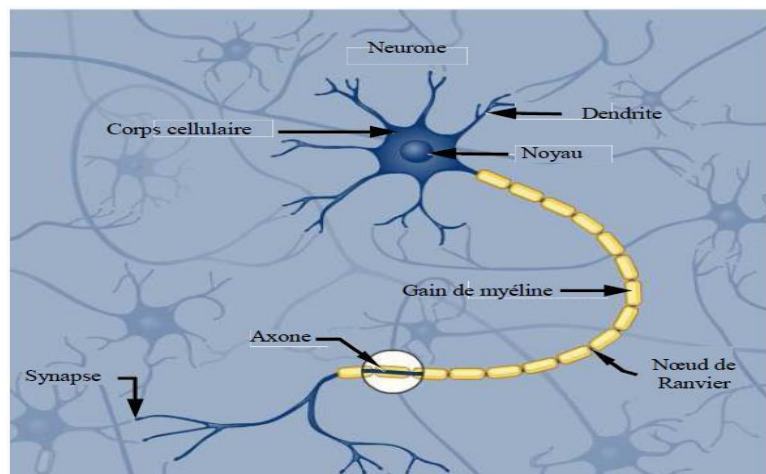


Figure III.2 : Le neurone biologique.

### III.4 Historique de réseaux de neurone

Le concept des réseaux de neurones n'est pas nouveau, l'idée était de concevoir un système ayant comme tâche de modéliser la biophysologie du cerveau. Cette modélisation tente d'expliquer comment le cerveau opère et fonctionne. En 1943, Culloch et 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 Element). 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 ordinateur 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 reste le modèle le plus étudié et le plus productif au niveau des applications.

### III.5 Présentation générale

Les réseaux de neurones artificiels (RNA) constituent une présentation mathématique et informatique inspirée du cerveau humain. En effet, le réseau de neurones artificiel est capable d'exécuter certaines fonctions du cerveau humain telles que la mémorisation, l'apprentissage à base des exemples et la proposition de décision. Par analogie au cerveau humain qui est constitué de millions de cellules reliées entre elles. Ce modèle est formé de plusieurs unités appelées neurones, c'est une unité calculatoire caractérisée par "n" entrées liées entre elles transportant des données numériques jusqu'à la sortie. Le neurone représente l'unité de base d'un réseau de neurones. Ceci est illustré par la figure III.3. Le modèle mathématique d'un neurone est donné par la relation :

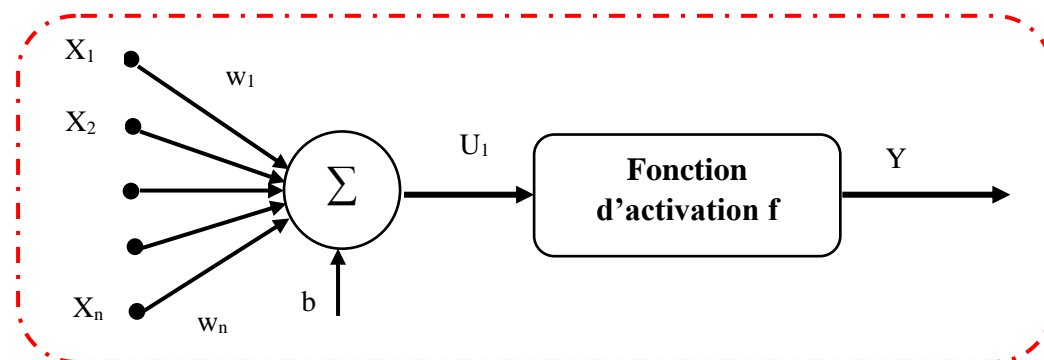


Figure III.3 : Unité de base : Le neurone.

$$Y = f \left( \sum_{i=1}^N w_i * x_i + b \right) \quad (III.1)$$

Avec les  $X_i$  et  $Y$  représentant les entrées et la sortie du neurone,  $b$  est le biais du neurone et les  $W_i$  sont les poids synaptiques des liaisons entre les entrées et la sortie. Ils mesurent l'importance de chaque connexion qui n'est pas toutes égaux. Le neurone formel va réaliser la somme pondérée des poids de différentes entrées qui représente l'activité de l'entrée. Ensuite, la fonction d'activation va calculer la sortie en fonction de cette somme [22].

Le choix de cette fonction d'activation est un élément important des réseaux de neurones. Parmi ces fonctions, on peut citer : la fonction seuil, tangente hyperbolique, tangente gaussienne, ...

### III.6 Architectures d'un réseau de neurones

Le réseau de neurones est constitué de plusieurs neurones qui sont organisés généralement sous forme de niveaux différents appelés couches de réseau. Les neurones appartenant à la même couche possèdent les mêmes caractéristiques et utilisent le même type de fonction d'activation. Le mode de connexion entre les neurones d'un réseau définit son architecture et influence son fonctionnement. En effet, il existe plusieurs modèles de réseaux de neurones qui diffèrent par leur topologie.

#### III.6.1 Le perceptron

C'est le premier modèle de réseau de neurones qui a été conçu par Rosenblatt en 1959. La figure III.4 présente le modèle d'un perceptron. Il se caractérise par la présence de deux couches seulement : la couche d'entrée et la couche de sortie et les neurones sont totalement connectés.

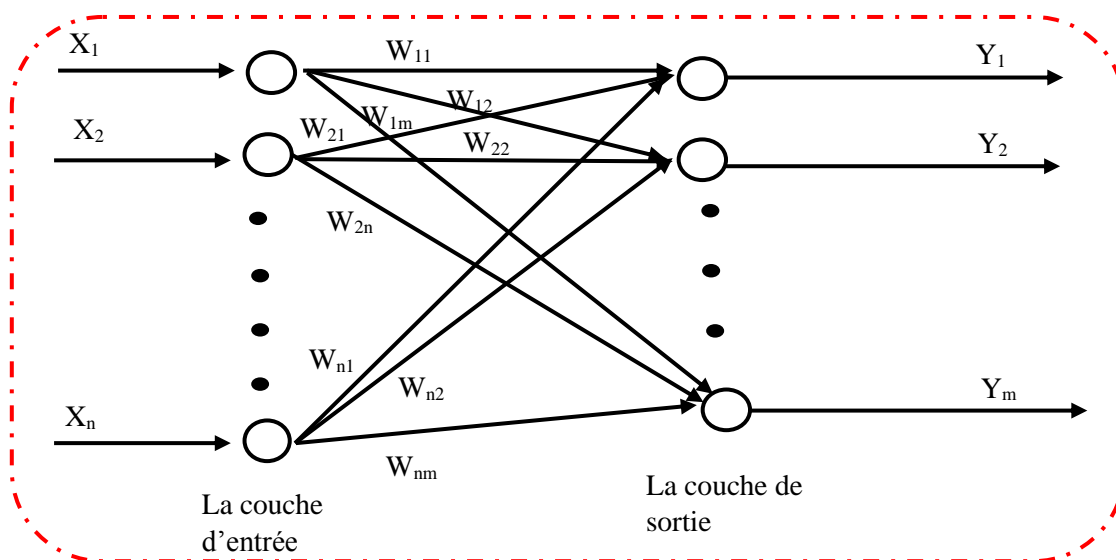


Figure III.4 : Modèle perceptron.

Ce réseau utilise comme fonction d'activation la fonction seuil. Il a été exploité dans le domaine de reconnaissance des formes. Aussi ce modèle est capable de résoudre quelques opérations logiques simples (ET ou OU).

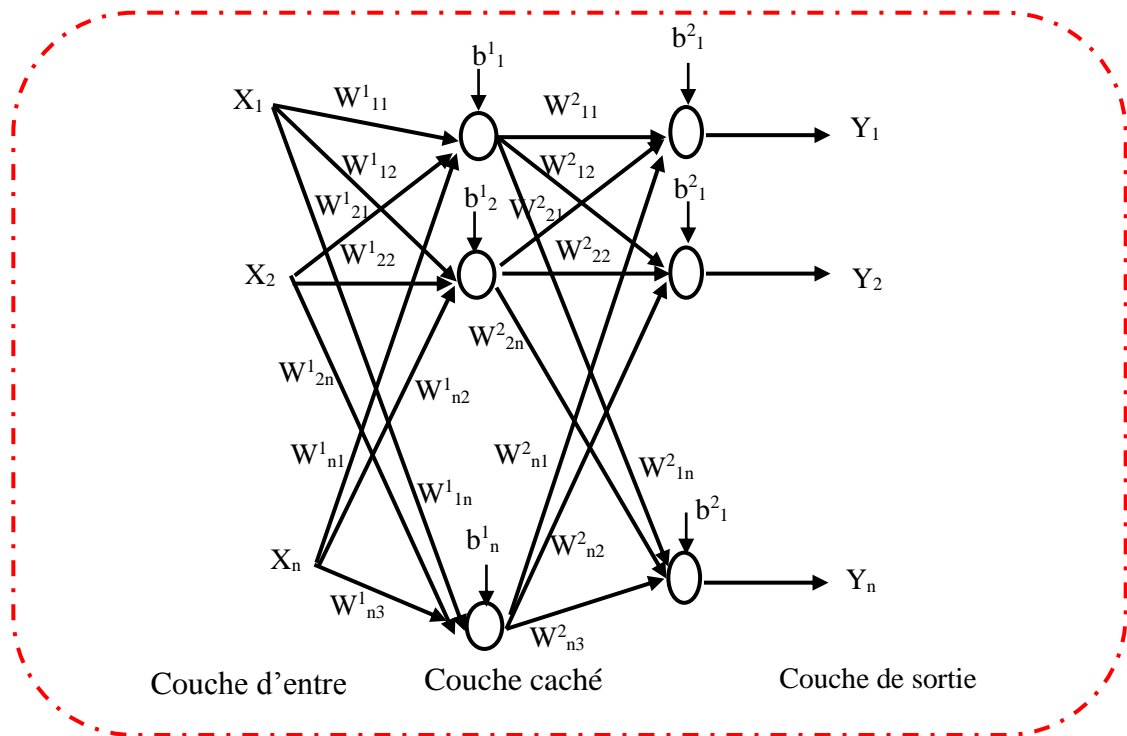
La principale limite d'un perceptron est qu'il ne peut résoudre que des problèmes linéairement séparables. Le perceptron est incapable d'apprendre des fonctions logiques telles que la fonction XOR. Il faut avoir recours aux réseaux multicouches comme solution.

Il existe plusieurs types de RNA, on présente dans la suite le réseau de neurones MLP (Multi Layered Perceptron), appelé aussi perceptron multicouche.

C'est le plus populaire et le plus utilisé car il est capable d'approximer un très grand nombre de fonctions.

### III.6.2 Le perceptron multicouche

Ce modèle est basé sur le perceptron simple auquel on a ajouté un nombre fini de couches cachées. Chaque neurone d'une même couche  $i$  est relié à tous les neurones de la couche  $(i+1)$ , la couche  $i$  n'a de connexion qu'avec la couche  $(i+1)$ .



**Figure III.5** : Architecture d'un réseau de neurones.

La figure III.5 présente un exemple de réseau de neurones à trois couches. La première est celle des entrées. Certains auteurs ne la considère pas une couche neuronale car elle est linéaire et ne fait que distribuer les variables d'entrées. La deuxième est dite couche cachée. Elle constitue le cœur du réseau de neurones. La troisième est souvent dite la couche de sortie. Les fonctions d'activation des couches cachées sont de type sigmoïde. Cependant, la fonction d'activation de la couche de sortie est du type linéaire. Ce type de perceptron est très utilisé dans le domaine de l'identification et le contrôle des processus.

L'un des problèmes rencontrés lors de l'utilisation des RN réside dans le choix de sa topologie. Comme exemple, il n'y a aucune règle générale qui détermine le nombre de neurones pour la couche cachée. Le choix est arbitraire dont on teste par la simulation sa validité. Il existe certainement d'autres variantes de réseaux de neurones, mais elles sont peu utilisées dans la commande. Citons les réseaux de Kohonen qui sont utilisées principalement dans la classification. Les réseaux Hopfield qui nécessitent plus de temps de calcul.

### III.6.3 Fonction 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 par exemples les fonctions

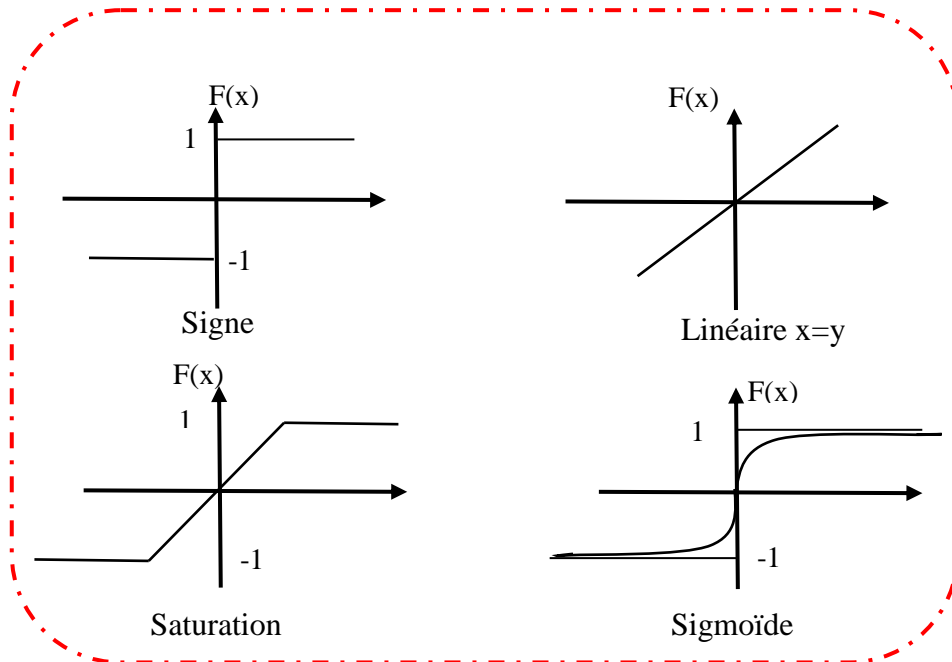


Figure III.6 : Les fonctions d'activation les plus utilisées.

