

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
المركز الجامعي لعين تموشنت
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent
Institut de Technologie
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : TECHNOLOGIE.
Filière : GENIE ELECTRIQUE.
Spécialité : ELECTROTECHNIQUE.

Thème

*Commande Direct Du Couple (DTC) Appliquée Au Contrôle
D'un Moteur Asynchrone Par L'utilisation
Des Réseaux De Neurones Artificiels.*

Présenté Par :

- 1) BELAL Rahma.
- 2) DJELAILI Zineb.

Devant les jurys composés de :

Mme TOUHAMI.A	MAA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Président
Mr ZEGGAI.Med.L	MAB	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Encadrant
Mme MENDEZ.K	MCB	C.U.B.B (AIN TEMOUCHENT)	Examineur

Année universitaire 2018/2019

Dédicace

Je dédie le fruit de ce modeste travail :

*A mes très chers parents qui sont la base
de ma réussite,*

A mon frères Ahmed et son épouse,

*A mes chères sœurs, Asmaa et Salima et leurs conjoints
pour ses soutiens moral et leurs conseils précieux tout
au long de mes études,*

A ma chère binôme Djelaili Zineb,

Pour sa patience et sa compréhension.

A mes chères amies,

Pour leurs aides et supports dans les moments difficiles.

A toute ma famille,

*Sans oublier mon encadreur qui doit voir dans ce
travail la fierté d'un savoir bien acquis grâce à lui.*

A tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin.

Belal Rahma

Dédicace

Je dédie ce projet :

A ma chère mère,

A mon cher père,

*Qui n'ont jamais cessé, de formuler des prières à mon
égard, de me soutenir et de m'épauler pour que je
puisse atteindre mes objectifs.*

A ma chère sœur, Amira

A mes frères, Imad Eddine et Abderrahim

A ma chère binôme, Belal Rahma

Pour son entente et sa sympathie.

A mes chères amies,

Pour leurs aides et support dans les moments difficiles.

A toute ma famille,

A tous mes autres amies,

A tous ceux que j'aime et ceux qui m'aiment.

Djelaili Zineb

Remerciements

- *Au Moment Où On Achève Ce Modeste Travail, Nous Remercions **ALLAH** Tout Puissant Qui nous a Donné La Force Et La Volonté Pour Finir Ce Travail.*
- *Nous adressons nos grands remerciements au Mrs Zeggaï Mohammed Lamíne pour avoir accepté de nous encadrer, pour leurs encouragements et leurs patiences et pour son énorme soutien.*
- *Tous nos sentiments de reconnaissance vont également à Mme Touhamí Aícha de nous avoir fait l'honneur de présider notre jury, ainsi nos vifs remerciements à Mme Mendez Khaíra pour avoir bien voulu examiner et juger ce travail.*
- *Nous remercions tous nos familles et nos amis.*
- *Nous tenons aussi à remercier, tous ceux qui nous ont enseigné durant toutes mes années d'études.*

Résumé

Le progrès qui était dans le domaine de micro-informatique et dans l'électronique de puissance permet la naissance de plusieurs stratégies de la commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé, parmi ces stratégies qui ont un succès considérable dans le secteur industriel, la commande directe du couple.

Cette méthode même si elle porte plusieurs avantages par rapport aux autres commandes vectorielles représentées dans la rapidité dans le temps de réponse et les insensibilités aux variations paramétriques du moteur asynchrone, mais elle a aussi des inconvénients représentés par la irrégularité dans la fréquence de commutation et des ondulations remarquables aux niveaux du flux statorique et dans le couple électromagnétique.

Pour dominer ces problèmes et améliorer les performances de cette commande, on a proposé de transformer le noyau de l'algorithme obtenu de la DTC par l'utilisation d'une technique d'intelligence artificielle représentée par les réseaux de neurones artificiels.

Mots clés : Moteur asynchrone, La commande directe du couple, Les réseaux de neurones artificiels.

Abstract

The progresses of micro-processing and in the power electronics allow to create many strategies of the vector control for induction motor of the three-phase, one these strategies which have a great success in the industrial world, the direct torque control (DTC).

This method has a lot of advantages which the response time is quick and not sensible for all variation in parameters of the induction motor, but in the same time, it has a many disadvantages which represented the irregular in frequency of the switches, and a high ripple in the stator flux and in the torque produced by the asynchronous motor.

For avoid there problems and to improve this strategy of control, we propose to progress the new algorithm by using the artificial intelligence, represented in the artificial neural networks.

Keywords : Induction motor, Direct torque control, Artificial neural networks.

الملخص

أدى التطور الحاصل في المعالجات الدقيقة وفي الإلكترونيات إلى ظهور عدة استراتيجيات في نظم التحكم الشعاعي للمحرك اللاتزامني ثلاثي الأطوار، و من بين هذه الاستراتيجيات التي لاقت رواجاً معدوم النظير في الميدان الصناعي هي طريقة التحكم المباشر لعزم الدوران.

هذه الطريقة حتى وإن كانت تحمل مزايا كبيرة و في مقدمتها سرعتها الفائقة في الاستجابة إضافة إلى عدم تأثرها في التغيرات التي تطرأ على عناصر المحرك من جهة، إلا أنها تنسم بعيوب متمثلة في وجود توترات الاستبدال متغيرة و خاصة وجود اهتزازات على مستوى الحقل الكهرومغناطيسي و العزم الدوراني للمحرك من جهة أخرى.

لدرأ هذا الإشكال و لتحسين منظومة التحكم هذه، قمنا بتعديل خوارزمية التحكم المحصل عليها باعتماد تقنية الذكاء الاصطناعي المتمثلة في الشبكات العصبية الاصطناعية.

الكلمات المفتاحية: المحرك اللاتزامني ، التحكم المباشر لعزم الدوران، الشبكات العصبية الاصطناعية.

ABRÉVIATIONS

<i>MAS</i>	<i>Machine asynchrone.</i>
<i>PI</i>	<i>Proportionnel-intégrale.</i>
<i>MLI</i>	<i>Modulation par largeur d'impulsion.</i>
<i>DTC</i>	<i>Direct Torque Control (Commande Directe du Couple).</i>
<i>DTC_C</i>	<i>Direct Torque Control Conventionnel.</i>
<i>ANN</i>	<i>Artificiel Neurone Network (Réseaux de Neurones Artificiels).</i>
<i>DTNNC</i>	<i>Direct Torque Neurone Network Control (Commande neuronale directe du couple).</i>
<i>RNA</i>	<i>Réseaux de Neurone Artificiels.</i>
<i>HT</i>	<i>Haut Tension.</i>

PRINCIPALES NOTATIONS

Généralement les notations utilisées en électrotechnique et en automatique sont très variées. Les principales notations utilisées dans ce mémoire sont rapportées ci-dessous, d'autres significations se trouvent explicitées dans le texte.

Symbole Signification

<i>Rs</i>	<i>Résistance statorique [Ω].</i>
<i>Rr</i>	<i>Résistance rotorique [Ω].</i>
<i>Ls</i>	<i>Inductance statorique [H].</i>
<i>Lr</i>	<i>Inductance rotorique [H].</i>
<i>Lm</i>	<i>Inductance mutuelle propre [H].</i>
<i>ls</i>	<i>Inductance propre d'enroulement statorique [H].</i>
<i>lr</i>	<i>Inductance propre d'enroulement rotorique [H].</i>
<i>Ms</i>	<i>Inductance mutuelle statorique [H].</i>
<i>Mr</i>	<i>Inductance mutuelle rotorique [H].</i>
<i>Msr</i>	<i>Inductance mutuelle entre le stator et rotor [H].</i>
<i>Mrs</i>	<i>Inductance mutuelle entre le rotor et stator [H].</i>
<i>F</i>	<i>Coefficient de frottement [$N.s/rad$].</i>
<i>J</i>	<i>Moment d'inertie [$kg.m^2$].</i>
<i>P</i>	<i>Nombre de paire de poles.</i>
<i>d et q</i>	<i>Axes direct et quadrature.</i>

α et β	Axes alpha et beta.
x_d et x_q	Composantes de la grandeur x dans le repère(dq).
x_α et x_β	Composantes de la grandeur x dans le repère($\alpha\beta$).
Φ	Flux [Wb].
$\Omega_{réf}$	Vitesse de référence [rad/s].
Ω_s	Pulsation électrique statorique [rad/s].
Ω_r	Pulsation électrique rotorique [rad/s].
Ω	Vitesse mécanique [rad/s].
Θ	La position du flux statorique
Θ_e	Angle électrique [Rad].
Θ_s	Position angulaire du stator [rad/s].
Θ_r	Position angulaire du rotor [rad/s].
C_{em}	Couple électromagnétique [N.m].
C_r	Couple résistant [N.m].
E	L'écart entre la consigne et la mesure.
V	Tension [V].
I	Courant [A].
S	Opérateur de Laplace.
T	Temps continu [s]
$V_{sa,b,c}$ et $V_{ra,b,c}$	Tensions de phases (stator et rotor) [V]
$i_{sa,b,c}$ et $i_{ra,b,c}$	Courants statoriques et rotoriques de phases [A].

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1	<i>Table de commutation de la commande DTC.....</i>	18
Tableau III.1	<i>Les différentes fonctions d'activation utilisées dans les RNA.....</i>	32
Tableau III.2	<i>Algorithme de Levenberg-Marquardt.....</i>	37
Tableau IV.1	<i>Les propriétés de régulateurs neuronaux proposés.....</i>	46

LISTE DES FIGURES

Figure I.1	<i>Moteur asynchrone triphasé.....</i>	01
Figure I.2	<i>Représentation d'un onduleur à deux niveaux avec sa charge.....</i>	06
Figure I.3	<i>La réponse du courant statorique.....</i>	9
Figure I.4	<i>La réponse du couple Electromagnétique.....</i>	9
Figure I.5	<i>La réponse de la vitesse de rotation.....</i>	9
Figure II.1	<i>Choix du vecteur de tension.....</i>	14
Figure II.2	<i>Correcteur de flux à hystérésis et sélection de vecteurs tensions correspondant.....</i>	16
Figure II.3	<i>Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple électromagnétique.....</i>	17
Figure II.4	<i>Schéma synoptique de la commande directe du couple pour un onduleur à deux niveaux appliquée sur une machine synchrone.....</i>	19
Figure II.5	<i>La réponse des tensions d'alimentation V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}.....</i>	20
Figure II.6	<i>La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β).....</i>	20
Figure II.7	<i>La réponse de secteur (zone N).....</i>	20
Figure II.8	<i>La réponse du module du flux statorique.....</i>	21
Figure II.9	<i>La réponse du couple électromagnétique.....</i>	21
Figure II.10	<i>La réponse du courant statorique.....</i>	21
Figure II.11	<i>La réponse de la vitesse de rotation.....</i>	21
Figure II.12	<i>La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β).....</i>	21
Figure II.13	<i>La réponse des tensions d'alimentation V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}.....</i>	22
Figure II.14	<i>La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β).....</i>	23

Figure II.15	<i>La réponse de secteur (zone N).....</i>	23
Figure II.16	<i>La réponse du module du flux statorique.....</i>	23
Figure II.17	<i>La réponse du couple électromagnétique.....</i>	23
Figure II.18	<i>La réponse du courant statorique.....</i>	23
Figure II.19	<i>La réponse de la vitesse de rotation.....</i>	23
Figure II.20	<i>La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β).....</i>	24
Figure II.21	<i>La réponse des tensions d'alimentation V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}.....</i>	25
Figure II.22	<i>La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β).....</i>	25
Figure II.23	<i>La réponse de secteur (zone N).....</i>	25
Figure II.24	<i>La réponse du module du flux statorique.....</i>	26
Figure II.25	<i>La réponse du couple électromagnétique.....</i>	26
Figure II.26	<i>La réponse du courant statorique.....</i>	26
Figure II.27	<i>La réponse de la vitesse de rotation.....</i>	26
Figure II.28	<i>La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β).....</i>	26
Figure III.1	<i>Structure d'un neurone biologique.....</i>	31
Figure III.2	<i>Modèle d'un neurone artificiel.....</i>	31
Figure III.3	<i>Architecture d'un réseau de neurone profond.....</i>	33
Figure III.4	<i>Réseau non bouclé.....</i>	34
Figure III.5	<i>Réseau bouclé.....</i>	34
Figure III.6	<i>Architecture d'un réseau à connexion complète.....</i>	34
Figure III.7	<i>Schéma d'un réseau de neurones monocouche.....</i>	35
Figure III.8	<i>Schéma d'un réseau de neurones non bouclé (Perceptron multicouches).....</i>	35
Figure IV.1	<i>Organigramme d'apprentissage et d'optimisation.....</i>	41
Figure IV.2	<i>Structures des réseaux neuronaux appliqués au contrôle DTC à deux-niveaux.....</i>	42
Figure IV.3	<i>le système d'apprentissage pour modéliser le contrôleur neuronal...</i>	43
Figure IV.4	<i>L'opération (A)et(C) et l'évolution d'apprentissage (B)et(D) de réseaux de neurones pour DTNNC sous logiciel Matlab-Simulink</i>	45