### III.7 Notion d'apprentissage

Parmi les propriétés fondamentales d'un réseau de neurones, est sûrement la capacité d'apprendre son environnement en vue d'améliorer sa performance lors de la conduite d'un processus. C'est la phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle son comportement est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré. Il peut être considéré comme un problème de mise à jour des poids des connexions au sein du réseau, afin de réussir la tâche qui lui est demandée. L'apprentissage est la caractéristique principale des RNA et il peut se faire de différentes manières et selon différentes règles. Il existe 2 grandes classes d'algorithmes d'apprentissage : [24].

- i) L'apprentissage supervisé,
- ii) L'apprentissage non supervisé.

### III.7.1 L'apprentissage supervisé

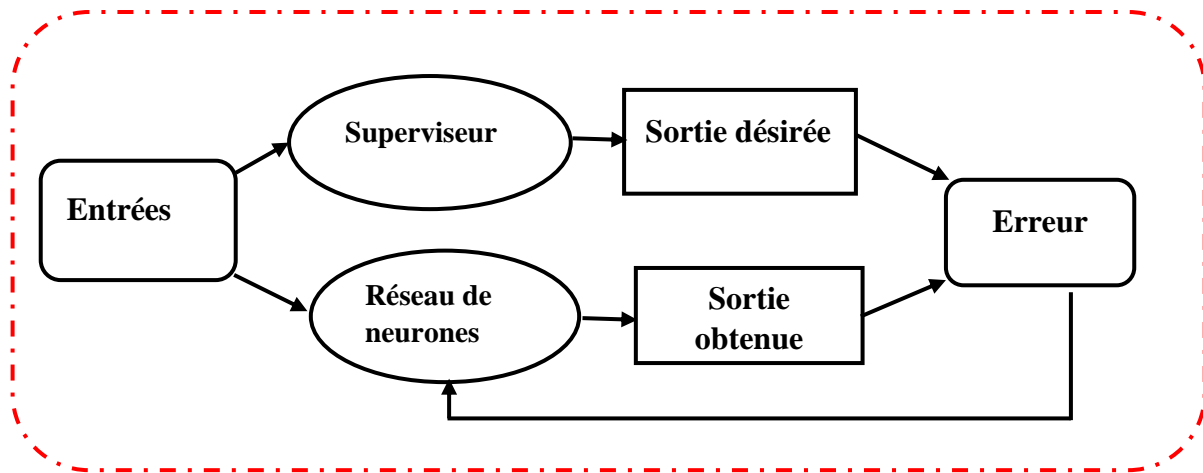


Figure III.7 : Apprentissage supervisé.

L'apprentissage supervisé est illustré par la figure (III.7). Le réseau de neurones s'adapte par comparaison entre le résultat calculé en fonction des entrées fournies et la réponse attendue en sortie. Ainsi, le réseau va se mettre à jour jusqu'à ce qu'il trouve la bonne sortie correspondante à une entrée donnée.

### III.7.2 L'apprentissage non supervisé

Dans ce type d'apprentissage non supervisé donné par la figure III.8, on ne dispose d'aucune information préalable d'appréciation du comportement, le réseau doit donc apprendre tout seul sans une intervention externe. On dispose dans ce cas d'un environnement qui fournit des stimuli. En réagissant à ces stimuli, l'algorithme d'apprentissage va réajuster les paramètres du réseau jusqu'à la stabilisation

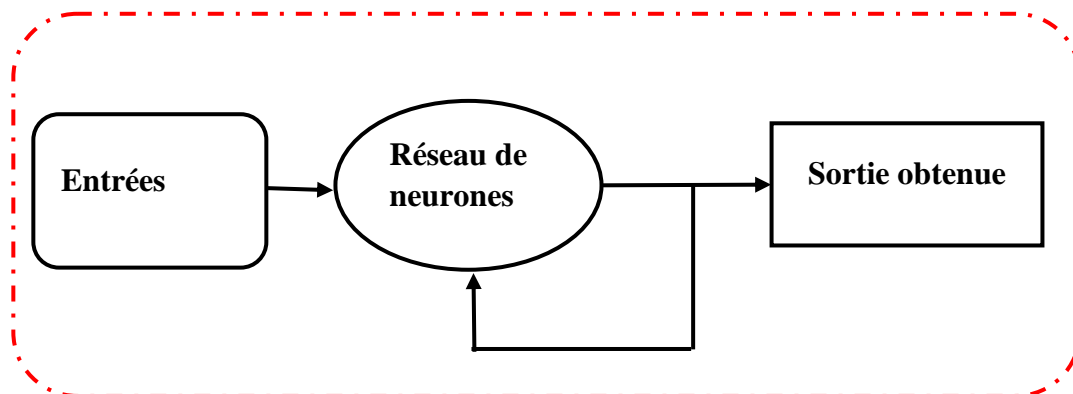


Figure III.8 : Apprentissage non supervisé.

Ce type d'apprentissage est basé sur des probabilités. On présente une entrée au réseau et on la laisse évoluer librement jusqu'à ce qu'elle se stabilise.

## II.8 Conception d'un réseau de neurones

La procédure de conception d'un réseau de neurones peut être organisée en quatre étapes essentielles :

### III.8.1 Choix et préparation des échantillons

La conception d'un réseau de neurones commence toujours la préparation des échantillons de données. Cette étape est décisive et va aider le concepteur à choisir le type de réseau de neurones le plus adéquat pour résoudre son problème. Ces échantillons vont aider à définir le type de réseau de neurones, le nombre de neurones d'entrée, le nombre de neurones de sortie, l'algorithme d'apprentissage et la façon de mener la phase de tests et de validation.

### III.8.2 Conception de la structure du réseau de neurones

La structure du réseau de neurones dépend souvent du type des échantillons. Tout d'abord, il faut choisir un type de réseau : un perceptron standard, un perceptron multicouche, un réseau de Hopfield, un réseau de Kohonen, le nombre de neurones, etc. Il faut tester plusieurs possibilités et choisir la topologie qui offre les meilleurs résultats.

### III.8.3 Apprentissage

Une fois l'architecture d'un réseau de neurones choisie, il est essentiel de réaliser un apprentissage afin de calculer les poids permettant au réseau de neurones d'être aussi proche que possible de l'objectif visé. Cet apprentissage s'effectue avec un algorithme d'apprentissage.

### III.8.4 Validation et Tests

Une fois le réseau est entraîné, il faut toujours procéder à des tests afin de vérifier que le réseau obtenu réagit correctement.

## III.9 L'algorithme d'apprentissage de RNA

L'algorithme d'apprentissage le plus répandu est celui de la rétro propagation de l'erreur qui a été publié par Rumelhart en 1986. Cet algorithme consiste à corriger les poids du réseau de neurones à chaque fois qu'un exemple est présenté. Cette correction est faite de telle sorte à minimiser l'erreur entre la sortie désirée et la réponse du réseau obtenue. Ceci est réalisé grâce à la méthode de descente de gradient. Le principe de la rétro propagation est illustré par la figure (III.9).

A chaque itération un exemple est présenté au réseau, une sortie réelle est calculée en propageant le calcul d'une couche à une autre jusqu'à la couche de sortie. C'est la phase de propagation du réseau. Cette phase se termine par le calcul de la somme quadratique des erreurs données par l'équation(III.2).

$$E(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N ((d_i(k) - y_i(k))^2) \quad (\text{III.2})$$

avec  $d_i$  est la sortie désirée,  $y_i$  la sortie calculée par le réseau qui correspond à l'entrée  $x_i$ ,  $k$  est le nombre d'itération et  $N$  est le nombre d'exemple de la base d'apprentissage.

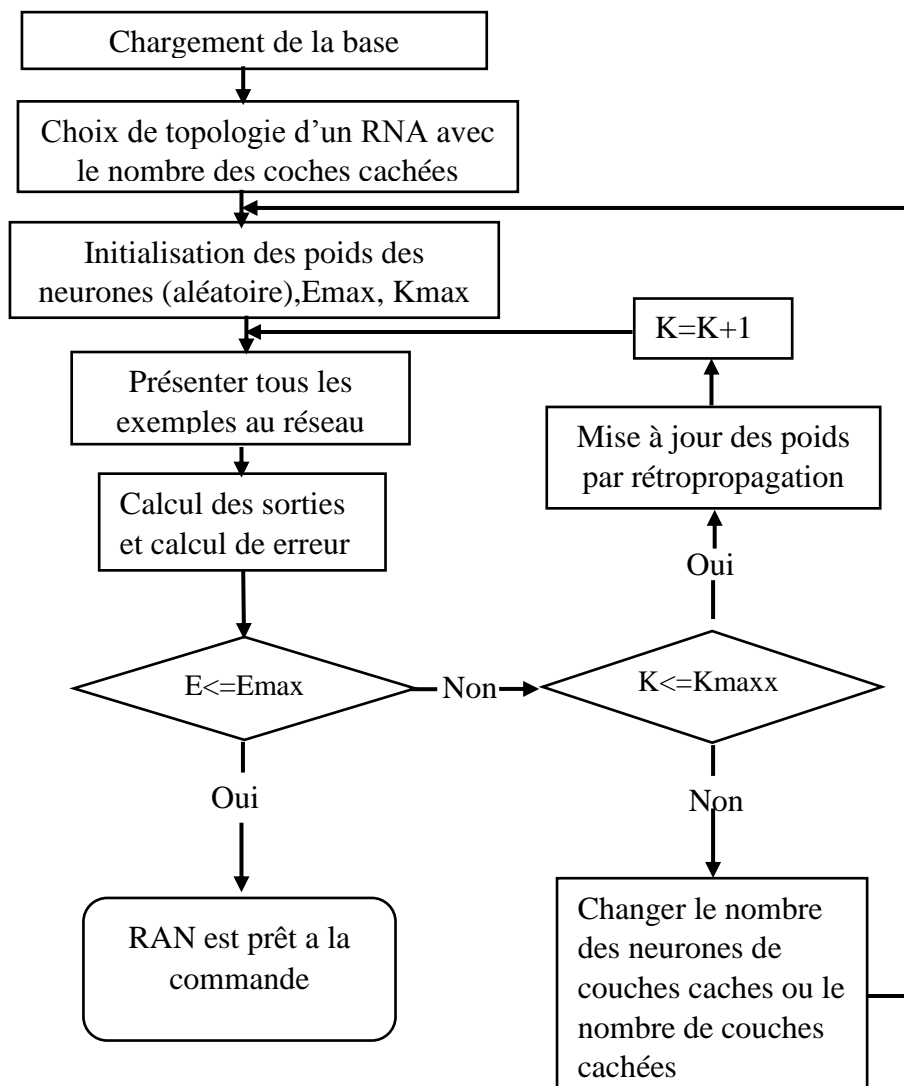
Cette erreur est ensuite rétropropagée dans le réseau en partant de la couche de sortie et en arrivant à la couche d'entrée tout en passant par les couches cachées. Durant cette phase, les poids de chaque neurone seront modifiés suivant la formule de l'équation (III. 3).

$$w_{ji}(k+1) = w_{ji}(k) - \eta \frac{\partial E(k)}{\partial w_{ji}(k)} \quad (\text{III. 3})$$

Avec  $w_{ji}$  est le poids de connexion du  $j$  éme neurone d'une couche avec le  $i$  éme neurone de la couche précédente. Le paramètre  $\eta$  est la constante d'apprentissage. L'initialisation des paramètres de l'algorithme peut avoir une grande influence sur la convergence de l'algorithme. Pour des valeurs faibles de la constante  $\eta$  d'apprentissage, la convergence risque d'être lente. Dans le cas ou  $\eta$  est trop élevée, ceci peut causer des oscillations et une instabilité du réseau. Dans l'équation (III.4) un terme supplémentaire appelé moment est ajouté afin d'éviter les oscillations de l'algorithme. Les poids sont corrigés et le processus continu jusqu'à ce que les variations des poids sont négligeables.

$$w_{ji}(k+1) = w_{ji}(k) - \eta \frac{\partial E(k)}{\partial w_{ji}(k)} + \alpha \Delta w_{ji}(k) \quad (\text{III.4})$$

Pour obtenir des bons résultats pendant la phase d'apprentissage, il faudrait idéalement que les éléments de l'ensemble des exemples soient les plus représentatifs possibles de la fonction que l'on désire approximer. Une fois l'apprentissage est effectué, le réseau peut être utilisé pour la tâche prévue.



**Figure III.9** : Algorithme d'apprentissage par la méthode de rétropropagation de l'erreur.

Le résultat de l'apprentissage dépend de plusieurs facteurs à savoir :

- i) Architecture du réseau,
- ii) Valeur des poids initiaux  $w(0)$ ,
- iii) La valeur de la constante  $\eta$  d'apprentissage.

### III.9.1 Phase d'apprentissage

D'abord le réseau de neurone est capable d'apprendre n'importe quelle relation non linéaire, c'est son premier avantage face aux méthodes classique.

Nous allons effectuer l'apprentissage sous les conditions suivant :

- Les entrées du système sont regroupées dans une matrice.
- Les sorties du système sont regroupées dans une matrice.
- L'apprentissage est obtenu en présentant tous les exemples aux réseaux de neurone avec une erreur de 1% et 6 neurones dans la couche cachée.

### III.10 Résultat de simulation

Les erreurs de couple, de flux et de l'angle du flux statorique vont former la couche d'entrée du réseau. L'algorithme d'apprentissage est appliqué avant le démarrage de la machine. Les valeurs de consignes de couple et de flux statorique sont respectivement 3 N.m et 1.207 Wb

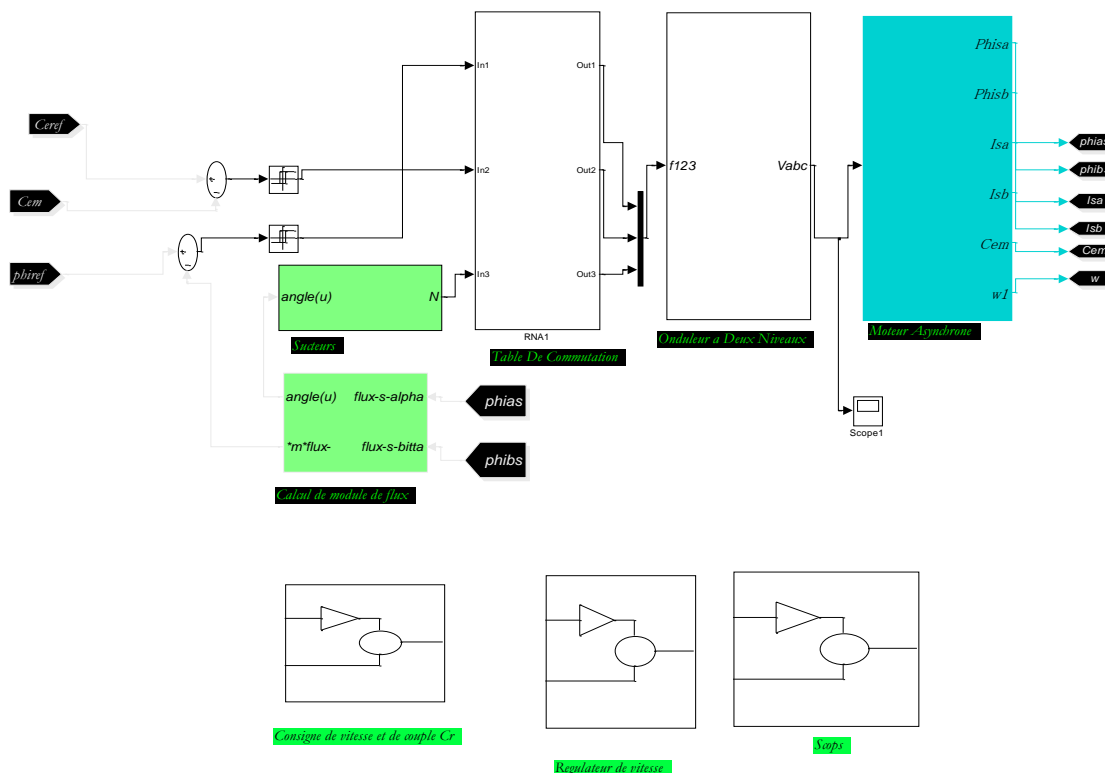
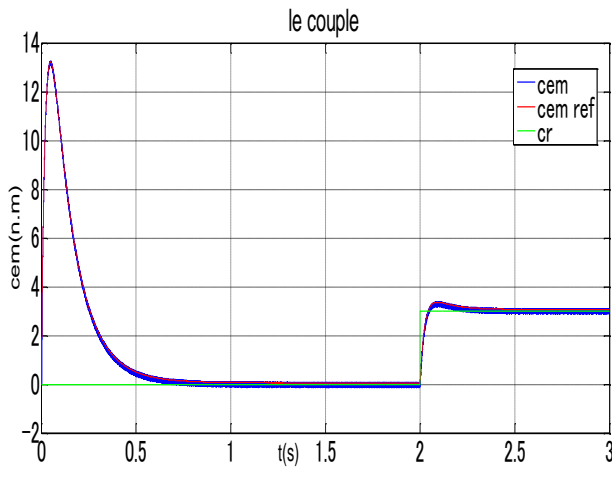
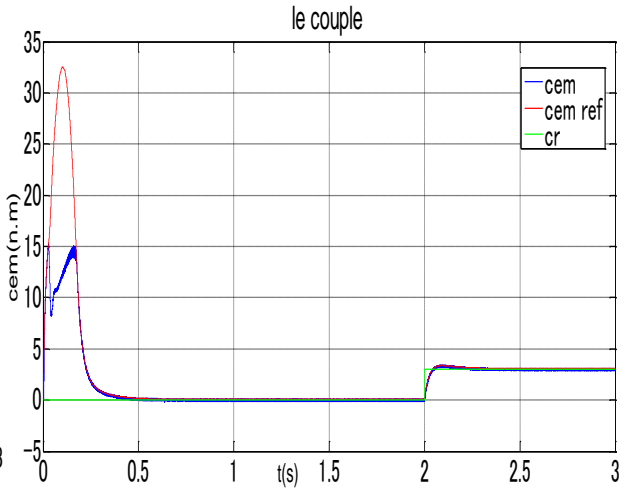


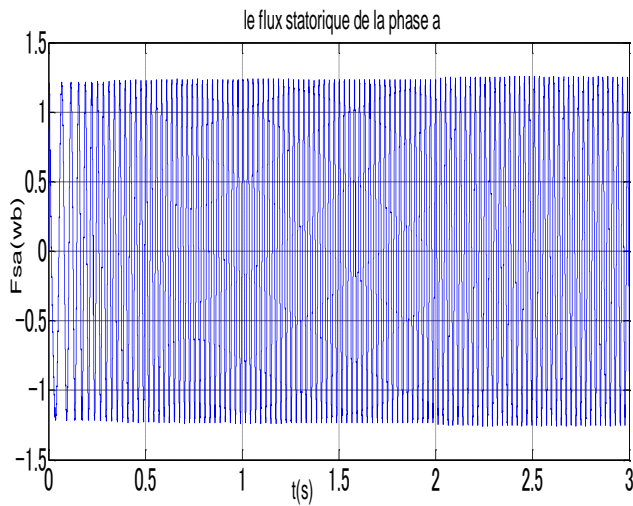
Figure.III.10 : Schéma block de simulation de la DTC par réseau de neurone.



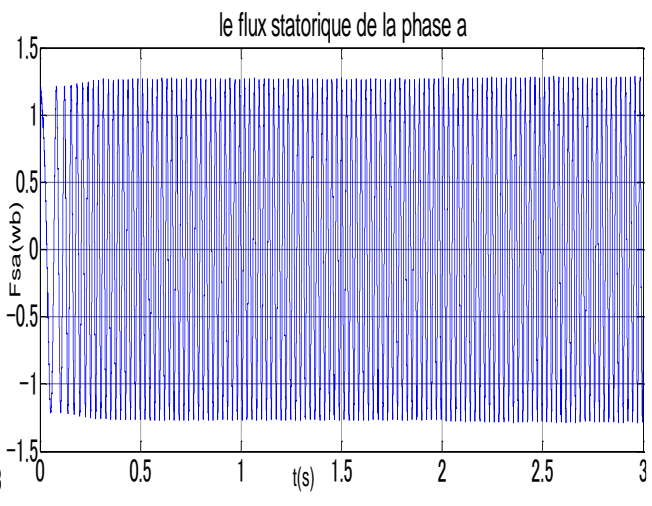
**(DTC neuronale)**



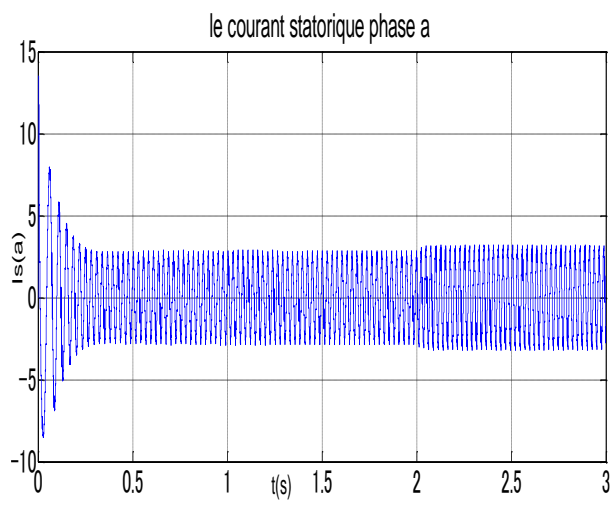
**(DTC classique)**



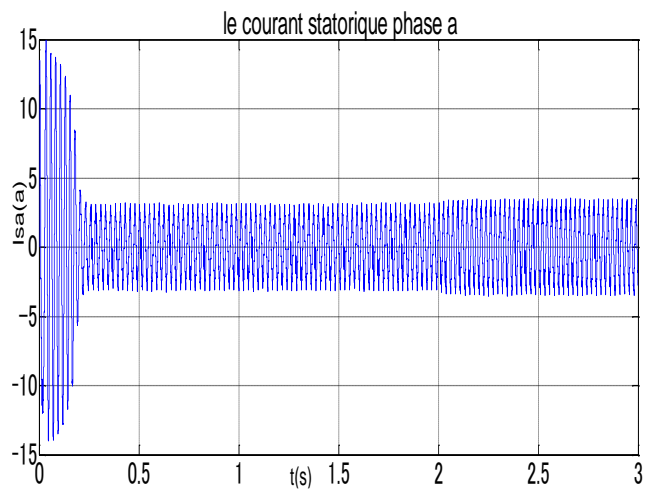
**(DTC neuronale)**



**(DTC classique)**



**(DTC neuronale)**



**(DTC classique)**

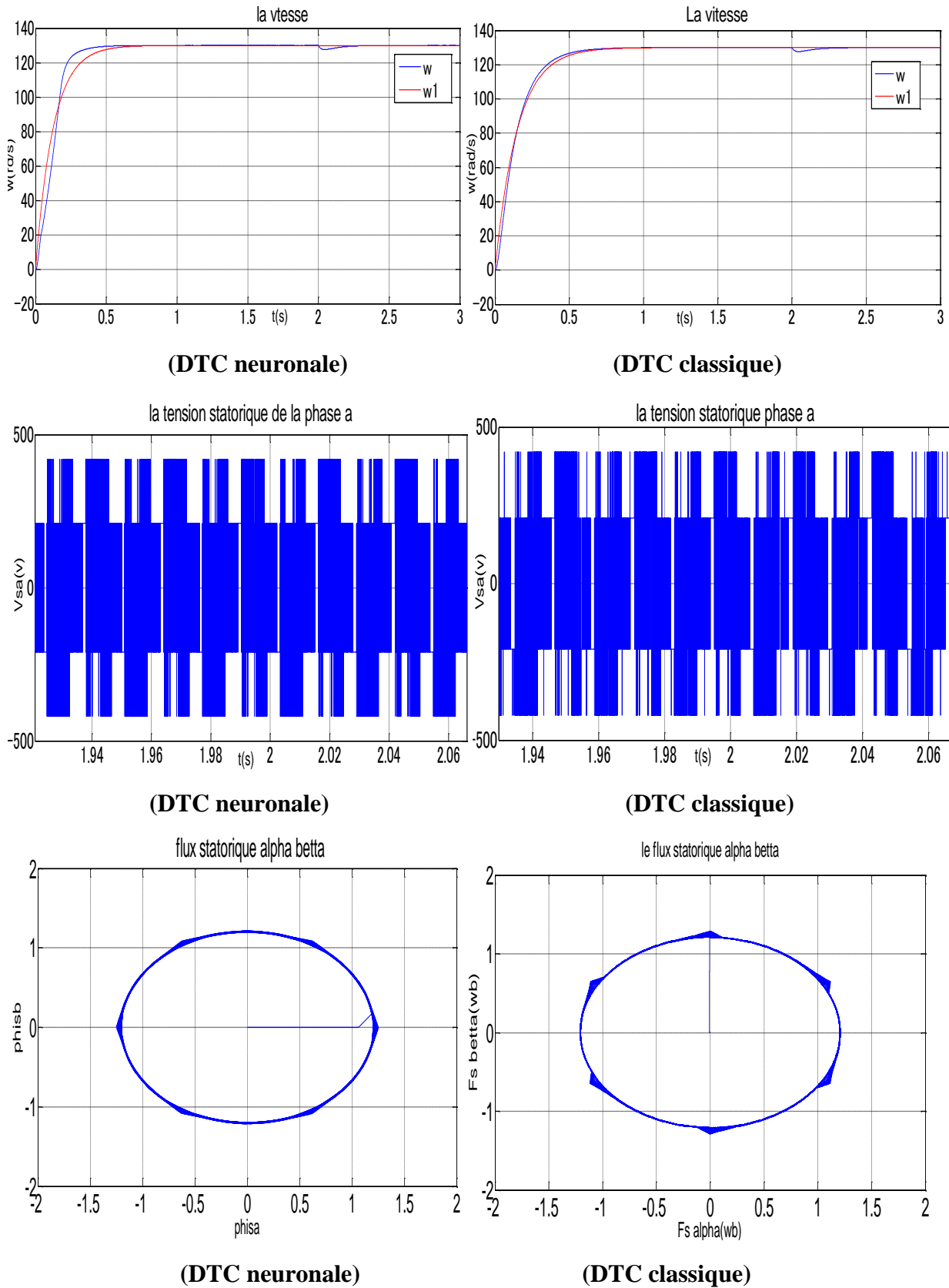


Figure.III.11 : Résultats de simulation de la commande DTC Neuronale

### III.10.1 Interprétation des résultats de simulation

Les résultats de simulation de la DTC par réseaux de neurone sont montrés sur les figures. Cela étant pour un fonctionnement en boucle fermé de la vitesse.