Figure IV.5	<i>schéma synoptique de la commande neuronale directe du couple pour une machine asynchrone alimentée par un onduleur deux-niveaux.....</i>	46
Figure IV.6	<i>Quatre exemples sur la 1ere topologie de réseau neuronal appliqué sur la table de commutation.....</i>	47
Figure IV.7	<i>Quatre exemples sur la 2eme topologie de réseau neuronal appliqué sur la table de commutation.....</i>	47
Figure IV.8	<i>La réponse des tensions d'alimentation V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}.....</i>	48
Figure IV.9	<i>La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β).....</i>	48
Figure IV.10	<i>La réponse du module du flux statorique.....</i>	48
Figure IV.11	<i>La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β).....</i>	49
Figure IV.12	<i>La réponse du couple électromagnétique.....</i>	49
Figure IV.13	<i>La réponse du courant statorique.....</i>	49
Figure IV.14	<i>La réponse de la vitesse de rotation.....</i>	49
Figure IV.15	<i>La réponse de secteur (zone N).....</i>	49
Figure IV.16	<i>La réponse des tensions d'alimentation V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}.....</i>	51
Figure IV.17	<i>La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β).....</i>	51
Figure IV.18	<i>La réponse du module du flux statorique.....</i>	51
Figure IV.19	<i>La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β).....</i>	52
Figure IV.20	<i>La réponse du couple électromagnétique.....</i>	52
Figure IV.21	<i>La réponse du courant statorique.....</i>	52
Figure IV.22	<i>La réponse de la vitesse de rotation.....</i>	52
Figure IV.23	<i>La réponse de secteur (zone N).....</i>	52
Figure IV.24	<i>La réponse des tensions d'alimentation V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}.....</i>	53
Figure IV.25	<i>La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β).....</i>	54
Figure IV.26	<i>La réponse du module du flux statorique.</i>	54
Figure IV.27	<i>La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β).....</i>	54
Figure IV.28	<i>La réponse du couple électromagnétique.</i>	54

Figure IV.29	<i>La réponse du courant statorique.....</i>	54
Figure IV.30	<i>La réponse de la vitesse de rotation.....</i>	54
Figure IV.31	<i>La réponse du couple électromagnétique conventionnel-neuronal..</i>	55
Figure IV.32	<i>La réponse courant du statorique conventionnel et neuronal</i>	55
Figure IV.33	<i>La réponse du module du flux statorique conventionnel neuronal....</i>	56
Figure IV.34	<i>La réponse de la vitesse de rotation conventionnelle et neuronale....</i>	56

TABLE DES MATIERES

Dédicaces	i
Remerciement.....	iii
Résumé	iv
Abréviations.....	v
Principales Notations.....	v
Liste Des Tableaux.....	vi
Liste Des Figures.....	vi

Introduction Générale

Chapitre I : Modélisation De L'association Convertisseur-Machine Asynchrone

I.1 Introduction.....	1
I.2 Présentation D'une Machine Asynchrone.....	1
I.3 Hypothèses Simplificatrices.....	2
I.4 Modélisation Dans Le Repère Triphasé	2
I.4.1 Equations Electriques.....	2
I.4.2 Equations Magnétiques.....	3
I.4.3 Équation Mécanique	3
I.5 Transformation Du Système Triphasée.....	4
I.5.1 Transformation De Park.....	4
I.5.2 Transformation De Concordia	5
I.5.3 Transformation De Clarke	5
I.6 Choix De Repère	6
I.7 Modélisation Des Onduleurs.....	6
I.7.1 Description De L'onduleur.....	6
I.7.2 Modélisation Des Onduleurs De Tension	7
I.8 Structures De Mli.....	8
I.8.1 La Mli Sinus-Triangle.....	9
I.9 Simulation Numérique	9
I.10 Interprétations Des Résultats Obtenus	10
I.11 Conclusion.....	10

Chapitre II : La Commande Directe du Couple d'un Moteur Asynchrone

II.1 Introduction	13
II.2 Principe De La Commande Directe Du Couple	13
II.3 Présentation De La Structure De Contrôle	14
II.3.1 Choix Du Vecteur De Tension V_s	14
II.3.2 Estimateurs	15
II.3.2.1 Estimateur Du Flux Statorique	15
II.3.2.2 Estimation Du Couple Electromagnétique.....	16
II.3.3 Correcteurs.....	16
II.3.3.1 Le Correcteur De Flux	16
II.3.3.2 Correcteur De Couple Electromagnétique	17
II.3.4 Elaboration De La Table De Commande	18
II.4 Structure Générale Du Contrôle Direct De Couple	18
II.5 Les Caractéristiques Générales D'une Commande Directe Du Couple	19
II.6 Résultats De Simulation Et Son Interprétation	20
II.6.1 Sens Direct (148 Rad/s).....	20
II.6.2 Sens Direct (60rad/S).....	22
II.6.3 Sens Inverse (-148 Rad/s)	25
II.7 Avantages De La Commande Directe De Couple	28
II.8 Inconvénients De La Commande Directe De Couple	28
II.9 Conclusion	28

Chapitre III : Généralité Sur Les Réseaux De Neurone Artificiels

III.1 Introduction	30
III.2 Généralité Et Historique.....	30
III.3 Neurone Biologique.....	30
III.4 Neurone Artificiel.....	31
III.4.1 La Fonction D'activation.....	32
III.5 Architecture Des Réseaux De Neurones	33
III.5.1 Les Réseaux Non Boucles.....	34
III.5.2 Les Réseaux A Connexions Récurrentes.....	34
III.5.3 Les Réseaux A Connexions Complete	34
III.6 Quelques Types Des Réseaux Célèbre	35
III.6.1 Le Perceptron Monocouche	35
III.6.2 Le Perceptron Multicouche	35
III.7 Apprentissage Des Réseaux De Neurones	36

<i>III.7.1 L'apprentissage Hors Ligne.....</i>	<i>36</i>
<i>III.7.2 L'apprentissage En Ligne.....</i>	<i>36</i>
<i>III.8 Type D'apprentissage Des Réseaux De Neurones</i>	<i>36</i>
<i>III.8.1 Apprentissage Supervise.....</i>	<i>36</i>
<i>III.8.2 Apprentissage Non Supervise.....</i>	<i>36</i>
<i>III.9 L'algorithme De Méthode D'apprentissage Plus Utilise Dans Les Réseaux De Neurones</i>	<i>37</i>
<i>III.9.1 Méthode De Levenberg-Marquardt</i>	<i>37</i>
<i>III.10 Les Avantages Et Les Inconvénients Des Réseaux De Neurone.....</i>	<i>38</i>
<i>III.10.1 Les Avantages Des Réseaux De Neurones</i>	<i>38</i>
<i>III.10.2 Les Inconvénients Des Réseaux De Neurones.....</i>	<i>38</i>
<i>III.11 Conclusion</i>	<i>38</i>

**Chapitre IV: Principe DTC Appliquée Sur Un Onduleur A Deux-Niveaux Par
Les Réseaux De Neurones Artificiels**

<i>IV.1 Introduction.....</i>	<i>40</i>
<i>IV.2 Les Etapes A Suivre Pour La Conception D'un Réseau De Neurone.....</i>	<i>40</i>
<i>IV.3 Application Des Réseaux De Neurones Dans La Dtc A Deux-Niveaux.....</i>	<i>40</i>
<i>IV.4 Modélisation Neuronale</i>	<i>42</i>
<i>IV.4.1 Les Etapes De La Modélisation.....</i>	<i>42</i>
<i>IV.4.2 Conception De La Base De Données.....</i>	<i>42</i>
<i>IV.4.3 Déroulement De L'apprentissage</i>	<i>43</i>
<i>IV.5 Méthodologie</i>	<i>44</i>
<i>IV.6 Résultats Et Interprétations De Simulation.....</i>	<i>48</i>
<i>IV.6.1 Topologie Un Sens Direct (148 Rad/s).....</i>	<i>48</i>
<i>IV.6.2 Topologie Un Sens Inverse (-148 Rad/s).....</i>	<i>51</i>
<i>IV.6.3 Topologie Un Sens Direct (60rad/s)</i>	<i>53</i>
<i>IV.7 Comparaison Entre Dtc Classique Et Dtc Neuronale</i>	<i>55</i>
<i>IV.8 Conclusion.....</i>	<i>56</i>
<i>Conclusion Générale Et Perspectives</i>	<i>57</i>
<i>Bibliographie</i>	<i>60</i>
<i>Annexes.....</i>	<i>67</i>

Introduction générale

Introduction Générale

Concernant la commande à la vitesse variable, le moteur asynchrone est l'actionneur le plus apprécié par les études et les recherches scientifiques, il consiste actuellement la machine la plus utilisée dans l'industrie, sachant que le contrôle de cette machine d'induction par des onduleurs à deux niveaux est la méthode la plus classique et la plus simple.

A part ses avantages majeurs la simplicité de sa structure et son coût relativement réduit, la machine asynchrone possède un défaut important écoule sa commande, ce défaut est représenté par la dynamique non linéaire dont l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le couple et le flux ainsi que les variations du couple provoquent les variations du flux ce qui rend la commande plus complexe.

Plusieurs stratégies de commande plus avancées ont été proposées pour contrôler en temps réel le couple et le flux ainsi pour pouvoir le variateur de vitesse d'obtenir parfaitement ces performances, d'eux : La commande scalaire, commande vectorielle, commande directe du couple, commande directe du flux (DSC)....

La DTC prend une place parmi les types de commande jugés les plus performants lorsqu'ils sont appliqués au machine asynchrone, cette technique est basée principalement sur l'orientation des vecteurs du flux statorique, le sélectionnement des vecteurs de tension statorique et aussi les états des interrupteurs de l'onduleur utilisé pour alimenter un moteur asynchrone, elle permet de estimer les grandeurs de contrôle (flux statorique, couple électromagnétique) prenant en compte des mesures de courant statorique sans utilisation de capteurs mécaniques ; En 1985, TAKAHASHI a introduit cette commande par principe fondé sur la séquence de la commande des interrupteurs ou bien les ordres de commutation de l'onduleur qui sont généralement les sorties des correcteurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système.

Comme tout les commandes, la DTC bien quelle présente plusieurs avantages (robustesse, dynamique hybride, contrôle les ondulations du flux et du couple, performance aux faibles vitesses, facilite l'implémentation,...), elle possède aussi quelques inconvénients (la fréquence de commutation est variable, l'amplitude des ondulations mal maitrisée du couple et du flux statorique provoquent des vibrations et des bruits abaissent la duré du vie des actionneurs électrique); Afin de réduire les oscillations de ces derniers (couple et flux), on estime que l'exploitation des nouvelles solutions technologiques permettent d'adopter une amélioration, alors la DTNC est la résolution, c'est l'implémentation des commandes intelligentes à base de la commande direct du couple exécutée sur un moteur asynchrone piloté par un onduleur à deux-niveaux.

Les différents travaux concernant notre thème fond l'objectif de quatre chapitres suivant :

Dans le premier chapitre, on expose la modélisation des associations (machine asynchrone - convertisseur statique) commençant par la présentation de la MAS puis sa modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement puis on procédera à la modélisation de son alimentation 'onduleur' à la fin on appliquera la commande MLI sinus-triangle d'onduleur à deux niveaux pour tester les performances du modèle utilisé.

Introduction Générale

Le deuxième chapitre, on montre le principe du contrôle direct du couple appliqué dans un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux-niveaux par l'utilisation des régulateurs à hystérésis et une table de commutation optimale dont l'objectif est de contrôler l'amplitude du flux et du couple.

Le troisième chapitre est consacré aux fondements des réseaux de neurones artificiels débutant par neurone biologique, jusqu'à l'étude des différents types de réseaux, le principe d'apprentissage de ces réseaux.

Au niveau de quatrième chapitre, on applique les réseaux de neurones artificiels sur la table de vérité dans la commande directe du couple (DTC) afin d'améliorer ses performances.

Finalement, nous terminerons notre travail par une conclusion générale et nous proposerons des perspectives comme des futurs travaux dans ce sujet.

Chapitre I:

Modélisation et simulation de l'association machine-convertisseur

I.1 Introduction :

La machine asynchrone a connu un succès croissant depuis plusieurs décennies en remplaçant progressivement les machines à courant continu et synchrone dans de nombreuses applications industrielles.

Ce succès s'explique par une conception robuste réduisant les frais de maintenance et son coût de conception relativement moindre par rapport aux autres machines électriques. Il s'explique également par l'augmentation continue de la puissance de calcul des microprocesseurs permettant de contrôler en temps réel la machine asynchrone. En effet, le contrôle de cette machine s'avère difficile à cause de sa complexité fonctionnelle qui transparaît évidemment dans les modèles utilisés pour concevoir les stratégies de commande,[1] de telle sorte l'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure et de ce fait sa commande pose un problème théorique pour les automaticiens [2].

L'objectif de ce chapitre est de présenter la modélisation de la machine à induction triphasée et l'onduleur de tension. D'abord on va présenter le modèle de la MAS triphasée, avec ses hypothèses simplificatrices. Ensuite la modélisation de l'onduleur est établie.