Il est noté que le flux de la DTC par réseaux de neurones rejoint sa référence plus rapidement (régime transitoire) que celui de la DTC classique et son extrémité suit une trajectoire pratiquement circulaire. En plus, elle présente un flux moins oscillant dans le régime permanent que celui de la DTC classique.

La DTC par RNA présente un couple rejoint sa référence également plus rapidement (régime transitoire) que celui de la DTC classique. En plus, elle présente un couple plus oscillant dans le régime permanent que celui de la DTC classique. Le courant statorique de la phase 'a' prend une forme sinusoïdale dans les deux cas, mais plus d'ondulation dans la DTC par RN.

### III.11 Conclusion

Dans ce chapitre, on a exposé une technique d'intelligence artificielle (le réseau de neurone) afin d'améliorer certaines performances de la commande DTC de la machine asynchrone. Les résultats de simulation de cette commande intelligente montrent bien des améliorations remarquables au niveau des ondulations de flux. Ces améliorations portent sur une diminution importante des ondulations ainsi qu'une rapidité au niveau de la dynamique de couple et de flux pendant la phase de démarrage de la machine.

L'efficacité de cette structure a été démontrée par des exemples de simulation et des résultats satisfaisants ont été obtenus. Ces exemples ont montré que les réseaux MLP sont capables de substituer la table de sélection des vecteurs de commande de l'onduleur.

Le chapitre suivant est consacré au développement des architectures matérielles pour l'implémentation de la commande DTC neuronale de la machine asynchrone sur une plateforme à base d'un FPGA.

**Chapitre IV:**  
**Implémentation de DTC Neuronal sur**  
**un Circuit FPGA**

## IV.1 Les circuits programmables

La plupart des circuits numériques programmables sont issues de la célèbre architecture «Architecture Von-Neumann» proposée par John Von Neumann en 1945 et porte son nom. Ensuite une autre architecture qui vient pour compenser les lacunes de la précédente dans certains domaines et afin d'améliorer la cadence du calcul où le facteur temps d'exécution est le plus important. Cette architecture nommée « Architecture Harvard » qui porte le nom de l'université américaine qui la propose sachons que parallèlement l'architecture « Von-Neumann » n'est pas figée mais on évolue. Mais le besoin croissant de composants très rapides a orienté les chercheurs à développer une autre solution qui sera complètement différente des deux précédentes architectures. Cette solution réside dans le mode de programmation qui est devenu architectural à logique câblée inversement aux deux premières architectures précédentes où la programmation est séquentielle.

D'une manière générale, il existe deux alternatives ou solutions qui sont :

- **Une solution logiciel** : Elle est nommée aussi solutions programmables du type « Processeur » où un traitement séquentiel relativement lent et programmation dépendante du composants (DSP, Microprocesseur et Microcontrôleur...).
- **Une solution matérielle** : Elle est nommée aussi solutions programmables du type « Logique » où un traitement parallèle en temps réel et une programmation architecturale avec un langage de description matériel HDL (Méthodologie de conception CAO) indépendante du composant (ASIC et FPGA ...)

Les caractéristiques de ces circuits sont :

- **Les circuits du type DSP/Microprocesseurs** : Un rapport performance/coût faible, un temps de conception très court et une grande souplesse d'utilisation.
- **Les circuits du type spécialisé ASIC** : Très performants mais avec un cycle de conception longue et une architecture figée.
- **Les circuits du type FPGA** : Des performances proches des ASIG un coût unitaire intermédiaire et un cycle de conception moyen et une architecture modifiable. [25].

Voici un tableau récapitulatif de comparaison des différentes solutions numériques : [26].

Technologie	Temps de mise sur le marché	Performances	Prix	Flexibilité	Facilité de l'outil de développement
DSP	Très bon	Bonnes	Bon	Très bonne	Bonne
Microcontrôleur	Très bon	Faibles	Excellent	Très bonne	Bonne
FPGA	Bon	Très bonnes	Moyen	Bonne	Moyen
ASIC	Très long	Excellentes	Excellent	Nulle	Pauvre

**Tableau IV.1:** Comparaison des différentes solutions numériques.

## IV.2 Les circuits logiques programmables du type FPGA

### IV.2.1 Critères de choix du circuit programmable FPGA

Les FPGA sont développés récemment grâce aux progrès de la technologie VLSI l'apparition de ce type de circuits est une révolution des systèmes digitaux et ouvrants des perspectives de traitement numérique inaccessibles auparavant. La fin des années 80 a vu l'apparition des premiers circuits FPGA qui sont des circuits intégrés que l'on peut configurer en un temps relativement court pour réaliser n'importe quelle fonction logique « câblée » à bas coût par une programmation de ses cellules logiques et ses interconnexions avec une restriction de ne pas épuiser les ressources du FPGA. Typiquement, un circuit FPGA haute densité peut contenir jusqu'à plusieurs millions d'éléments programmables. Pour réussir une application à base de FPGA et afin d'obtenir un système plus performant, consommant un minimum de puissance, il est nécessaire de respecter un certain nombre de règles comme :

- Bien connaître les caractéristiques du FPGA ciblé pour assurer son adéquation avec les besoins du projet.
- Elaborer une méthodologie de conception.
- Maîtriser les outils d'implémentation et de choisir des outils de synthèse de qualité.

La conception sur les circuits FPGA est un challenge dans lequel l'objectif est de trouver le bon compromis entre densité, flexibilité et performances temporelles.

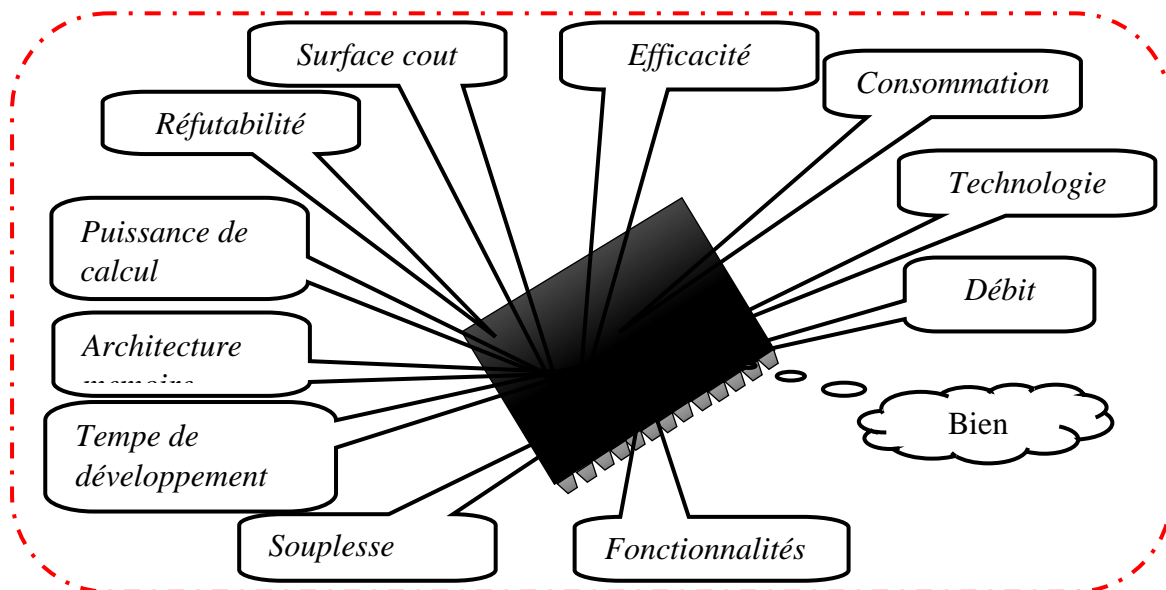


Figure IV.1 : Critères de choix du circuit logique programmable FPGA.

### IV.2.2 Avantages et inconvénients des FPGA

#### IV.2.2.1 Avantages

- Un circuit reprogrammable : L'avantage du FPGA est de pouvoir être reprogrammable contrairement aux circuits intégrés de type ASIC. Ce qui rend cette solution modulable et donne la possibilité de modifier le programme générique de base afin de le rendre spécifique au circuit utilisé.
- Une solution de validation utilisant le FPGA peut alors convenir à beaucoup de projets et donc diffusée à plusieurs équipes.

- Un investissement rentable dans la durée : Cela est dû à sa reprogrammation, ce qui implique une réutilisation à destination d'autres projets, malgré un prix à l'achat supérieur à un circuit ASIC.
- Une Reprogrammation quasi-instantanée du circuit. Une fois le programme validé cela ne prend que quelques minutes à l'implémenter. A titre de comparaison, la fabrication d'un circuit ASIC peut prendre plusieurs semaines.

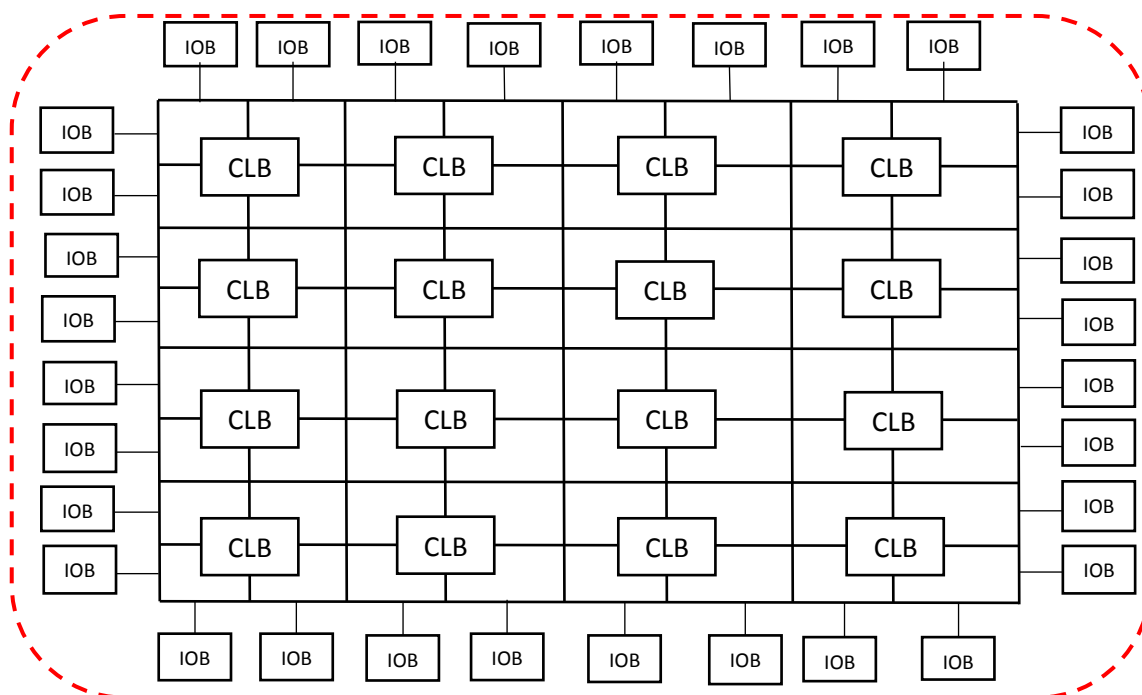
Cependant, le FPGA n'est pas le seul composant reprogrammable du marché. Le DSP « Digital Signal Processor », processeur de signal numérique, permet également d'émuler un montage numérique. Le DSP est programmable grâce au langage C, le FPGA utilise quant à lui le VHDL. Le format de description machine est généré automatiquement par les logiciels de développement des concepteurs. Il est possible alors de vérifier les circuits sans avoir à les concevoir par nous-mêmes. L'importation de leur fichier dans notre programme est suffisante. Par ailleurs, le FPGA peut disposer d'un DSP sous forme d'IP incluse dans le système du circuit.

#### IV.2.2.2 Inconvénients

- Performances non optimisées.
- Temps de réponse long par rapport aux ASIC

### IV.3 Architecture interne des FPGA

L'architecture interne des FPGA est différente d'un fabricant à un autre, mais leurs ressemblances peuvent être représentées dans le schéma de la figure suivante :



**Figure IV.2** : Architecture interne d'un FPGA.

Les macro-cellules internes sont appelées :

- CLB : « Configurable Logic Block », signifiant bloc logique configurable.
- IOB : « Input Output Block », signifiant bloc d'entrée sortie.
- PIP : « Programme Interconnect Point », signifiant l'ensemble des points de connexion.

La granularité des FPGA par les macro-cellules CLB nous permet d'implémenter des fonctions logiques combinatoires ou séquentielles complexes par chaque CLB.

### IV.3.1 Structure des CLB

Les CLB représentent la ressource principale à implémenter pour la logique séquentielle tout comme pour la logique combinatoire, chaque CLB est constitué de SLICES interconnectées, ces slices sont disposés en paires et chaque paire est disposée en colonne. La paire de gauche est appelé SLICE et celle de droite SLICEO.