I.2 Présentation D'une Machine Asynchrone :

La machine asynchrone, appelée aussi machine à induction, est constituée d'une carcasse intégrant le circuit ferromagnétique statorique constitué d'encoches où l'enroulement statorique polyphasé est bobiné. Au centre de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer se trouve le circuit magnétique rotorique [3],[4]. Celui-ci est également constitué d'encoches où sont logés des barreaux en aluminium coulé ou en cuivre [5],[3]. Ces barreaux sont court-circuités à chaque extrémité à l'aide d'anneaux. L'arbre moteur est solidaire du circuit rotorique et des paliers lui sont posés afin qu'il puisse tourner[4].

Le fait que le moteur asynchrone ne soit constitué que d'un seul bobinage polyphasé au stator et d'un seul bobinage massif en court circuit au rotor lui confère des propriétés très intéressantes en termes de coût de fabrication et d'entretien, de robustesse et de standardisation [5],[6]. Néanmoins, cette simplicité structurelle entraîne une forte complexité fonctionnelle liée à de nombreux problèmes [4].

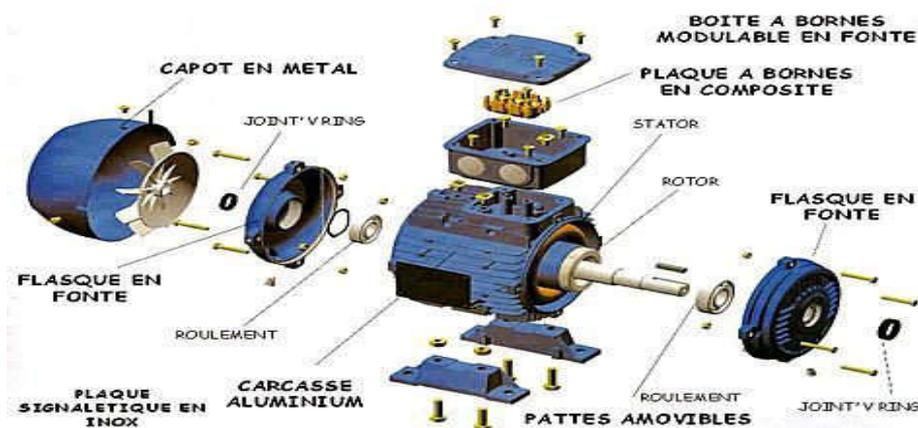


Figure I.1 : Moteur asynchrone triphasé

I.3 Hypothèses Simplificatrices :

La modélisation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine. Les hypothèses généralement admises dans le modèle de la machine asynchrone sont [6],[3] :

- ✓ La parfaite symétrie de la machine.
- ✓ L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables).
- ✓ La répartition spatiale sinusoïdale des champs magnétique le long de l'entrefer.
- ✓ L'équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.
- ✓ L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques.
- ✓ On néglige l'effet de peau.
- ✓ L'additivité de flux.
- ✓ La constance des inductances propres.
- ✓ La constance des résistances statoriques et rotoriques.
- ✓ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

I.4 Modélisation Dans Le Repère Triphasé :

Une bonne commande en boucle fermée doit s'appuyer sur un modèle mathématique du processus à réguler ou à asservir. Dans notre application, nous utiliserons un modèle de la machine asynchrone qui décrit le comportement dynamique des différentes grandeurs concernées par le système de contrôle (couple électromagnétique, flux magnétique, courants, tensions, etc.) [7],[3],[8].

On suppose la machine triphasée au stator et au rotor, pour simplifier les équations bipolaires Les équations de la machine asynchrone à cage d'écureuil (rotor en court-circuit) s'écrivent alors :

I.4.1 Equations Electriques :

$$\text{Stator} \quad \begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

$$\text{Rotor} \quad \begin{cases} V_{ra} = 0 = R_r I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = 0 = R_r I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = 0 = R_r I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

Avec :

- $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}; V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$, les trois tensions statoriques et rotoriques.
- $I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}; I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$, les trois courants statoriques et rotoriques.
- $\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}; \varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$, les flux à travers les trois phases du stator et du rotor.

I.4.2 Equations Magnétiques :

Les équations du flux statoriques et rotoriques (équations magnétiques) peut être exprimé sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Où :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & M_s \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$[L_s], [L_r]$: Les matrices d'inductance statorique et rotorique ;

$[M_{sr}]$: Correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

$$[L_s] = [M]^T = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

θ : La position absolue entre le stator et le rotor ;

L_r, L_s : Inductance du rotor et du stator, respectivement ;

M : Inductance mutuelle cyclique entre stator-rotor ;

Finalement les équations de tensions deviennent :

$$\begin{cases} v_s = [R_s][i_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [i_s] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][i_r] \} \\ v_r = [R_r][i_r] + [L_{rs}] \frac{d}{dt} [i_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][i_s] \} \end{cases} \quad (I.6)$$

I.4.3 Équation Mécanique :

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire la variation non seulement des paramètres électriques (tension, flux, courant) mais aussi des paramètres mécaniques (vitesse, couple).

$$C_{em} = C_r + f \cdot \Omega + j \frac{d}{dt} \Omega \quad (I.7)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = p [i_s] \frac{d}{dt} [M_{sr}][i_r] \quad (I.8)$$

Avec :

j : Moment d'inertie du rotor.

f : Coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant.

p : Nombre de paire de pôle.

On obtient ainsi la vitesse en appliquant la transformée de Laplace :

$$\Omega_s = \frac{C_e - C_r}{Js + f} \quad (I.9)$$

Où S représente la variable de Laplace, cette équation montre que le contrôle de la vitesse passe par le contrôle du couple.

I.5 Transformation Du Système Triphasée :

I.5.1 Transformation De Park :

Pour remplacer ces équations différentielles à coefficients variables du temps par des équations différentielles plus simples et à coefficients constants, on fait appel à la transformation la plus utilisée pour les machines asynchrones dite transformation de Park [9],[3].

Cette transformation nous aide à passer du système triphasé abc , au système biphasé dq ,

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_h \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_h \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

x_a, x_b, x_c sont les valeurs instantanées des grandeurs triphasées ;

x_d, x_q sont les valeurs instantanées des grandeurs biphasé ;

x_h est la composante homopolaire ;

[P] est la matrice de Park ;

$[P]^{-1}$ est la matrice inverse de Park.

Les matrices de Park sont données par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Et

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

Où θ est l'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé (as pour les grandeurs statoriques et ar pour les grandeurs rotoriques).

1.5.2 Transformation De Concordia :

Si on élimine θ dans les équations précédentes ($\theta = 0$), les matrices de Park deviennent les matrices de Concordia :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Les transformations de Concordia sont utilisées pour faire le passage entre le système triphasé abc en un système biphasé $\alpha\beta$.

Les transformations de Concordia sont données par ces relations :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_h \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [C]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_h \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

Ces transformations sont utilisables dans le contrôle direct du couple (DTC). [10],[11],[12].

1.5.3 Transformation De Clarke :

Le but est de trouver les valeurs de x_α et x_β à partir de x_a , x_b et x_c . On peut modéliser le champ tournant créé par système triphasé par un système diphasé grâce aux transformations suivantes :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C_{23} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Avec :

$$C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$$C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

I.6 Choix De Repère :

L'isotropie du moteur asynchrone permet une souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux : [14]

- ✓ Référentiel immobile par rapport au stator : $(\alpha - \beta) \rightarrow \omega = 0$.
- ✓ Référentiel immobile par rapport au rotor : $(x-y) \rightarrow \omega = \omega_r$.
- ✓ Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(d-q) \rightarrow \omega = \omega_s - \omega_r$.

Où

ω : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

I.7 Modélisation Des Onduleurs :

I.7.1 Description De L'onduleur :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique d'énergie électrique qui transforme une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des Charges en courant alternatif. La puissance maximale transmise reste à déterminer par les caractéristiques propres de la machine. [13]

L'onduleur de tension à deux niveaux, est constitué de trois bras indépendants, comprenant chacun deux interrupteurs. Chaque interrupteur comprend un transistor IGBT et d'une diode montée en antiparallèle [14],[15].

Les six diodes de roue libre assurent la protection des transistors et la récupération de l'énergie vers la source.

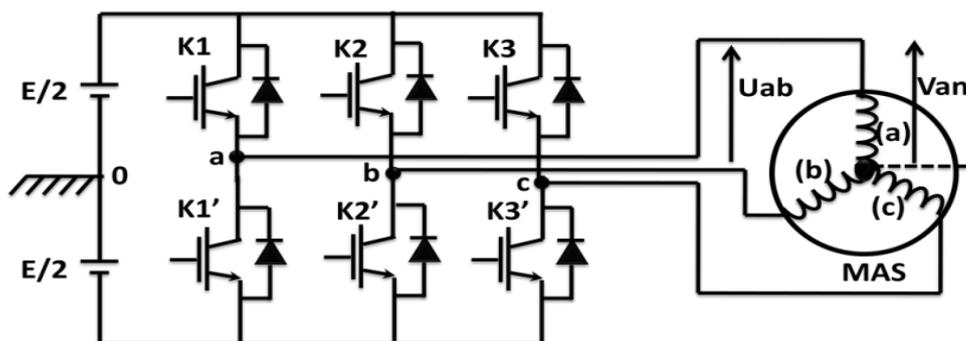


Figure I.2: Représentation d'un onduleur à deux niveaux avec sa charge.

L'entrée est une source de tension continue. Le récepteur est une machine asynchrone qui peut être connectée en triangle ou en étoile sans le neutre.

Les deux interrupteurs K_i, K'_i , ($i=1, 2, 3$), sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant; ce sont des éléments commandable à l'ouverture et à la fermeture. Ils sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), qui consiste à moduler la tension de sortie.

Nous supposons que la commutation des éléments semi-conducteurs est instantanée (composants parfaits). Ainsi que chaque bras d'onduleur est associé à une fonction logique de connexion F_j ($j=1, 2, 3$) définie comme suit : [16].

$$F_i = \begin{cases} 1, & \text{Si } K_i \text{ fermé, } K'_i \text{ ouvert} \\ 0, & \text{Si } K_i \text{ ouvert, } K'_i \text{ fermé} \end{cases} \quad (I.19)$$

I.7.2 Modélisation Des Onduleurs De Tension :

Pour modéliser l'onduleur de tension figure (I.2), on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f.e.m. égale à $E/2$ connectés à un point fictif noté n_0 [17].

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ U_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ U_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (I.20)$$

Pour une MAS présentant un neutre et alimentée par un onduleur, on peut écrire les tensions comme suit :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (I.21)$$

Avec :

V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} : Sont des tensions à l'entrée de l'onduleur. (Valeurs continues)

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : Sont des tensions de phase à la sortie de l'onduleur (valeurs alternatives)

V_{n0} : La tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice $\langle 0 \rangle$.

Pour un système équilibré

$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, il vient :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (I.22)$$

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = \frac{1}{3}V_{a0} + \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = \frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{1}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (I.23)$$

Avec Si l'état des interrupteurs supposés parfaits :

$$V_{i0} = S_i E - \frac{E}{2} \quad \text{Avec } i = a, b, c$$

$$S_i = 1 \quad \text{Si } V_{i0} = \frac{E}{2}$$

Il vient alors :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_i - 0.5)E \\ V_{bn0} = (S_i - 0.5)E \\ V_{cn0} = (S_i - 0.5)E \end{cases} \quad (I.24)$$

Après simplification, on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = \frac{1}{3}V_{an0} + \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = \frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{1}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (I.25)$$

En remplaçant (I.24) dans (I.25), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

L'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu-alternatif.[18]

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Concordia ou Clarke pour passer d'un système triphasé au système biphasé :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{2}{\sqrt{2}} & \frac{2}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

1.8 Structures De Mli :

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques [5],[7]. Il existe différentes structures de Modulation de Largeur d'Impulsion permettant de gérer

les trois courants d'alimentation de la machine asynchrone à partir des courants de référence calculés au niveau de la commande [7],[3]. Ce type de MLI est généralement utilisé :

1.8.1 La Mli Sinus-Triangle :

La technique MLI sinus-triangle est basée sur la comparaison entre une onde modulante, de forme sinusoïdale à faible fréquence, et une autre onde porteuse de forme triangulaire à fréquence

plus élevée. Les points d'intersection entre la porteuse et la modulante déterminent les instants de commutation [7]. Ce genre de MLI est surtout bien adapté à l'électronique analogique mais est difficilement utilisable en numérique. En effet, il est, par exemple difficile de reproduire une tension de référence sinusoïdale parfaite à partir d'informations numériques.

1.9 Simulation Numérique :

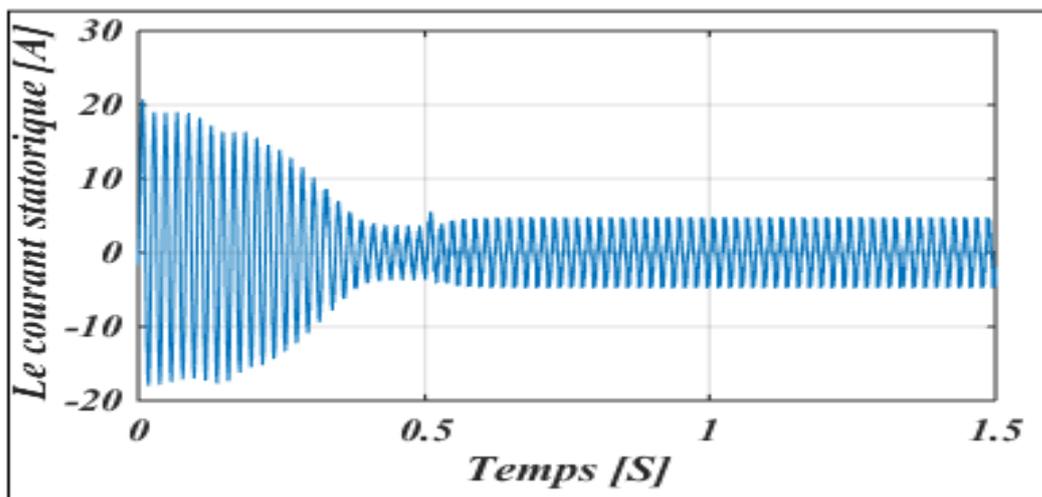


Figure I.3 La réponse du courant statorique

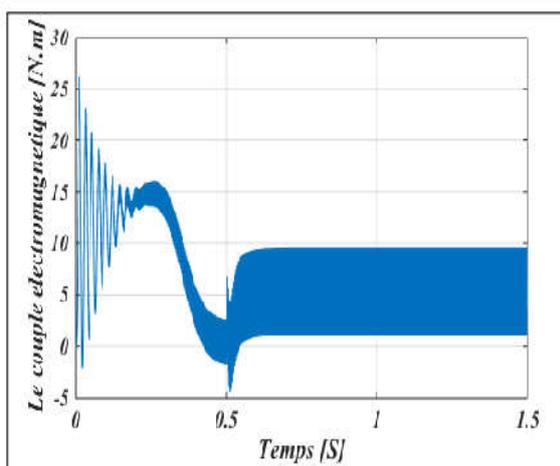


Figure I.4 La réponse du couple Electromagnétique.

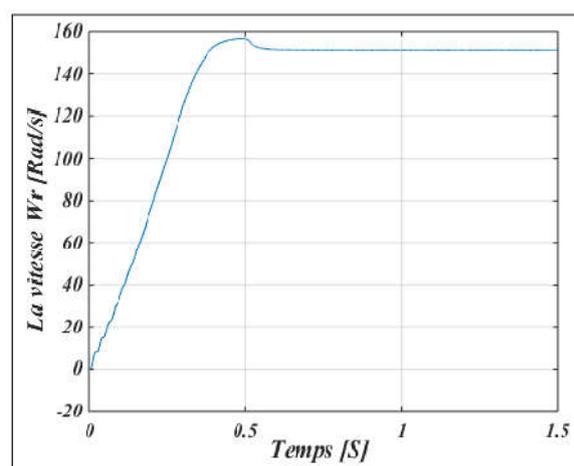


Figure I.5 La réponse de la vitesse de rotation.

1.10 Interprétations Des Résultats Obtenus :

Les résultats précédents présentent la simulation à vide et après avoir d'ajouter une charge de 5[N.m] à l'instant 0.5[s] d'un moteur asynchrone alimenté par la technique de MLI sinus-triangle en boucle ouverte.

La figure (I.3) montre la réponse du courant statorique, au cours du démarrage, le courant atteint une valeur plus de deux et demi fois de sa valeur nominale, après il se stabilise à sa valeur nominale, par la suite il aura une augmentation quand on ajoute la charge.

La figure (I.4) présente la réponse du couple, en régime transitoire, la forme de son démarrage est fortement pulsative, après sa réponse prend une valeur autour de zéro. Après application de la charge, le couple atteint sa valeur finale égale à la valeur de charge appliquée, autour de 05 [N.m].

La figure (I.5) présente la réponse de la vitesse, dans le régime permanent, elle se stabilise à une valeur ≈ 150 [rad/s], après il aura une diminution quand on ajoute la charge puisqu'il y avait pas une chaine de régulation pour atteindre sa valeur de référence.

1.11 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du système machine-onduleur asynchrone (MAS) à MLI est étudiée et simulée. Les résultats obtenus lors d'un démarrage à vide puis une application d'une charge atteste la validité du modèle présente.

Dans le chapitre suivant, on présentera les concepts de base de la commande directe du couple « DTC » utilisée pour le contrôle de la machine asynchrone.

Chapitre II:

Commande directe du couple du moteur asynchrone

II.1 Introduction :

La commande directe du couple (direct torque control DTC) est une méthode de commande des variations de vitesse électrique. A partir de son nom, elle se base sur la commande du couple, la vitesse du moteur électrique en déroulant indirectement. Cette méthode estime le couple du moteur et le flux magnétique à partir des courants et des tensions alimentant celui-ci.

Elle a été introduite en octobre 1984, par monsieur 'Takahashi'.

Cette commande offre des très bonnes performances dynamiques. Elle présente des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques classiques, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple et de vitesse; l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statoriques; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres statorique; l'absence de transformations de Park. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique (vitesse, position).

II.2 Principe De La Commande Directe Du Couple :

Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs tensions générés par l'onduleur de tension pour contrôler, à la fois du couple et du flux statorique, après la détermination des composantes du vecteur flux statorique [31], soit par estimation en intégrant directement les tensions statoriques soit préférentiellement par observation, par la suite le couple électromagnétique est estimé à partir des courants statoriques [20],[31]. L'erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis double bande, générant à sa sortie la variable S_{ce} à trois niveaux (-1, 0,1) représentative du sens d'évolution temporelle souhaité pour le couple [32]. De même, le module du vecteur flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l'erreur de flux statorique injecté dans un régulateur à hystérésis de bande unique, générant à sa sortie la variable binaire S_{ϕ_s} , représentative de l'évolution souhaité pour le flux [32],[33],[34].

Dans la majorité des stratégies de la commande, les grandeurs de référence sont le flux et le couple et les variables de contrôle sont les courants. Le convertisseur de puissance est ainsi commandé de manière à imposer dans les enroulements de la machine des courants d'amplitude et de fréquences définies par les régulateurs du flux et du couple.

Ces derniers sont donc contrôlés indirectement via les courants d'alimentation. Par contre, dans la méthode DTC, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur de tension imposé par le convertisseur d'alimentation [21].

La commande directe du couple d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs du convertisseur statique d'alimentation en vue d'imposer les niveaux du couple et du flux désirés. La séquence de la commande des interrupteurs est donc directement issue des régulateurs du flux et du couple qui sont généralement des régulateurs à hystérésis. Ce type de stratégie se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude, par opposition aux lois de commandes en durée qui sont basées sur un réglage de la valeur moyenne de la tension par modulation de largeur d'impulsion [22].

L'objectif d'une commande DTC est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur.

Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur de tension approprié est appliqué pour ramener la grandeur concernée de sa bande d'hystérésis. Afin d'étudier le principe de base des principales stratégies de contrôle direct de la machine Asynchrone, il est indispensable de pouvoir caractériser le comportement des principales variables qui régissent l'état électromagnétique de la machine, à savoir le couple électromagnétique et le flux [19].

II.3 Présentation De La Structure De Contrôle :

II.3.1 Choix Du Vecteur De Tension Vs :

Le choix du vecteur V_s dépend de la position de $\bar{\varphi}$, de la variation souhaitée pour le module de la variation souhaitée pour le couple, et de sens de rotation de $\bar{\varphi}$. Le plan complexe (α, β) fixe du stator est subdivisé en six, avec : $i=1, \dots, 6$ tel que :

$$(2i - 3)\frac{\pi}{6} \leq S_i \leq (2i - 1)\frac{\pi}{6}$$

Chaque secteur contiendra un vecteur d'espace actif de tension de l'onduleur comme le montre le schéma de la figure (II.1). Le flux tourne alors dans le sens trigonométrique [23].

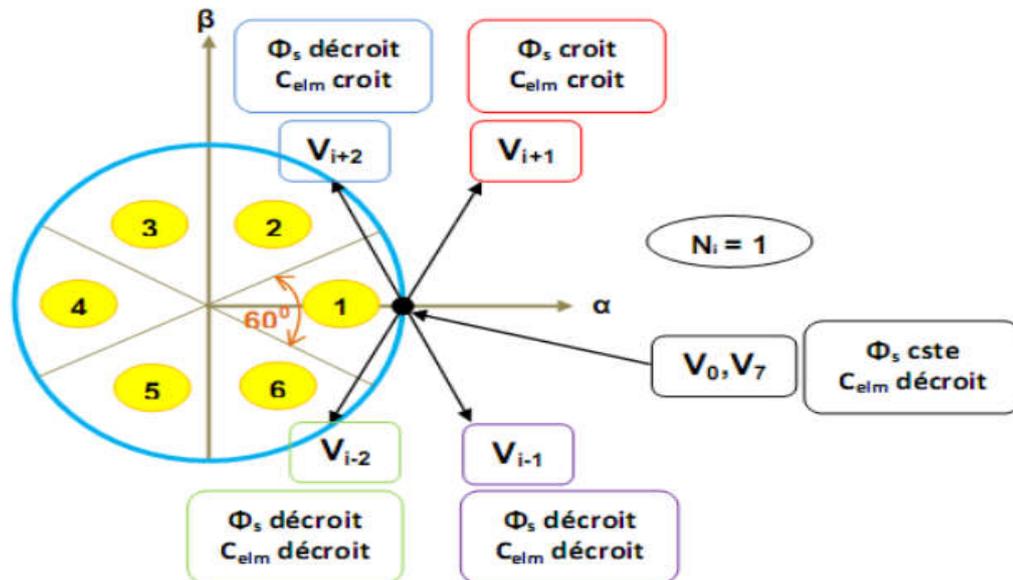


Figure II.1 Choix du vecteur de tension.

A partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du couple et du flux et de la position du vecteur de flux statorique, on choisit ces vecteurs de tension.

II.3.2 Estimateurs :

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et des courants statoriques [25].

II.3.2.1 Estimateur Du Flux Statorique :

On obtient les composantes α et β du vecteur :

$$\boldsymbol{\varphi}_s = \boldsymbol{\varphi}_{s\alpha} + j\boldsymbol{\varphi}_{s\beta} \quad (II.1)$$

avec

$$\begin{cases} \boldsymbol{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (\mathbf{V}_{s\alpha} - \mathbf{R}_s \mathbf{I}_{s\alpha}) \\ \boldsymbol{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (\mathbf{V}_{s\beta} - \mathbf{R}_s \mathbf{I}_{s\beta}) \end{cases} \quad (II.2)$$

A partir de cette équation du flux statorique :

$$\boldsymbol{\varphi} = \int_0^t \mathbf{V}_s - \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s \quad (II.3)$$

Et son module s'écrit :

$$|\boldsymbol{\varphi}| = \sqrt{\boldsymbol{\varphi}_{s\alpha}^2 - \boldsymbol{\varphi}_{s\beta}^2} \quad (II.4)$$

On obtient les composantes ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) du vecteur de courant statorique, à partir les courants mesurés (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) et par la transformation de Concordia, soit :

$$\bar{\mathbf{i}}_s = \mathbf{i}_{s\alpha} - j\mathbf{i}_{s\beta} \quad (II.5)$$

$$\mathbf{i}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \mathbf{i}_{sa} \quad (II.6)$$

$$\mathbf{i}_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{i}_{sb} - \mathbf{i}_{sc}) \quad (II.7)$$

On peut obtenir aussi les composantes ($\mathbf{V}_{s\alpha}, \mathbf{V}_{s\beta}$) du vecteur de tension statorique, à partir la tension d'entrée \mathbf{U}_0 et des commandes $\mathbf{S}_a, \mathbf{S}_b, \mathbf{S}_c$ en appliquant la transformée de concordia :

$$\bar{\mathbf{V}}_s = \mathbf{V}_{s\alpha} - j\mathbf{V}_{s\beta} \quad (II.8)$$

$$\mathbf{V}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \mathbf{U}_0 (\mathbf{S}_a - \frac{1}{2} (\mathbf{S}_b - \mathbf{S}_c)) \quad (II.9)$$

$$\mathbf{V}_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{U}_0 (\mathbf{S}_b - \mathbf{S}_c) \quad (II.10)$$

On détermine le secteur dans laquelle se situe le vecteur $\boldsymbol{\varphi}_s$ à partir des composantes $\boldsymbol{\varphi}_{s\alpha}$ et $\boldsymbol{\varphi}_{s\beta}$, et par le calcul de la phase de ce vecteur :

$$\theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}}\right) \tag{II.11}$$

II.3.2 Estimation Du Couple Electromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des composantes estimées $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$, et des valeurs calculées de $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$. On peut se mettre sous la forme :

$$C_{em} = p(\varphi_{s\alpha}i_{s\beta} - \varphi_{s\beta}i_{s\alpha}) \tag{II.12}$$

II.3.3 Correcteurs :

II.3.3.1 Le Correcteur De Flux :

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.3) [26],[27].