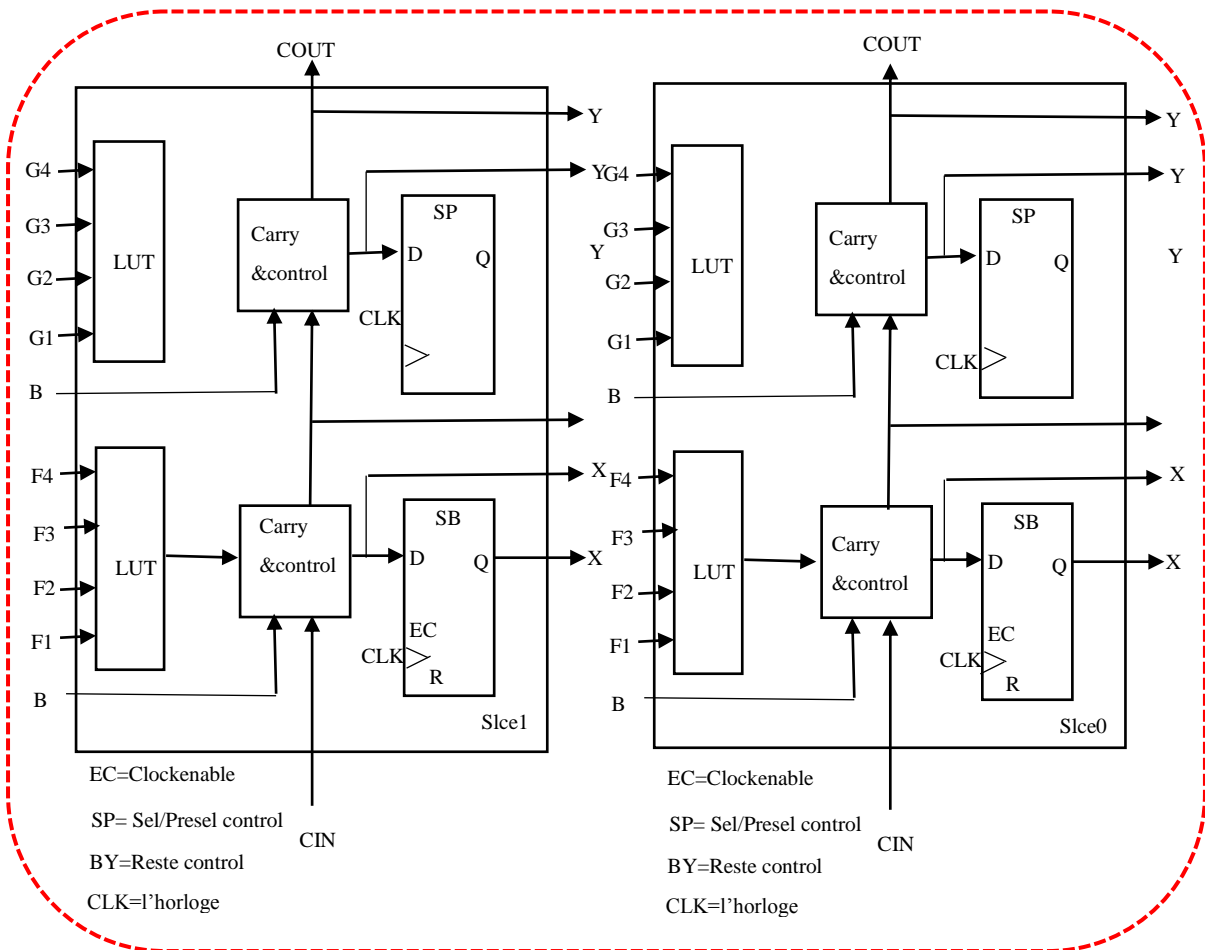


Figure IV.3 : Architecture d'un CLB de famille Virtex.

L'architecture d'un SLICE est comme suit :

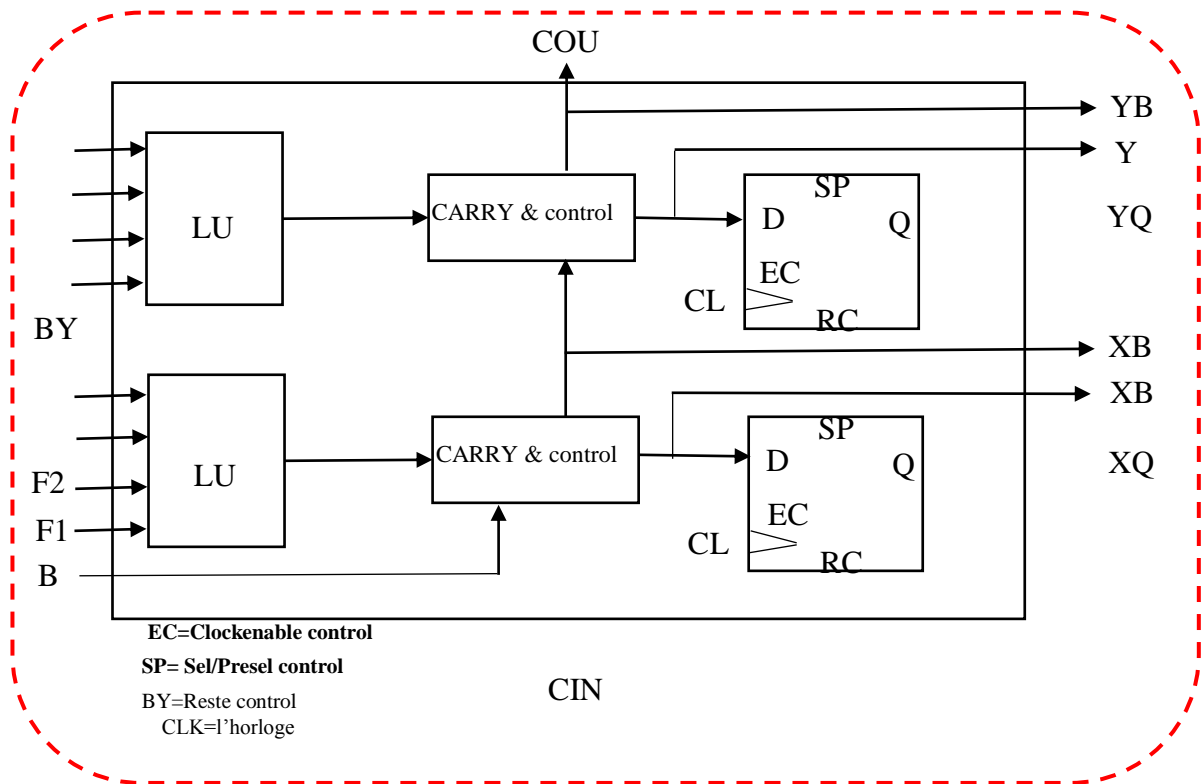


Figure IV.4 : Architecture d'un SLICE de famille Virtex.

### IV.3.2 Structure des IOB

Les blocs d'entrées/sorties disposent aussi de bascules de contrôle à trois états :

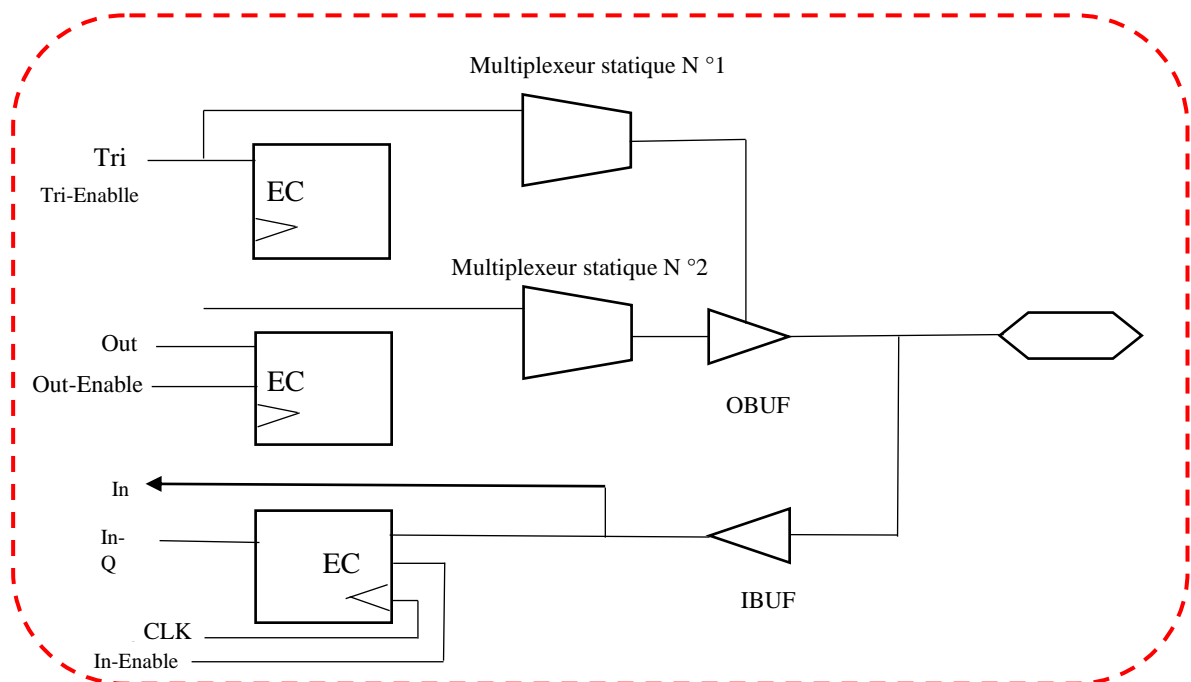


Figure IV.5 : Architecture d'un IOB de famille Virtex.

## IV.4 Langage VHDL

### IV.4.1 Définition

Le VHDL est un langage de description de matériel qui est utilisé pour la spécification (description du fonctionnement), la simulation et la preuve formelle d'équivalence de circuits. Ensuite il a aussi été utilisé pour la synthèse automatique. L'abréviation VHDL signifie VHSIC (Very High Speed Integrated Circuit) Hardware Description Language (langage de description de matériel pour circuits à très haute vitesse d'intégration).

### IV.4.2 Pourquoi utiliser le VHDL

Le VHDL est un langage normalisé, cela lui assure une pérennité. Il est indépendant d'un fournisseur d'outils. Il est devenu un standard reconnu par tous les vendeurs d'outils EDA. Cela permet aux industriels d'investir sur un outil qui n'est pas qu'une mode éphémère, c'est un produit commercialement inévitable. Techniquement, il est incontournable car c'est un langage puissant, moderne et qui permet une excellente lisibilité, une haute modularité et une meilleure productivité des descriptions. Il permet de mettre en œuvre les nouvelles méthodes de conception.

Il est à noter toutefois un inconvénient qui est la complexité du langage. En effet, ce langage s'adresse à des concepteurs de systèmes électroniques, qui n'ont pas forcément de grandes connaissances en langages de programmation.

D'autres fausses idées circulent sur le langage VHDL. Celui-ci n'assure pas la qualité du résultat, la portabilité et la synthèse des descriptions. Une méthodologie est indispensable pour combler ces lacunes.

### IV.4.3 Unité de conception (module VHDL)

L'unité de conception est un ensemble d'éléments VHDL avec lesquels nous allons décrire un système numérique. Celui-ci peut être constitué d'une simple porte logique jusqu'à un système complexe. Nous parlerons aussi de module VHDL. L'unité de conception est constituée d'une entité (définit l'interface), une ou plusieurs architectures (défini le fonctionnement), des bibliothèques et de la configuration. Les bibliothèques regroupent un ensemble de définition, déclarations, fonctions, etc ... nécessaire à tous les modules. La configuration est optionnelle. Elle ne sera pas utilisée dans ce manuel.

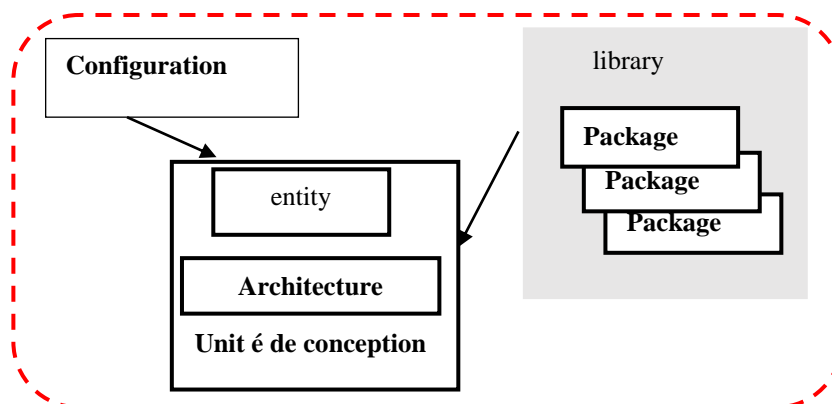


Figure IV.6 : Représentation unité de conception

### IV.4.3.1 L'entité

L'entité est une vue externe du module, elle définit toutes les entrées et sorties.

Syntaxe générale de l'entité:

```
EntityNorn_Du_Module is
    port ( Norn_Entrée_1 :intype_Du_Signal;
          Norn_Entrée_2 : intype_Du_Signal;
          ...
          Norn_Sortie_1 : outtype_Du_Signal;
          Norn_E_S_1  : inouttype_Du_Signal );

endNorn_Du_Module;
```

**Remarque :** Les entrées et les sorties d'un module sont toujours représentées par un port, il en existe 4 différents types, qui sont :

- **in** : port d'entrée.
  - **out** : port de sortie.
  - **inout** : port bidirectionnel (utilisation pour des bus).
  - **buffer** : port de sortie qui peut être relu (ne pas utiliser)

Un signal de type buffer ne peut pas être connecté directement avec un signal de type out (le VHDL est typé). Il est nécessaire d'utiliser une caste. Cela n'est pas très pratique. Nous déconseillons l'utilisation de ce type.

### IV.4.3.2 L'architecture

L'architecture décrit le comportement du module. Le langage VHDL permet de décrire le comportement de différentes façons. Dans ce manuel nous allons traiter les descriptions synthétisables et les bancs de test.