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

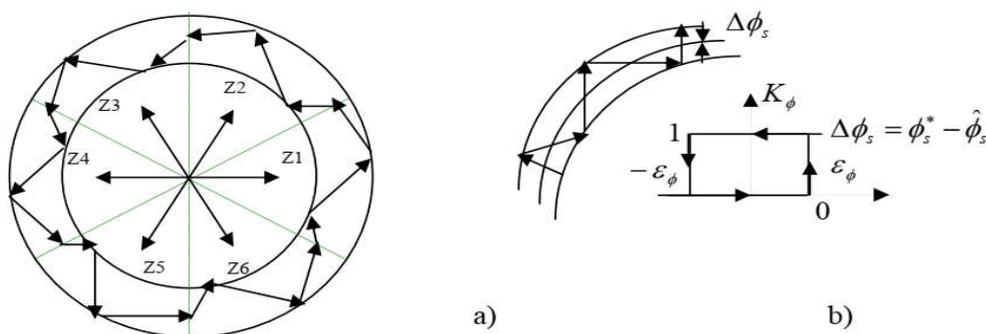
On peut écrire alors :

$$\begin{cases} \text{Si } \Delta\varphi_s > \varepsilon_\varphi & \text{Alors } K_\varphi = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\varphi_s}{dt} > 0 & \text{Alors } K_\varphi = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq \varepsilon_\varphi \text{ et } \frac{d\varphi_s}{dt} < 0 & \text{Alors } K_\varphi = 1 \\ \text{si } \Delta\varphi_s < -\varepsilon_\varphi & \text{Alors } K_\varphi = 0 \end{cases} \tag{II.13}$$

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

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

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



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

Figure II.2 Correcteur de flux à hystérésis et sélection de vecteurs tensions correspondant.

II.3.3.2 Correcteur De Couple Electromagnétique :

Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, donné par la figure (II.3). Utilisé pour contrôler le moteur dans les deux sens de rotation [28]. Ce comparateur permet de commander la machine dans les deux sens de rotation avec un couple positif ou négatif.

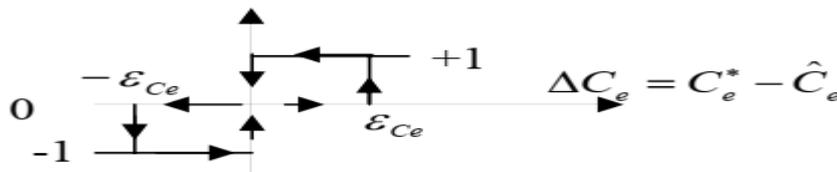


Figure II.3 Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple électromagnétique.

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{ll}
 \text{Si } \Delta C_e > \varepsilon_{ce} & \text{Alors } K_c = 1 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{ce} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \text{Alors } K_c = 0 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{ce} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \text{Alors } K_c = 1 \\
 \text{Si } \Delta C_e < -\varepsilon_{ce} & \text{Alors } K_c = -1 \\
 \text{Si } -\varepsilon_{ce} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \text{Alors } K_c = 0 \\
 \text{Si } -\varepsilon_{ce} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \text{Alors } K_c = -1
 \end{array} \right. \quad (II.14)$$

• $K_c = 1$ signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l'augmenter.

• $K_c = -1$ signifie que le couple est supérieur à la limite supérieure de la bande et il faut le diminuer.

• $K_c = 0$ signifie que le couple est à l'intérieur de la bande et il faut donc l'y maintenir.

On note que l'utilisation d'un correcteur à deux niveaux est possible, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation.

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

II.3.4 Elaboration De La Table De Commande :

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

Elle définie par TAKAHASHI [29] est donnée par le tableau (II.1).

		Région					
		1	2	3	4	5	6
$\Delta\varphi_s = 1$	$\Delta C_e = +1$	$\underline{V}_2(1,1,0)$	$\underline{V}_3(0,1,0)$	$\underline{V}_4(0,1,1)$	$\underline{V}_5(0,0,1)$	$\underline{V}_6(1,0,1)$	$\underline{V}_1(1,0,0)$
	$\Delta C_e = 0$	$\underline{V}_7(1,1,1)$	$\underline{V}_0(0,0,0)$	$\underline{V}_7(1,1,1)$	$\underline{V}_0(0,0,0)$	$\underline{V}_7(1,1,1)$	$\underline{V}_0(0,0,0)$
	$\Delta C_e = -1$	$\underline{V}_6(1,0,1)$	$\underline{V}_1(1,0,0)$	$\underline{V}_2(1,1,0)$	$\underline{V}_3(0,1,0)$	$\underline{V}_4(0,1,1)$	$\underline{V}_5(0,0,1)$
$\Delta\varphi_s = 0$	$\Delta C_e = +1$	$\underline{V}_3(0,1,0)$	$\underline{V}_4(0,1,1)$	$\underline{V}_5(0,0,1)$	$\underline{V}_6(1,0,1)$	$\underline{V}_1(1,0,0)$	$\underline{V}_2(1,1,0)$
	$\Delta C_e = 0$	$\underline{V}_0(0,0,0)$	$\underline{V}_7(1,1,1)$	$\underline{V}_0(0,0,0)$	$\underline{V}_7(1,1,1)$	$\underline{V}_0(0,0,0)$	$\underline{V}_7(1,1,1)$
	$\Delta C_e = -1$	$\underline{V}_5(0,0,1)$	$\underline{V}_6(1,0,1)$	$\underline{V}_1(1,0,0)$	$\underline{V}_2(1,1,0)$	$\underline{V}_3(0,1,0)$	$\underline{V}_4(0,1,1)$

Tableau II.1 Table de commutation de la commande DTC.

II.4 Structure Générale Du Contrôle Direct De Couple :

Les principes du contrôle direct de couple ont été décrits dans leur ensemble cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique, les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs.

L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation permettant de définir le choix du vecteur V_s sans avoir recours à la position du rotor qui nécessite généralement un capteur de vitesse, cette dernière en combinaison avec les comparateurs à hystérésis, représente la table de commutation qui remplace le générateur MLI des structure classiques du contrôle par l'onduleur de tension à MLI, en plus, avec l'utilisation de ce type de contrôle, les exigences de régulateur du courant, régulateur IP de flux et du couple sont éliminés ce qui améliore les performances dynamiques du système [30].

Le synoptique de commande de cette stratégie est présenté sur la figure suivante :

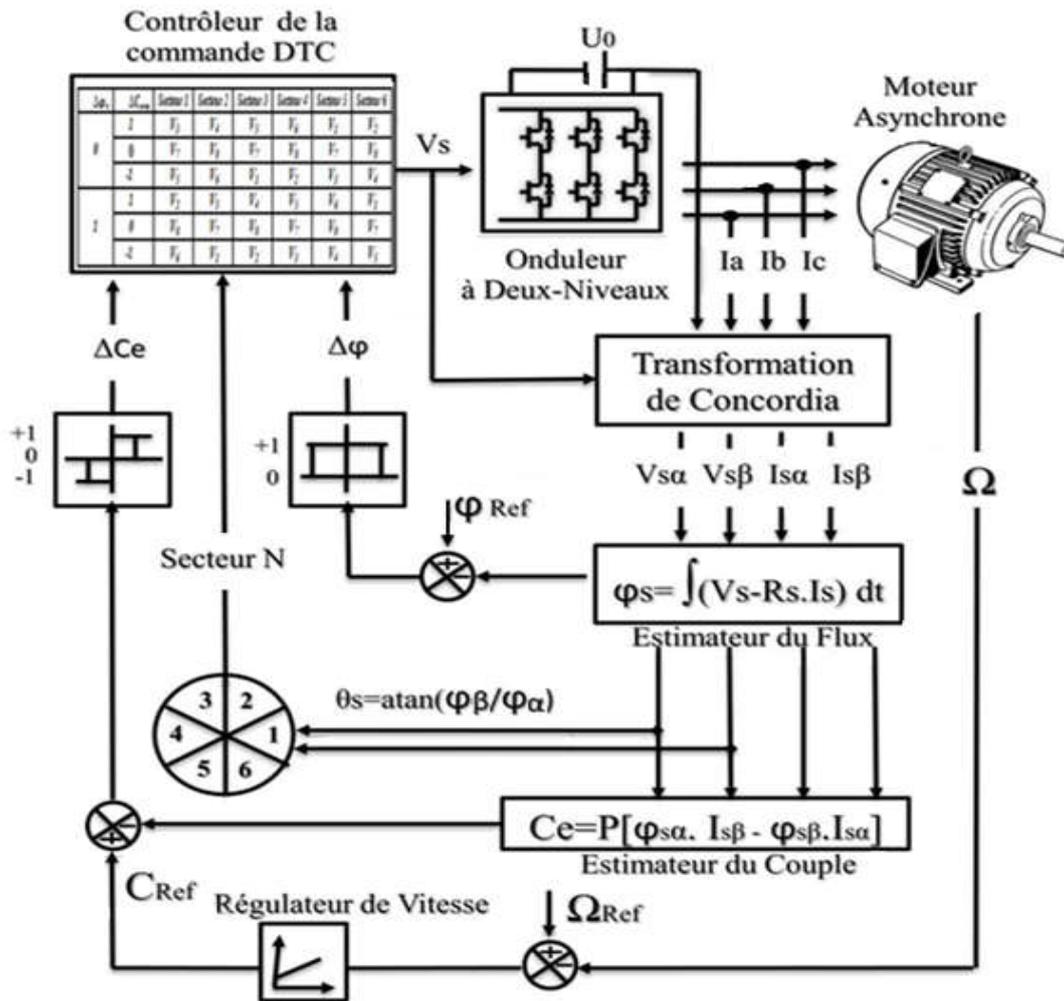


Figure II.4 Schéma synoptique de la commande directe du couple pour un onduleur à deux niveaux appliquée sur une machine asynchrone.

II.5 Les Caractéristiques Générales D'une Commande Directe Du Couple [20]:

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

II.6 Résultats De Simulation Et Son Interprétation :

II.6.1 Sens Direct (148 Rad/s) :

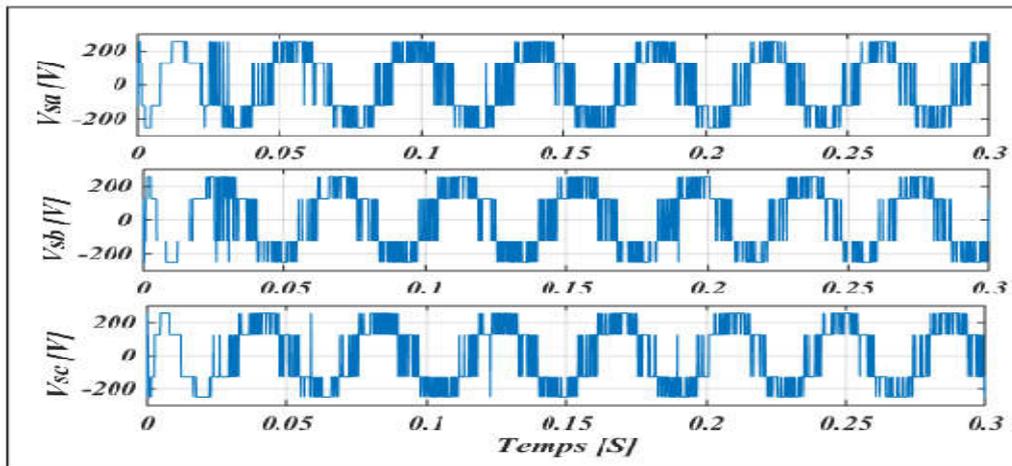


Figure II.5 : La réponse des tensions d'alimentation V_{sa} , V_{sb} , V_{sc} .

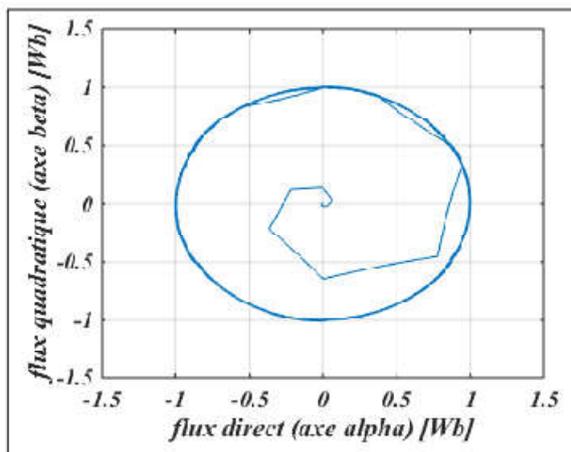


Figure II.6 : La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β) .

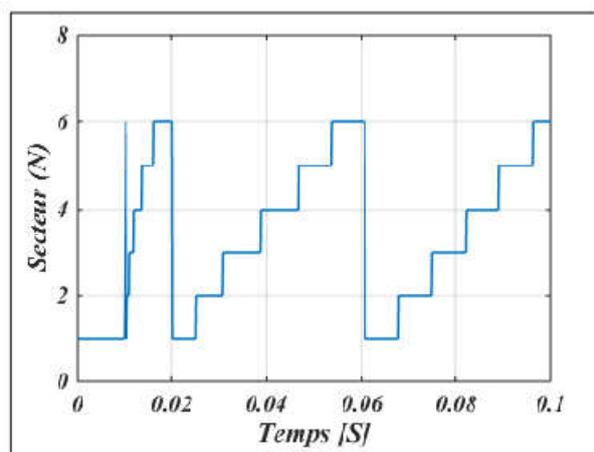


Figure II.7 : La réponse de secteur (zone N).

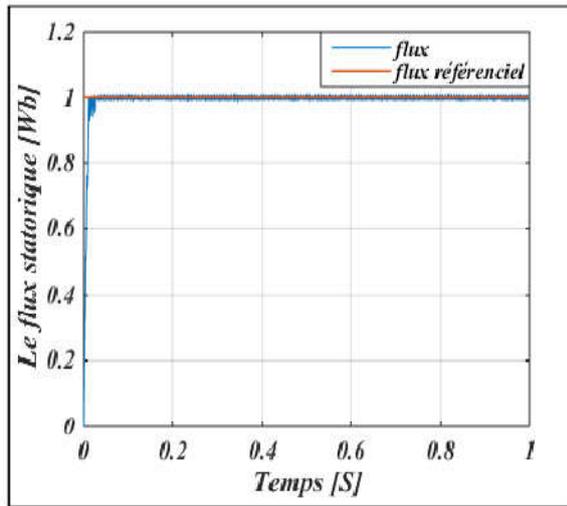


Figure II.8 : La réponse du module du flux statorique.

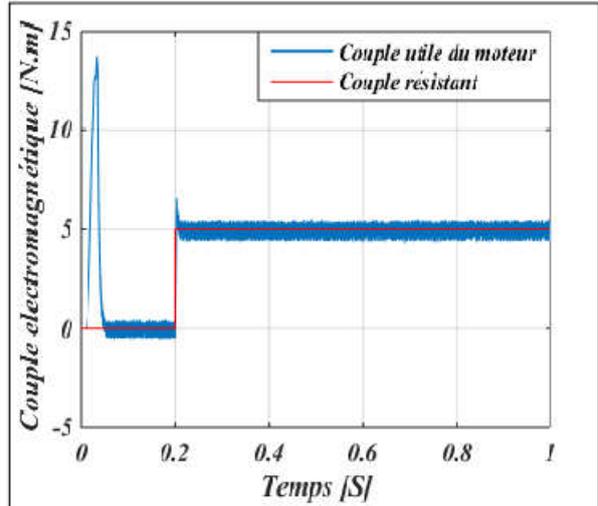


Figure II.9 : La réponse du couple électromagnétique

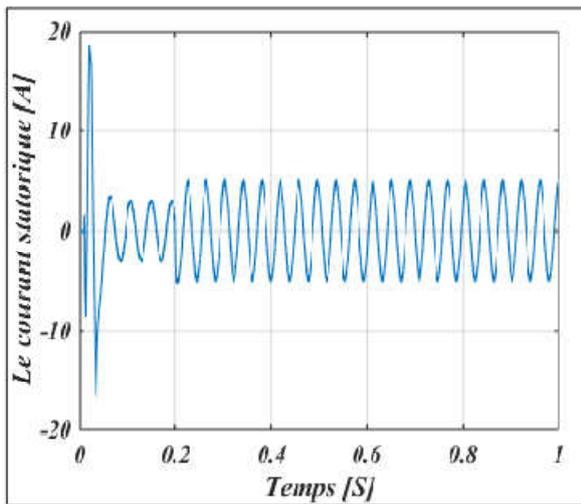


Figure II.10 La réponse du courant statorique.

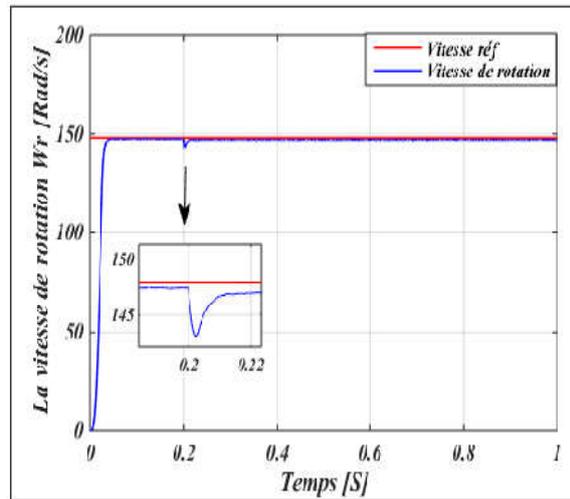


Figure II.11 La réponse de la vitesse de rotation.

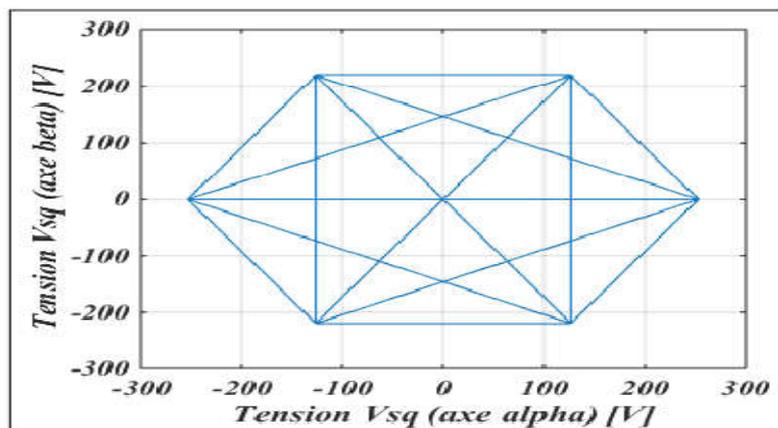


Figure II.12 La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α , β).

Figure (II.5) montre la réponse des tensions statoriques qui sont créées par le contrôleur de la DTC par un onduleur à deux niveaux avec une vitesse arrive à 148[rad/s] dans un sens direct. D'après la figure (II.6) la trajectoire du vecteur flux qui circule sur le plan biphasé (α, β) par la DTC alimentée par un onduleur à deux niveaux où on peut voir que la forme de sa projection est quasi circulaire avec des ondulations importantes.

Figure (II.7) indique la réponse de secteur qui permet de sélectionner la zone par augmentation de 1 à 6 en fonction de temps.

Comme il est montré dans la figure (II.8), la réponse du flux statorique est transitoire très rapide par rapport au couple, le flux statorique au régime permanent se stabilise vers sa valeur de référence avec une erreur statique presque négligeable.

Figure (II.9) illustre le couple électromagnétique qu'il est immédiate mais elle se présente avec des ondulations considérables entre +0.2 [N.m] et -0.3 [N.m].

Comme il est présenté par figure (II.11), la vitesse de rotation est instantanée, pour établir à sa consigne, ce qui présente un des avantages les plus importants de la commande DTC. Même son régulateur utilisé offre une grande robustesse contre les charges appliquées.

Au niveau de la forme du courant statorique, elle se présente sous forme sinusoïdale avec un pic de démarrage égal à 16 [A], ce qui est montré sur la figure (II.10).

La figure (II.12) montre la trajectoire de tensions statoriques sur le plan biphasé (α, β), cette projection nous montre d'une façon bien claire les six vecteurs de tension appliquée par le contrôleur de la DTC alimentée avec un onduleur à deux niveaux.

II.6.2 Sens Direct (60rad/S) :

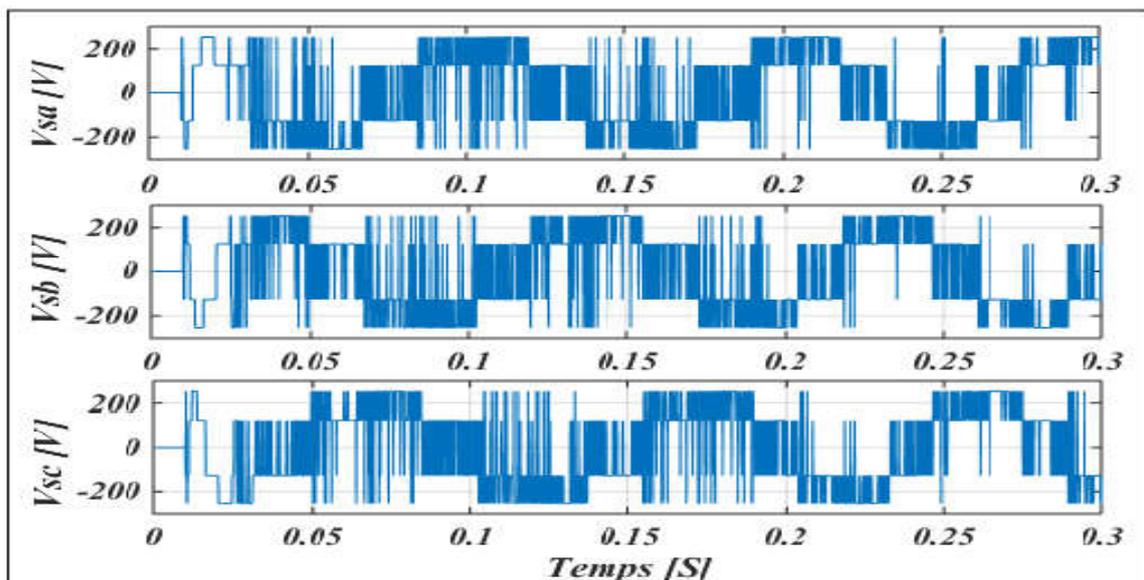


Figure II.13 La réponse des tensions d'alimentation V_{sa} , V_{sb} , V_{sc} .

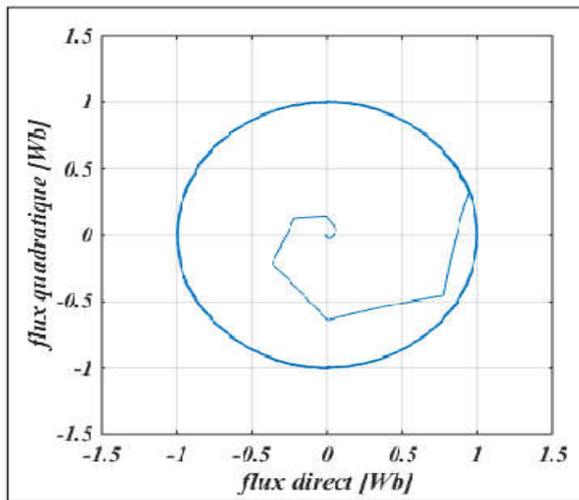


Figure II.14: La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β).

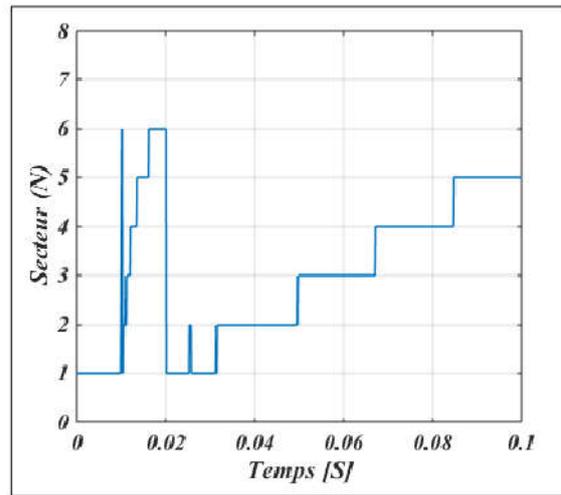


Figure II.15 : La réponse de secteur (zone).

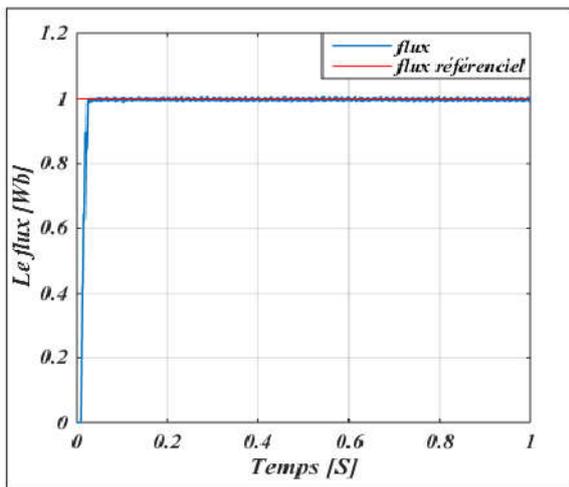


Figure II.16 : La réponse du module du flux statorique.

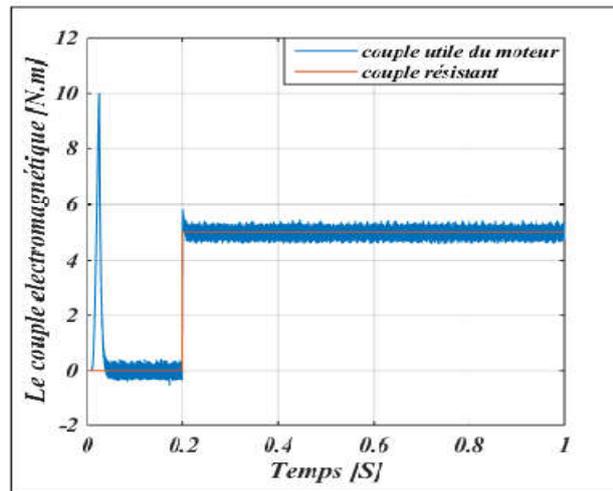


Figure II.17 : La réponse du couple électromagnétique.