Nous allons commencer par les descriptions synthétisables. Dans la littérature, ce niveau de description est appelé RTL (Register Transfert Level). Nous distinguerons différentes possibilités de descriptions synthétisables, soit :

- **Logique** : Equations logiques, description du fonctionnement directement avec des équations logiques.
- **TDV** : Table de vérité, description du fonctionnement avec une table de vérité (utilisation de l'instruction with ... select).
- **Flot\_Don** : Flot de données, description du fonctionnement très proche du fonctionnement logique (utilisation des instructions concurrentes <=, when ... else ou with ... select)

- **Comport** : Comportementale, description du fonctionnement en décrivant le comportement (exemple : description avec un process et de l'instruction if ... then ... el se)
- **M\_Etat** : Machine d'état, description du fonctionnement à l'aide d'une machine d'état
- **Struct** : Structurelle, description du module en donnant les interconnexions entre différents sous modules (description hiérarchique avec l'instanciation de composant)

### IV.3.3.3 Syntaxe générale d'une architecture

Voici la syntaxe d'une architecture :

```
architectureType_D_Architecture of Nom_Du_Moduleis
```

```
--Zone de déclaration
```

```
begin
```

```
    Instructions_ Concurrentes;
```

```
process( Liste_De_Sensibilité)
```

```
begin
```

```
Instructions_Séquentielles;
```

```
end process;
```

```
endType_D_Architecture;
```

Dans un circuit logique, toutes les portes fonctionnent simultanément. On dit alors que les portes fonctionnent de manière concurrente, c'est à dire que l'ensemble des opérations se déroulent en parallèle. Il est simple de comprendre que toutes les parties d'un circuit fonctionnent simultanément.

Le langage VHDL a été créé dans le but de pouvoir décrire le comportement d'un circuit. Le langage dispose donc d'instructions concurrentes. Cette notion est particulière au langage de description de matériel. Elle n'existe pas dans les langages de programmation conventionnelle. Parfois, il est plus performant de décrire le comportement en utilisant un algorithme en utilisant une instruction tel que le if ..then ..else. C'est la raison de l'existence, dans le langage VHDL, d'une instruction concurrente particulière, l'instruction process. Celle-ci permet de décrire le comportement du circuit avec des instructions séquentielles. A l'intérieur de cette instruction le déroulement des instructions est séquentiel.

### IV.4.3.4 Les paquetages

Le langage VHDL doit son succès grâce aux notions de bibliothèque et de paquetage. Il est ainsi possible de fournir un ensemble de fonctionnalités rassemblées dans un paquetage. C'est le cas par exemple des définitions des types standards indispensables en synthèse, soit :

```
Library IEEE;
```

```
useIEEE.Std_logic_1164.all;
```

Il sera aussi possible de définir son propre paquetage afin de regrouper des définitions, des sous-programmes, ...

## IV.5 Intégration et implémentation

L'implémentation est la réalisation proprement dite qui consiste à mettre en œuvre l'algorithme sur l'architecture du circuit configurable cible, c'est-à-dire à compiler, charger, puis lancer l'exécution sur un ordinateur ou calculateur. C'est une étape de programmation physique et de tests électriques qui clôture la réalisation du circuit. La figure suivante résume un peu l'ensemble de ces étapes.

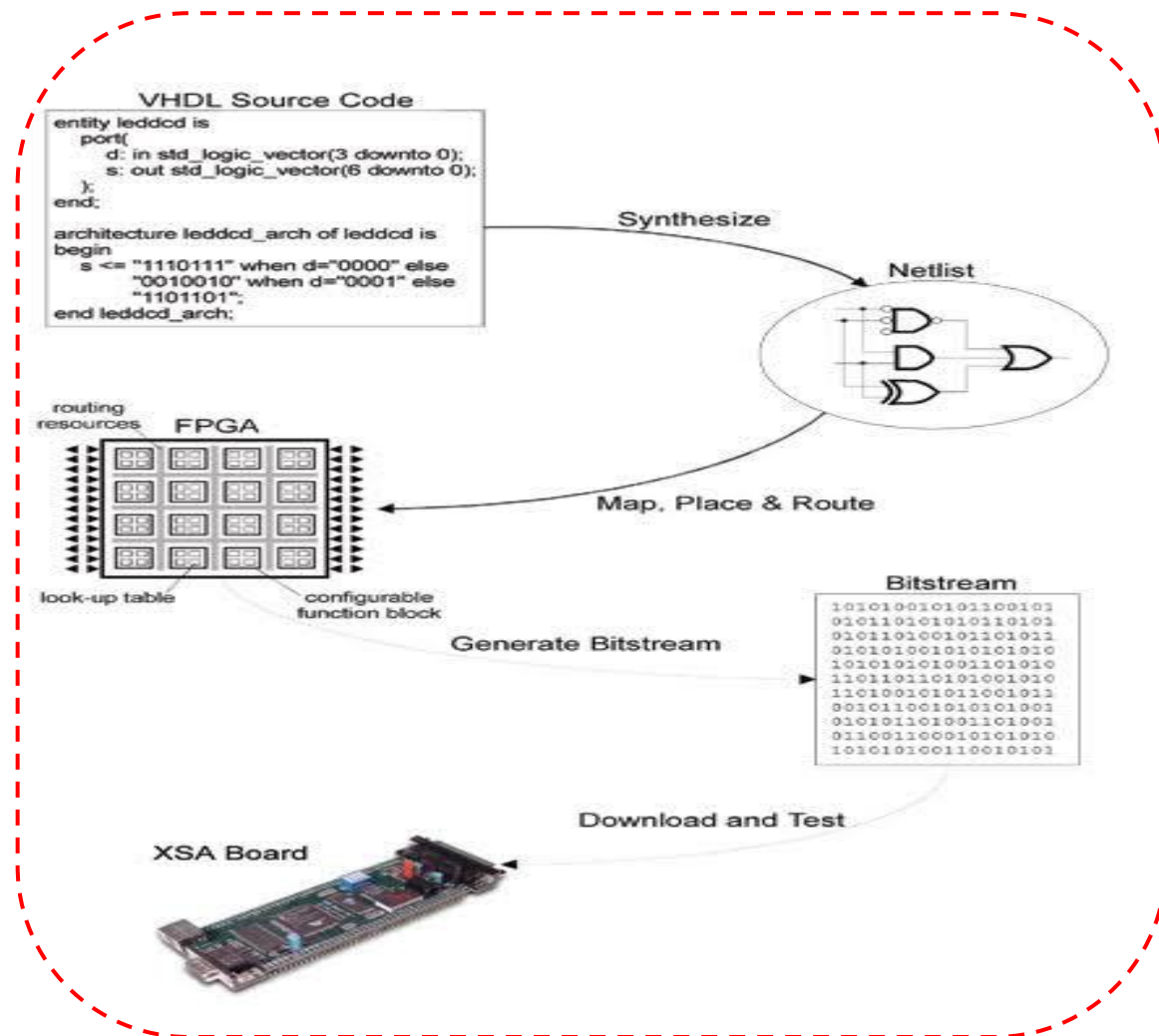


Figure IV.7 : Etapes de conception sur FPGA.

## IV.6 La structure matérielle de couplage (FPGA /machine)

La recherche dans le domaine de conception des circuits numériques de commande pour les systèmes automatisés en temps réel est difficile, car elle nécessite non seulement une parfaite maîtrise des technologies employées mais aussi une très bonne connaissance des caractéristiques d'application et de la nature de son environnement. La structure générale de couplage FPGA/Moteur est schématisée dans la figure suivante :

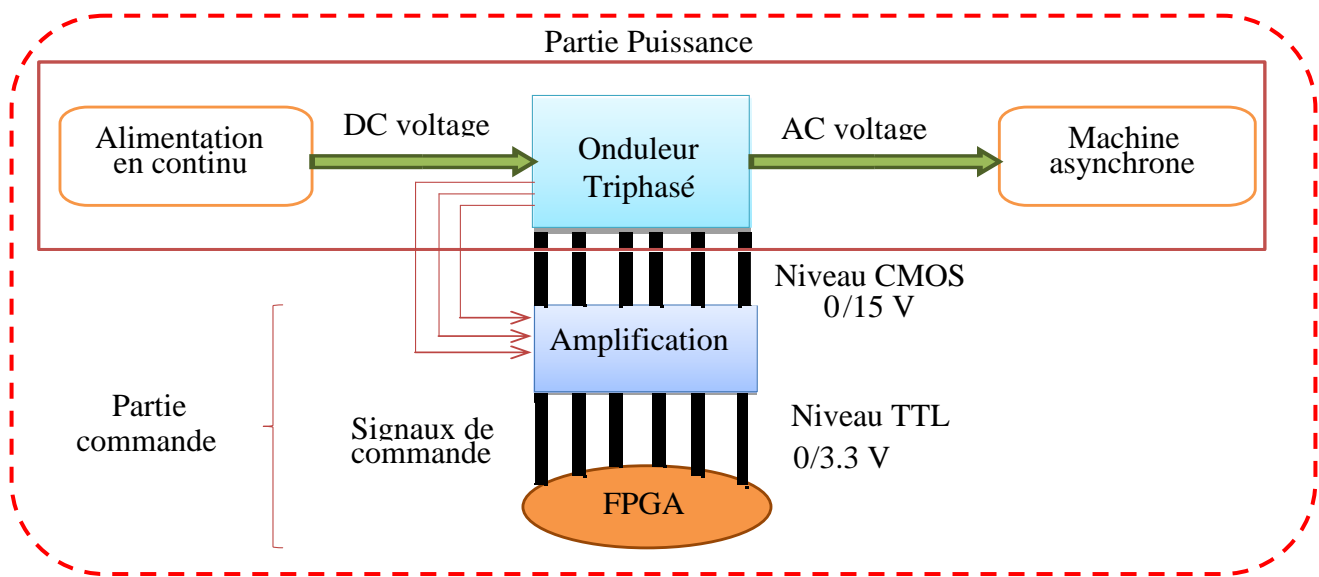


Figure IV.8 : Structure de couplage FPGA/Moteur triphasée [27].

## IV.7 Synthèse de RNA et simulation sur XILINX

### IV.7.1 Construire le bloc en Xilinx Simulink

La figure (IV.9) est le schéma bloc de notre réseau de neurone sous Xilinx Simulink.

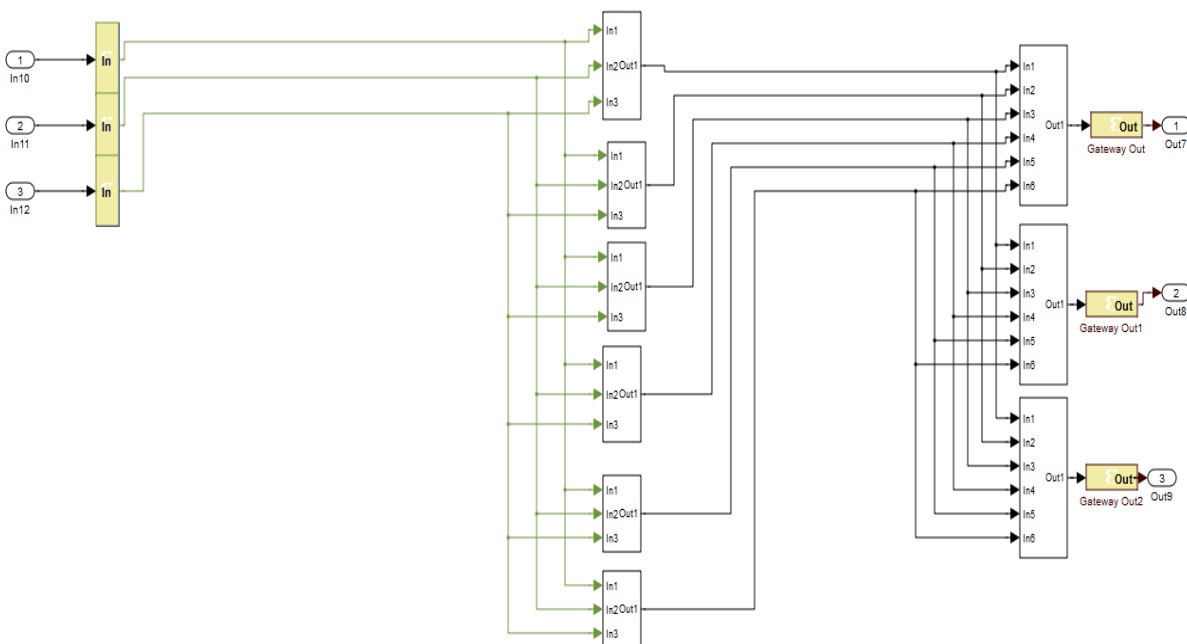


Figure IV.9 : schéma bloc de notre réseaux de neurone sous Xilinx Simulink.

La figure (IV.10) est le schéma bloc de la fonction sigmoïde sous Xilinx Simulink [28].