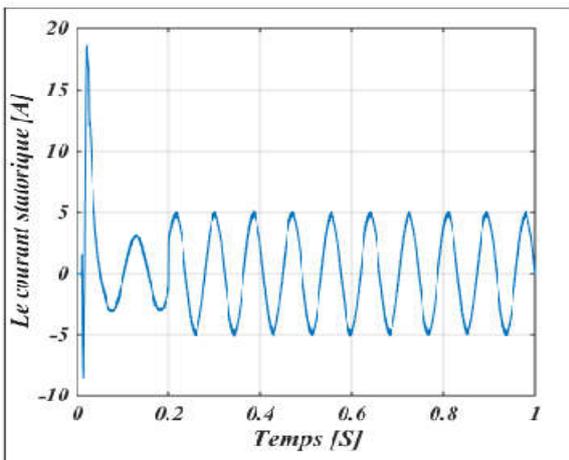


Figure II.18 : La réponse du courant statorique.

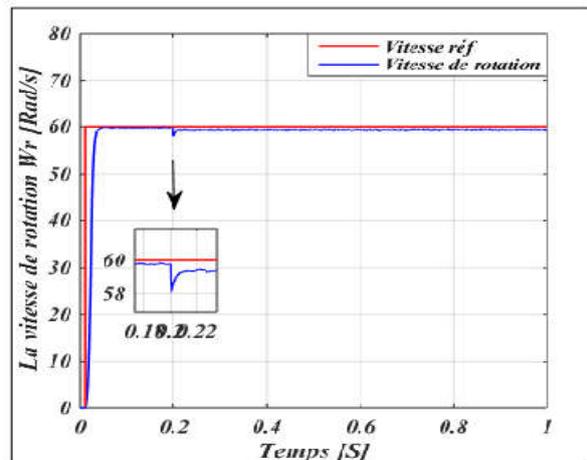


Figure II.19 : La réponse de la vitesse de rotation.

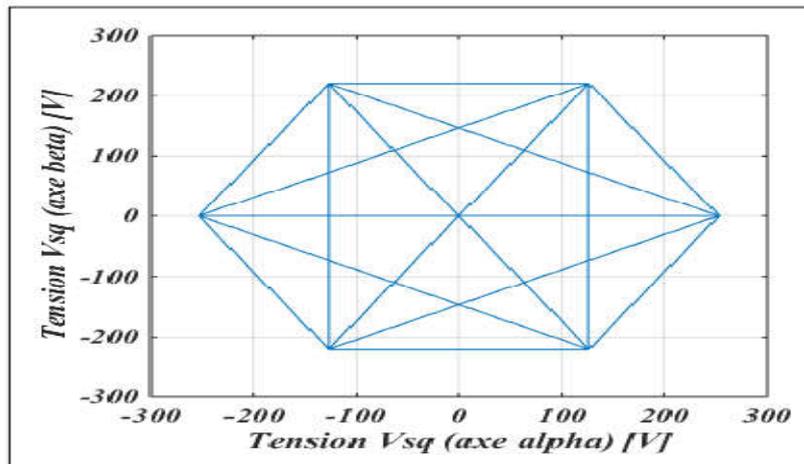


Figure II.20 La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β) .

Figure (II.13) représente la réponse des tensions statoriques qui sont générées par le contrôleur de la DTC avec une vitesse arrive à 60[rad/s] dans un sens direct. On remarque qu'il y a une diminution de fréquence.

Figure (II.14) indique la trajectoire du vecteur flux qui est parfaitement circulaire sur le plan biphasé (α, β) .

Comme indiqué sur la figure (II.15), la réponse de secteur qu'il apparait le sélectionne de vecteur est lent par rapport à celle présentée dans la figure (II.7).

La figure (II.16) illustre la réponse du flux statorique, aussi elle est très rapide par rapport à celle du couple, afin de se stabiliser au tour de sa valeur souhaitée avec des ondulations bien réduites.

Dans la figure (II.17) il y'a une représentation de la réponse du couple électromagnétique qui est immédiate, ainsi elle se présente avec moins d'ondulations entre +0.2[N.m] et -0.2[N.m] par rapport à celle présentée quand la vitesse est 148 [Rad/s].

La baisse de vitesse 60 [Rad/s] due l'abaissement de fréquence qui apparait dans le courant statorique dans la figure (II.18).

Comme il est présenté sur la figure (II.19), La réponse de la vitesse de rotation du moteur est améliorée ses performances.

La figure (II.20) montre la trajectoire de tensions statoriques sur le plan biphasé (α, β) , cette projection nous expose d'une manière détaillée les vecteurs de tensions sélectionnées par le contrôleur DTC.

II.6.3 Sens Inverse (-148 Rad/s) :

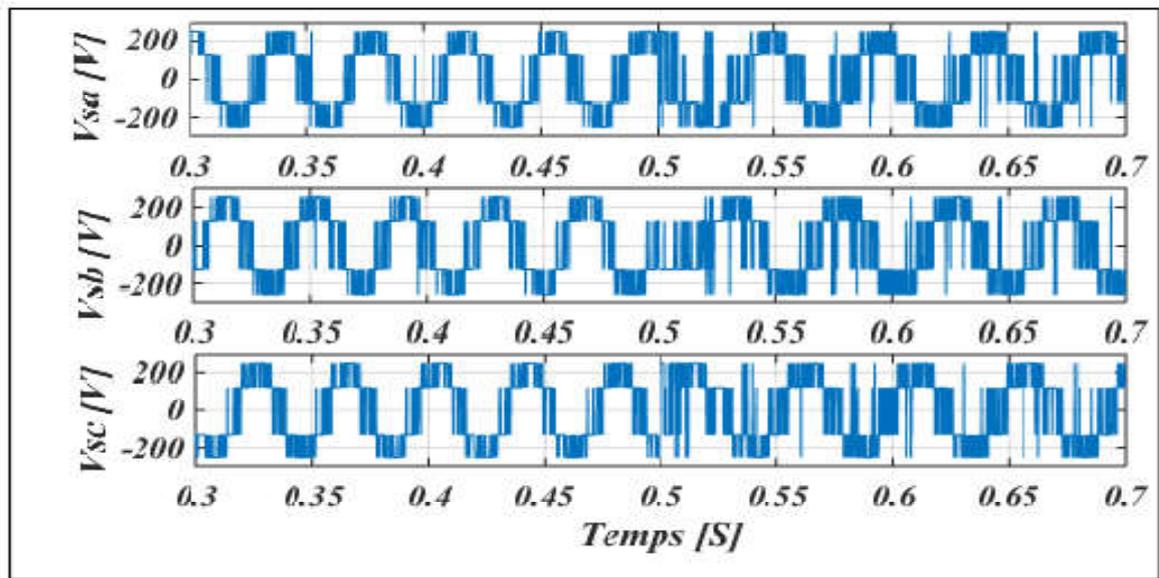


Figure II.21 La réponse des tensions d'alimentation V_{sa} , V_{sb} , V_{sc} .

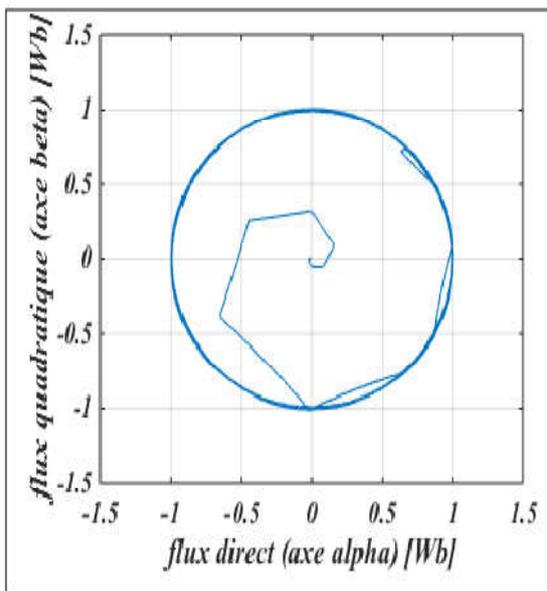


Figure II.22 La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β) .

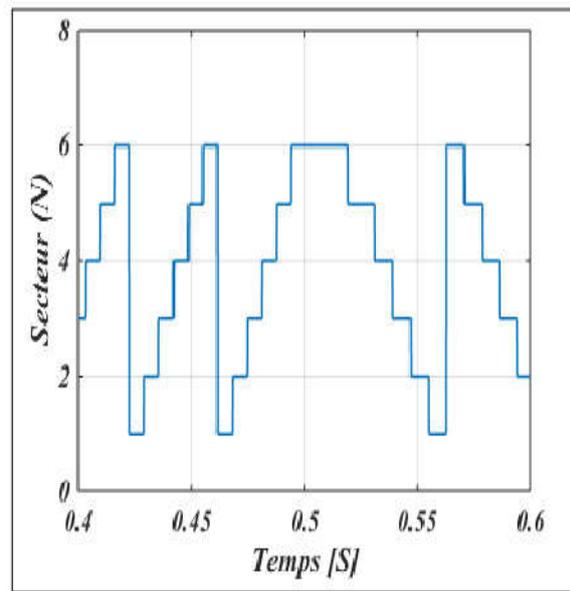


Figure II.23 La réponse de secteur (zone N).

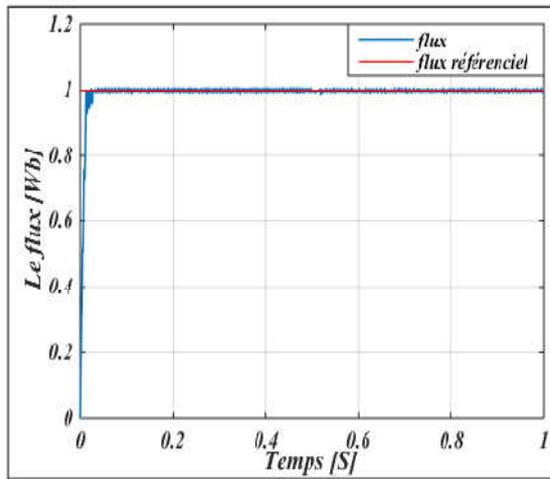


Figure II.24 La réponse du module du flux statorique.

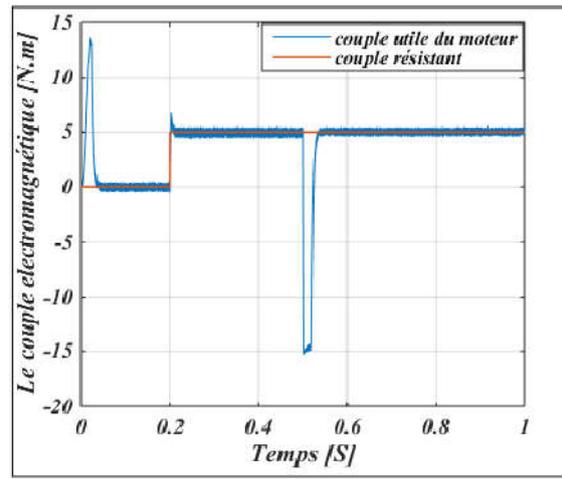


Figure II.25 La réponse du couple électromagnétique.

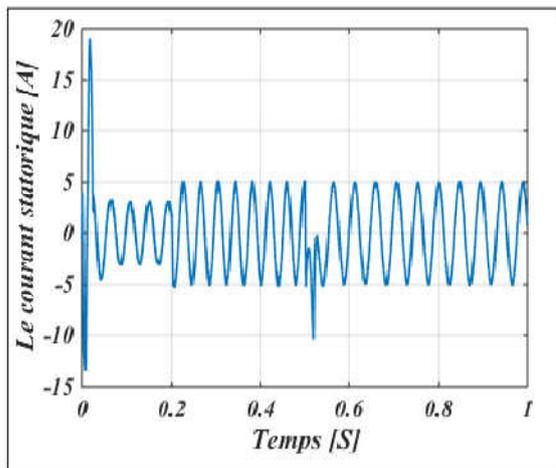


Figure II.26 La réponse du courant statorique.

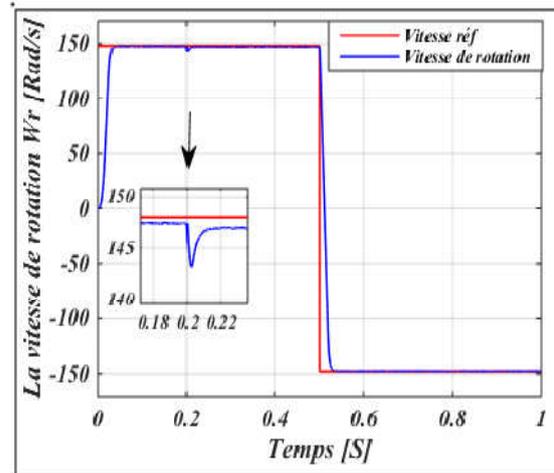


Figure II.27 La réponse de la vitesse de rotation.