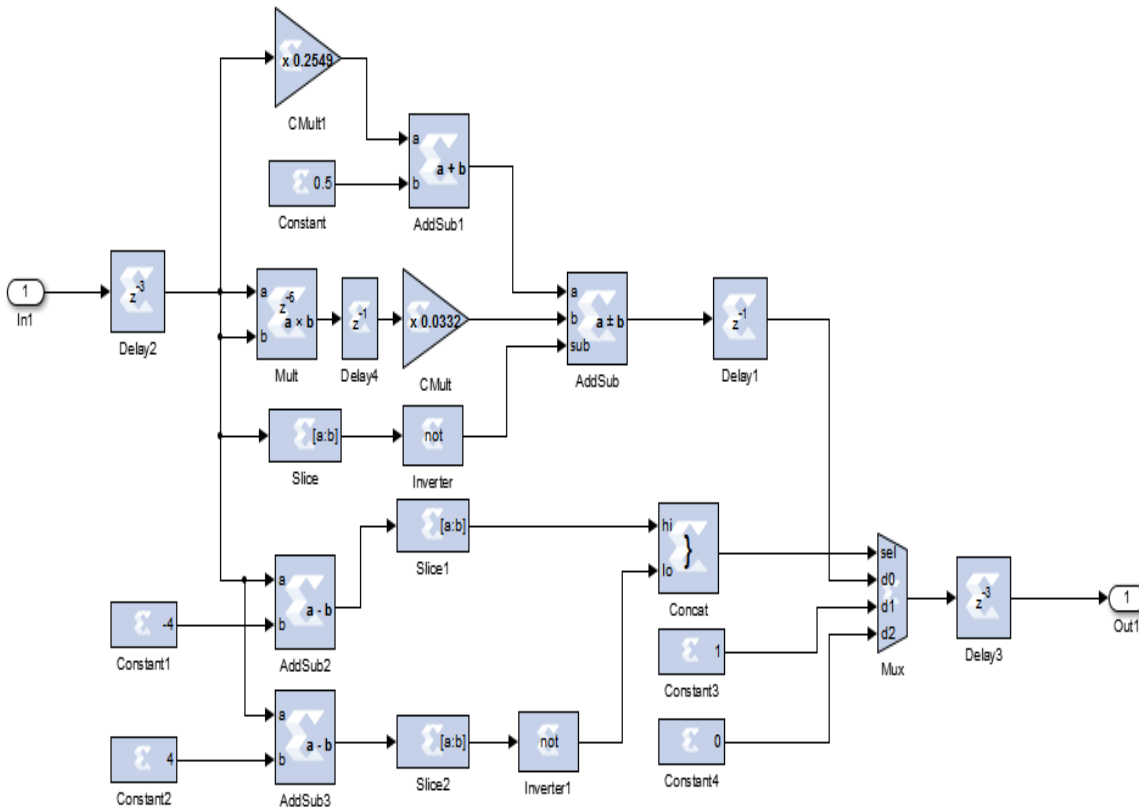


Figure IV.10 : fonction sigmoïde sous Xilinx Simulink.

La figure (IV.11) est le schéma bloc d'un neurone de couche caché sous Xilinx Simulink.

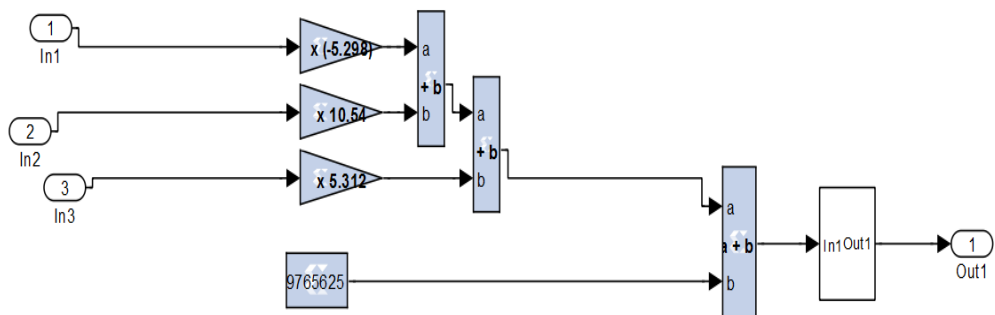


Figure IV.11 : le schéma bloc d'un neurone de couche caché sous Xilinx Simulink.

IV.7.2 Résultats de la simulation

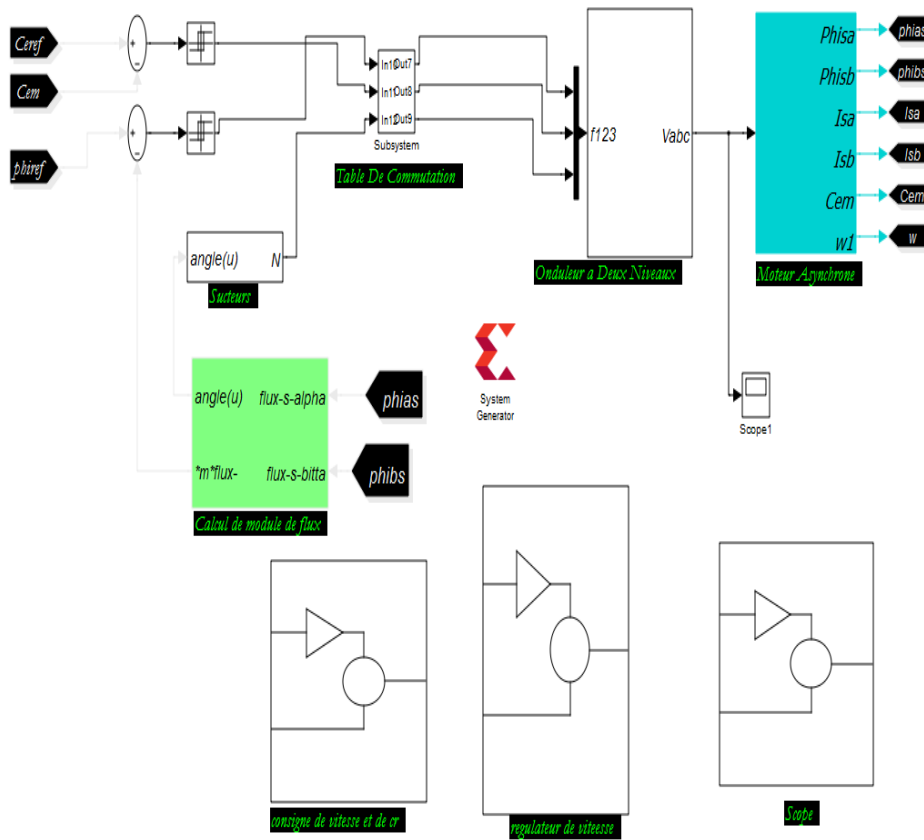
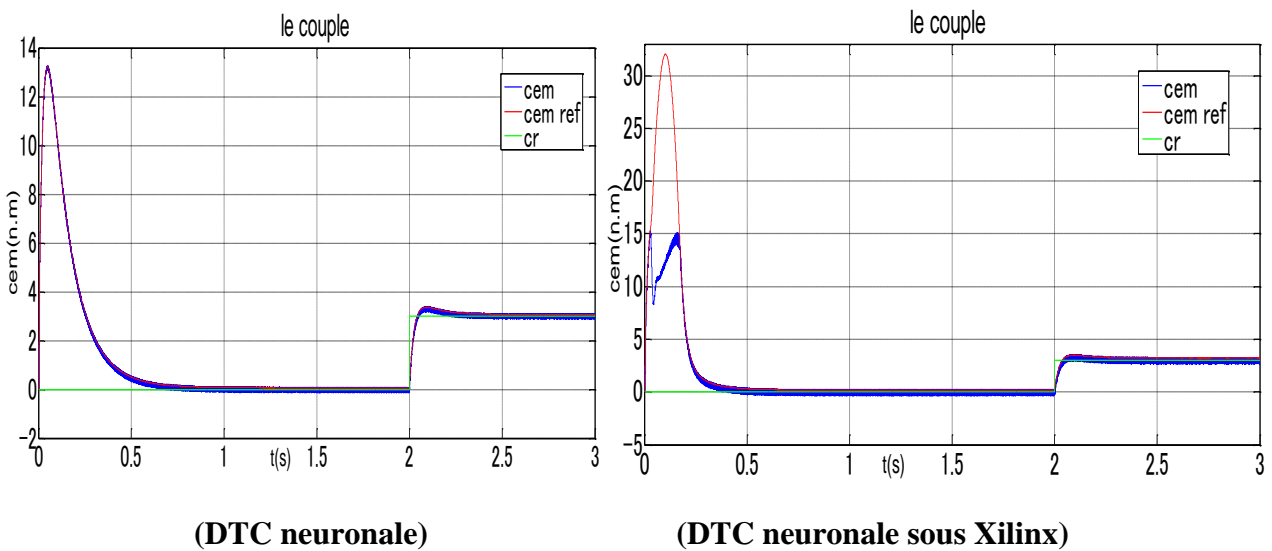
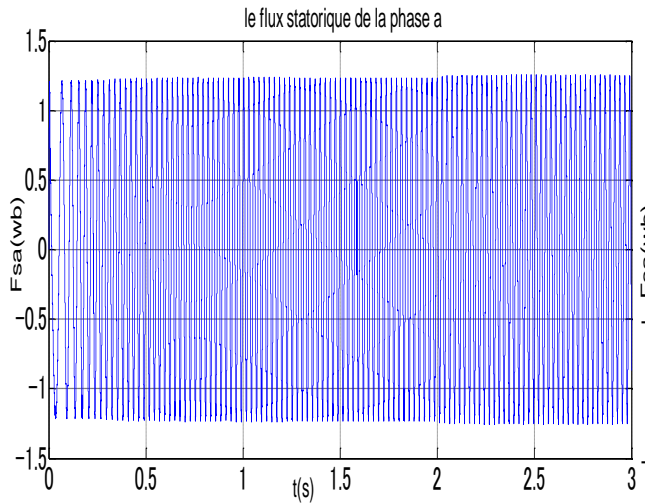
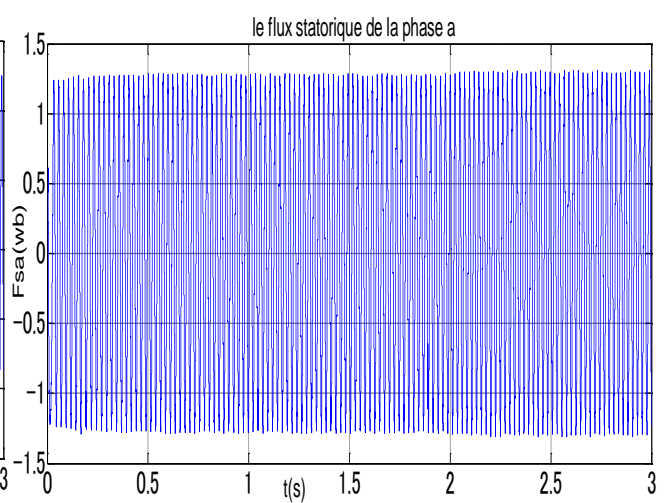


Figure.IV.12 : Schéma block de simulation de la DTC par réseau de neurone sous Xilinx.

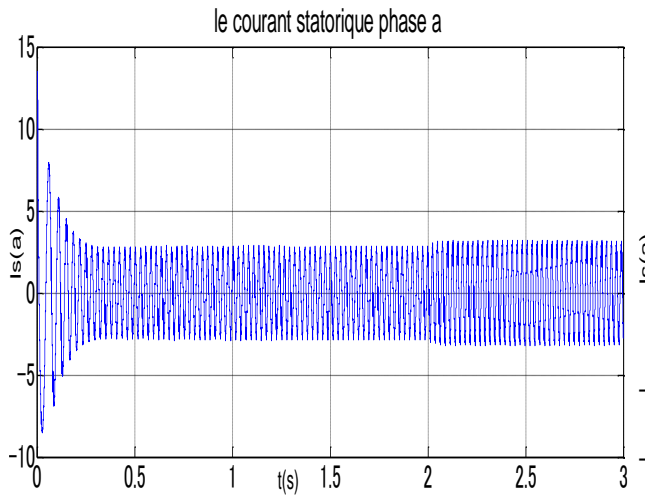




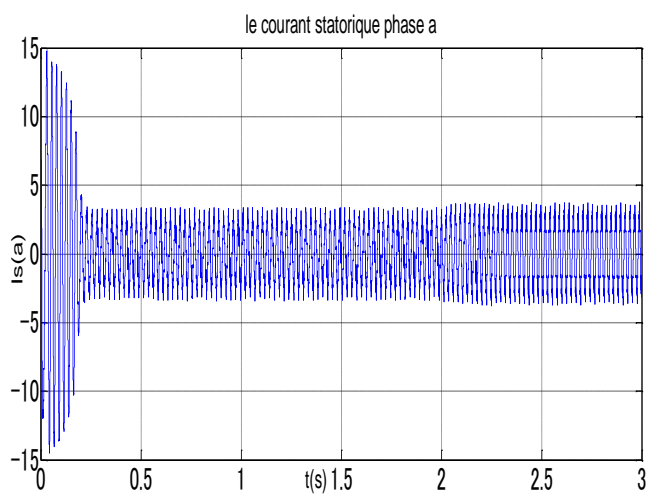
**(DTC neuronale)**



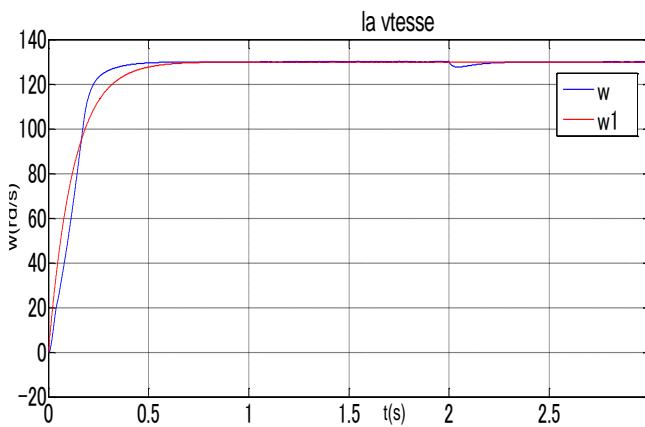
**(DTC neuronale sous Xilinx)**



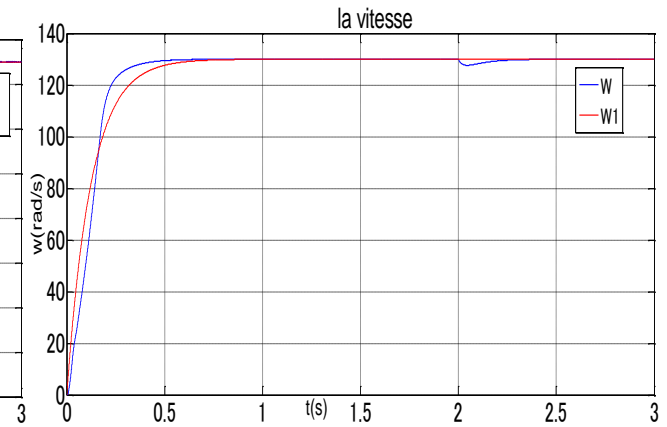
**(DTC neuronale)**



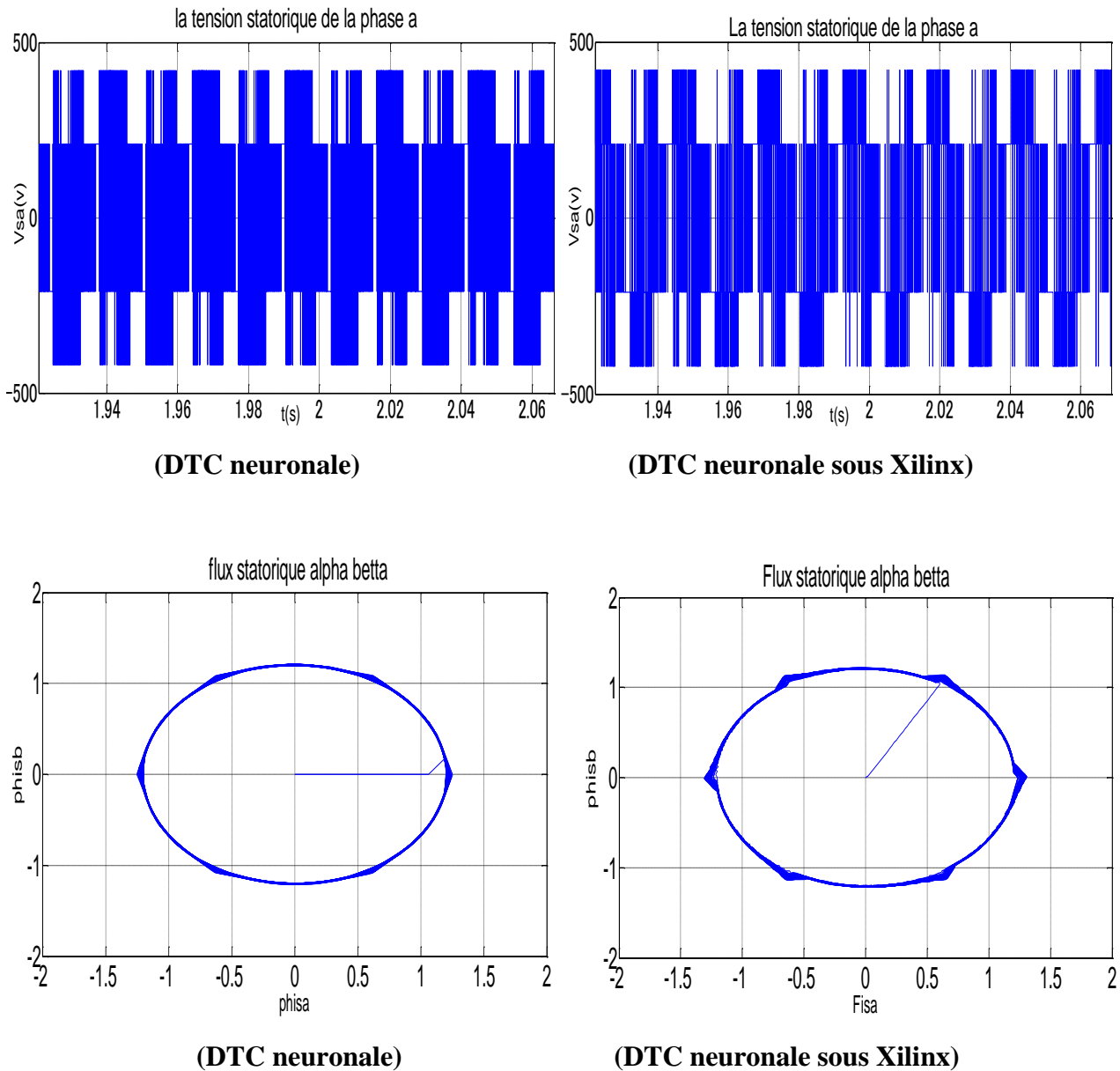
**(DTC neuronale sous Xilinx)**



**(DTC neuronale)**



**(DTC neuronale sous Xilinx)**



**Figure.IV.13** : Résultats de simulation de la commande DTC Neuronale sous Xilinx.

## IV.8 Conclusion

L'utilisation de l'outil de conception haut niveau 'System Generator' est très bénéfique pour la vérification du comportement de l'algorithme sur Simulink. Les simulations effectuées pour la fonction sigmoïde ainsi que pour le réseau de neurones montrent que les résultats obtenus sous Xilinx ont donné les mêmes performances que la fonction sigmoïde obtenus sous Simulink ainsi que pour le réseau de neurones étudié.

Il est appa rit que le test a été donné des bons résultats et il est presque le même que le teste fait par RNA sous Matlab/Simulink.

Donc le réseau de neurones étudié est prêt à l'implantation dans la carte FPGA, ce dernier représente un bon environnement pour l'embranchement de l'algorithme de commande grâce à ses propriétés.

# **CONCLUSION GENERALE**

## CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, nous avons présenté une méthode de commande non-conventionnelle pour la commande d'un moteur asynchrone.

Malgré la simplicité des méthodes classiques, elles sont souvent limitées aux systèmes linéaires. Des méthodes dites non- conventionnelles ont été proposées comme de véritables solutions pour la commande des systèmes complexes et /ou non-linéaires.

Les réseaux de neurone avec leurs propriétés, telles que le parallélisme, l'adaptation, la généralisation et l'approximation, constituent aujourd'hui un véritable outil pour l'identification, la classification, et la commande des systèmes. Les capacités d'apprentissage sont exploitées pour réaliser des structures de contrôle capables de générer les commandes adéquates pour accomplir la tâche désirée.

Les réseaux de neurones peuvent être considéré comme une famille d'outils très diversifiés ou chaque modèle a ses propres caractéristiques et peut être destiné à des tâches spécifiques. Une implémentation sur FPGA a été réalisée dans le but de vérifier expérimentalement la génération des signaux de commande. Les résultats sous Xilinx qui est représenté une simulation d'implémentation montrent une similitude entre les signaux générées par le circuit FPGA et ceux obtenus par Simulink MATLAB.

Enfin, le travail présenté dans ce mémoire nous ouvre des perspectives que nous pouvons résumer par suit :

- Remplacement du régulateur classique par autre régulateur neuronal.
- Les circuits programmables de type FPGA est un bon environnement d'implanter la technique de commande direct de couple

# Annex

**Paramètres de la machine utilisée :**

$R_s = 10 \text{ ohm}$	Résistance du stator.
$R_r = 6.3 \text{ ohm}$	Résistance du rotor.
$L_s = 0.464 \text{ H}$	Inductance du stator.
$L_r = 0.4612 \text{ H}$	Inductance du rotor.
$M = 0.4212 \text{ H}$	Inductance Mutuelle.
$PW = 0.7 \text{ KW}$	Puissance électrique.

**PARAMETRES MECANIQUES :**

$J = 0.02 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie.
$f = 0 \text{ N.m/Rd/S}$	Coefficient de frottement.

**PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES :**

$Cem = 8 \text{ N.m}$	Couple nominal.
$P = 2$	Nombre de paire de pôle.
$\text{Segma} = 0.07197$	Coefficient de dispersion.
$T_s = 0.0464$	Constante de temps statorique.
$T_r = 0.0732$	Constante de temps rotorique.

# **Références bibliographiques**

## Références bibliographiques

- [1] **A. Merabet**, «Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université de Québec, 2007.
- [2] **P. May**, « moteurs électriques industriels », 1<sup>ère</sup> édition, Dunod 2005.
- [3] **B. Housseini**, « Prototypage rapide à base de FPGA d'un algorithme de contrôle avancé pour le moteur à induction », Thèse de doctorat, Université de Québec, 2010.
- [4] **O.Refra**, «Modélisation et simulation de la machine asynchrone à cage en vue de sa commande», mémoire de master, Université Mohamed Khider de Biskra, 2018.
- [5] **T.Benguesmia, K.Guerar**, «Implantation la commande scalaire pour une Machine Asynchrone triphasée», mémoire de master, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2018.
- [6] **A.Lashab**, «Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone sous la Carte DS1104», mémoire de master, Université Mentouri de Constantine, 2012.
- [7] **R.Toufouti**, «Contribution à la commande direct de couple de la machine asynchrone», Thèse de doctorat, Université Mentouri de Costantine, 2007.
- [8] **S.Rezgui**, «Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel», mémoire de magister, Université Mentouri de Costantine, 2012.
- [9] **A.Chikhi**, «Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue», mémoire de magister, Université Hadj Lakhdar de Batna, 2008.
- [10] **S.Legrioui**, «Etude et réalisation de la commande DTC des machines asynchrones par la logique floue», mémoire de magister, Université Mentouri de Costantine, 2013.
- [11] **S.Bousselem**, «Contrôle DTC d'une machine asynchrone», mémoire magister, Université Badji Mokhtar de Annaba, 2017.
- [12] **A.Benzaioua**, «Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée», Thèse de doctorat, Université de Québec, 2014.
- [13] **H.Aloua, B.Aloua**, «Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue», mémoire de master, Université Abderrahmane Mira de Bejaia, 2014.
- [14] **M.Zegai**, «Synthèses Des Techniques de Commande DTC Associe à L'intelligence Artificielle Appliquée au Contrôle D'un Moteur Asynchrone Alimenté par Onduleur Multi-Niveaux», Thèse de doctorat, Université d'Oran, 2018.
- [15] **O.Benouda**, «Application des technique d'intelligence artificielle pour le contrôle direct de couple d'une MAS alimentée par un onduleur multiniveaux », mémoire de magister, Université d'Oran, 2012.

- [16] **A.Kerrache, A.Korichi**, «Commande DTC-SVM Prédictive D'un Moteur Asynchrone à Cage Sans Capteur Mécanique», mémoire de master, Université Kasdi Merbah de Ourgla, 2013.
- [17] **H.Abdelkerim, K.Elgharbi**, «Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine Asynchrone (MAS) », mémoire de master, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2017.
- [18] **A.Seddiki**, «Contribution au contrôle direct de couple (DTC) d'une machine asynchrone a cage alimentée par un onduleur multiniveaux », mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique, Université Mohamed Bougera de Boumerdes, 2009.
- [19] **S.Rezgui**, «Technique de commande avancé de la machine asynchrone: étude comparative et application », Thèse de doctorat, Université Mentouri de Costantine, 2015.
- [20] **N.Kacemi, S.Ladjal**, «Commande DTC-SVM D'un Moteur Asynchrone Alimenté Par Un Onduleur à Cinq Niveaux», mémoire de master, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2018.
- [21] **S.Gdaim**, «Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes», Thèse de doctorat, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir, 2013.
- [22] **H.Zighem, L.Lebba**, «Commande DTC par réseaux de neurones d'un moteur à induction alimenté par un onduleur de tension», mémoire d'ingénieur d'état en électronique, Université Kasdi Merbah de Ourgla, 2009.
- [23] **S.Bouhafna**, «Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones», mémoire de magister, Université Hadj Lakhdar de Batna, 2013.
- [24] **B.Mokhtari**, «DTC intelligente appliquée à la commande de la machine asynchrone», Thèse de doctorat, Université de Batna, 2014.
- [25] **Z.Ait Ouali**, «Application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone», Thèse de doctorat, Université Moulud Mamri de Tizi Ozou, 2010.
- [26] **Z.Boulbair**, «Implantation d'algorithmes de commande sur FPGA : une méthodologie pour les systèmes électriques», Thèse de doctorat, Université de Mentouri Constantine, 2005.
- [27] **K.MESSAOUDI, A.SAADI, L.LOUZE LAMRI, A.KHEZZAR, S.TOUMI2, EL .BAY BOURENNANE**, «Implémentation Matérielle sur FPGA pour la Commande d'un Onduleur Triphasé» LERICA d'Annaba, Algérie 2014. BP. 12-23000
- [28] **D.Khoudja**, «Sigmoid Function Approximation for ANN Implementation in FPGA Devices». Wesas conferece, Greece 2010. PP. 274-178

## **Résumé :**

Les moteurs asynchrones sont considérés parmi les moteurs les plus connus dans le domaine industriel, grâce à ces avantages et ces efficacités de la performance, avec le développement qui touche le domaine de microélectronique d'électronique de puissance, et des actionneurs électriques, la science a trouvé beaucoup des stratégies qui permette de commande et surveiller ces moteurs.

Dans ce travail nous proposons l'implémentation des réseaux de neurones artificiels sur FPGA pour la commande directe de couple du moteur asynchrone.

Les circuits FPGA conviennent parfaitement à une implémentation optimale du système de la commande des MAS, du fait qu'ils ont un coût réduit et qu'ils sont caractérisés par une grande densité d'intégration et une grande flexibilité avec une structure totalement reconfigurable. Par ailleurs, nous procéderons à l'implémentation des RNA sur un circuit de type FPGA 'Virtex4'. L'algorithme d'implémentation proposé sera basé sur la structure simple des RNA. L'implémentation de cet algorithme sera faite à l'aide d'un outil de haut niveau, à savoir : le System Generator de Xilinx.

## **Mots clés**

MAS, DTC, RNA, FPGA, System Generator, Xilinx