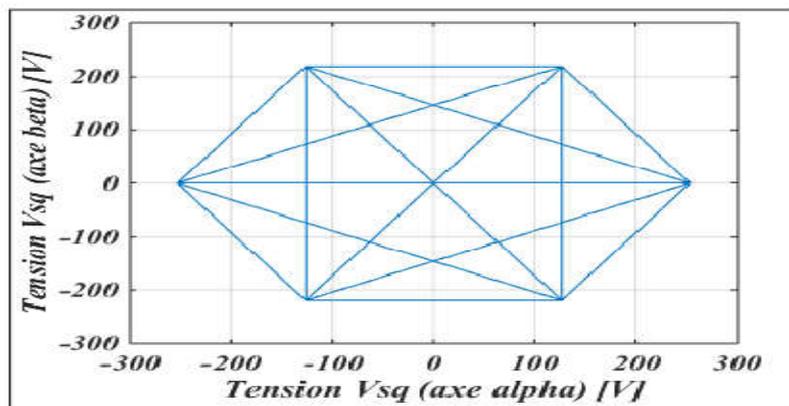


Figure II.28 La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β)

Figure (II.21), représente des tensions statoriques qui sont générées par le contrôleur de la DTC alimentée par un onduleur à deux niveaux. On remarque au 0.5[s] une perturbation signifie à l'inversion du sens de rotation.

Figure (II.22), montre la trajectoire du vecteur flux circulaire à l'inverse sur le plan biphasé (α , β) par rapport au celle de la figure (II.2) où on peut voir que la forme de sa projection est quasi circulaire avec des ondulations importantes.

Figure (II.23), montre la réponse de secteur (zone N), en moment d'inversion du sens de rotation en 0.5[s] ce sélecteur décrémente de 6 à 1.

Figure (II.24), la réponse du flux statorique est très rapide par rapport à celle du couple, afin de se stabiliser au tour de sa valeur désirée avec des ondulations remarquables.

Comme il est présenté sur la figure (II.25), la réponse du couple électromagnétique, à cause de l'inversement du sens de rotation, Au moment 0.2[s] de l'application du couple de charge, le couple électromagnétique atteint sa valeur de référence 5N.m et avoir une chute du couple en 0.5[s] ; puis il reprend sa valeur.

Au niveau de la forme du courant statorique, elle se présente sous forme sinusoïdale avec un pic de démarrage égal à 15[A], ce qui est montré sur la figure (II.26).

La réponse de la vitesse de rotation du moteur est instantanée, pour établir à sa consigne comme indique la figure (II.27), ce qui présente un des avantages les plus importants de la commande DTC. Même son régulateur utilisé offre une grande robustesse contre les charges appliquées.

La figure (II.28), montre la trajectoire de tensions statoriques sur le plan biphasé (α , β), cette projection nous montre d'une façon bien claire les six vecteurs de tension appliquée par le contrôleur de la DTC alimentée avec un onduleur à deux niveaux.

Ces résultats obtenus, confirment les caractéristiques générales de la commande DTC classique alimentée par un onduleur à deux niveaux, car les gains d'utilisation de cette technique par rapport aux autres commandes vectorielles classiques (directe, indirecte) sont représentés par la simplicité dans son schéma synoptique de sa commande, et la rapidité dans le temps de réponse des grandeurs mesurées quelques soit leurs natures (électriques, mécaniques, magnétiques).

II.7 Avantages De La Commande Directe De Couple : [31],[24]

- ✓ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- ✓ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- ✓ Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI.
- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande 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 très rapide.
- ✓ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- ✓ Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition.

II.8 Inconvénients De La Commande Directe De Couple [31] :

- ✓ L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- ✓ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- ✓ L'existence des oscillations de couple.
- ✓ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis).

II.9 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principes de la commande directe du couple. Le contrôle direct du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine. La dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardant une bonne précision de contrôle.

Chapitre III:

Généralité sur les réseaux de neurones artificiels

III.1 Introduction:

Les réseaux de neurones désignent habituellement des réseaux neuro-mimétiques résultant de l'interconnexion d'un ensemble de neurones artificiels. Un neurone artificiel est un modèle simplifié du neurone biologique. L'objectif est de permettre la modélisation de certaines fonctions du cerveau, comme la mémorisation associative, l'apprentissage par l'exemple, etc. Cet ouvrage a pour objet de présenter cette thématique aux élèves ingénieurs. Le champ des applications en vision et en imagerie est considéré afin d'en illustrer les différents concepts [42], Pour les comprendre il est nécessaire de comprendre la mathématique et la technologie mais surtout il faut comprendre l'être humain (son comportement social, éthique, physique) mais notre intérêt est surtout vers le cerveau humain ; En effet c'est ce dernier qui nous permet de connaître, raisonner, apprendre, ou encore de parler.

Les réseaux de neurones sont nés pour reproduire la nature et simuler l'homme de quelque façon que ce soit, ils sont utilisés dans plusieurs domaines et dernièrement ils sont appliqués dans le domaine de l'électrotechnique.

III.2 Généralité Et Historique:

Les réseaux de neurones artificiels (RNA) ont été évoqués pour la première fois en 1943, dans un article resté historique publié par Mc Culloch et Pitts. Ils avaient réussi à créer le neurone formel qui est la modélisation du neurone biologique et ils sont les premiers à montrer que des réseaux de neurones formels simples peuvent réaliser des fonctions logiques, arithmétiques et symboliques complexes [35].

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

Quelques années plus tard, en 1960, l'automaticien B. Widrow développe le modèle Adaline (Adaptative Linear Élément). Ce modèle ressemble au Perceptron dans sa structure mais ça diffère en loi d'apprentissage.

Au début des années quatre-vingt (80), les recherches dans ce domaine ont repris surtout après la publication du travail de J.J. du physicien Hopfield en 1982, qui a reconnu à qui l'on doit le renouveau d'intérêt pour les réseaux de neurones artificiels. Il présente une théorie du fonctionnement et des possibilités des réseaux de neurones [35].

En 1994, que dans cette année, Les RNA sont apparus dans ce qui concerne la technique de la haute tension dont les travaux ont touché tous les domaines de HT.

III.3 Neurone Biologique :

Un neurone se compose d'un corps cellulaire, d'un axone qui représente le lien de transmission des signaux et d'une synapse qui permet le déclenchement d'un potentiel d'action dans le neurone pour activer une communication avec un autre neurone. Il faut savoir que la force d'un réseau de neurones réside dans la communication de ses neurones à travers des signaux électriques qu'on nomme "influx nerveux" dont ce dernier se propage le long de l'axone pour terminer son chemin au niveau de la terminaison synaptique. Plus la fréquence de celui-ci est importante, plus le neurone produit des substances chimiques : les neurotransmetteurs (ou neuromédiateurs) [36].

Les neurones sont des cellules nerveuses décomposables en 4 parties principales figure(III.1):

- **Les dendrites**, sur lesquelles les autres cellules entrent en contact synaptique, c'est par les dendrites que se fait la réception des signaux.
- **Le corps de la cellule**, c'est l'unité de traitement.
- **L'axone**, où passent les messages accumulés dans le corps de la cellule, l'envoi de l'information se fait par l'axone.
- **Les synapses**, par lesquelles la cellule communique avec d'autres cellules, ce sont des points de connexion par où passent les signaux de la cellule [37].

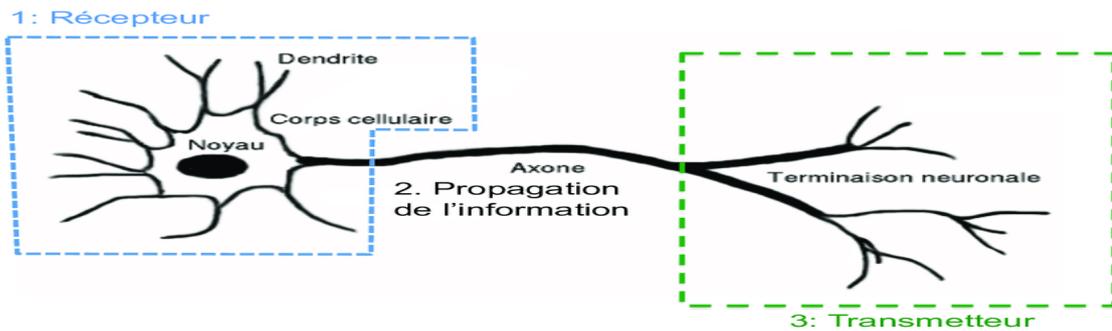


Figure III.1 : Structure d'un neurone biologique.

III.4 Neurone Artificiel :

En 1943, Mac Culloch et Pitts proposent un formalisme simulant les neurones biologiques et capable de mémoriser des fonctions booléennes simples. En 1947, Hebb réussira à les concrétiser; Les réseaux de neurones artificiels réalisés à partir de ces types de neurones sont ainsi inspirés des systèmes nerveux [38]. Ils sont conçus pour reproduire certaines caractéristiques des cellules biologiques par le fait qu'ils sont :

- massivement parallèles ;
- capables d'apprendre ;
- capables de mémoriser l'information dans les connexions entre les neurones.
- capables de traiter des informations incomplètes.

Un neurone formel ou bien artificiel réalise simplement une somme pondérée de ces entrées, ajoute un seuil à cette somme et fait passer le résultat par une fonction de transfert pour obtenir sa sortie (figure III.2).

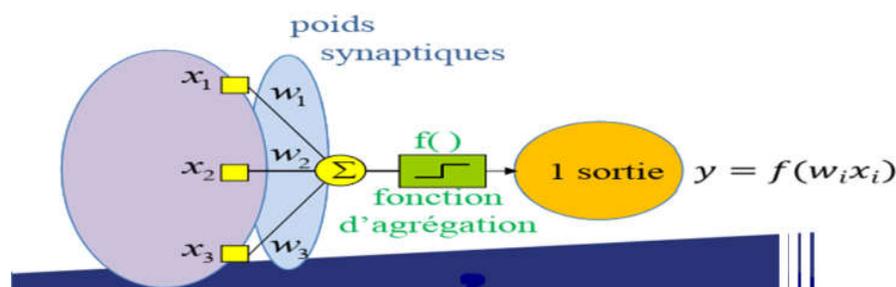


Figure III.2 : Modèle d'un neurone artificiel.

Le modèle de la figure (III.2) est composé de :

- ✓ **Des entrées du neurone formel (xi) :** se sont des vecteurs associés à l'entrée du neurone, soit des stimuli sensoriels ou bien des sorties d'autres neurones ...
- ✓ **Les poids synaptiques (wij) :** se sont des paramètres de pondération, Ces poids équilibrent les entrées et peuvent être modifiés par l'apprentissage.
- ✓ **Fonction d'agrégation f() :** c'est la fonction d'activation; durant la phase d'apprentissage, elle fait la comparaison entre la sortie obtenue avec celle du seuil (sortie souhaité) pour obtenir la sortie.
- ✓ **La sortie du neurone formel Ui :** c'est la sortie correspondante souhaité.

Donc, la sortie Ui est donnée par l'équation suivante :

$$U_i = \sum_{j=1}^n W_{ij} X_j \pm b \tag{III.1}$$

III.4.1 La Fonction D'activation :

Différentes fonctions de transfert pouvant être utilisées comme fonction d'activation du neurone. Les fonctions d'activations les plus utilisées sont énumérées au tableau (III.1), Les fonctions «seuil», «linéaire» et «sigmoïde».

Comme son nom l'indique, la fonction seuil applique un seuil sur son entrée. Plus clairement, une entrée négative ne passe pas le seuil, la fonction retourne alors à la valeur 0 (on peut interpréter ce 0 comme signifiant *faux*), alors qu'une entrée positive ou nulle dépasse le seuil, et la fonction retourne à 1 (*vrai*).[39]

Nom de la fonction	Relation d'entrée/sortie	icône	Nom Matlab
seuil	$a = 0$ si $n < 0$ $a = 1$ si $n \geq 0$		hardlim
seuil symétrique	$a = -1$ si $n < 0$ $a = 1$ si $n \geq 0$		hardlims
linéaire	$a = n$		purelin
linéaire saturée	$a = 0$ si $n < 0$ $a = n$ si $0 \leq n \leq 1$ $a = 1$ si $n > 1$		satlin
linéaire saturée symétrique	$a = -1$ si $n < -1$ $a = n$ si $-1 \leq n \leq 1$ $a = 1$ si $n > 1$		satlins
linéaire positive	$a = 0$ si $n < 0$ $a = n$ si $n \geq 0$		poslin
sigmoïde	$a = \frac{1}{1 + \exp^{-n}}$		logsig
tangente hyperbolique	$a = \frac{e^n - e^{-n}}{e^n + e^{-n}}$		tansig
compétitive	$a = 1$ si n maximum $a = 0$ autrement		compet

Tab III.1 : Les différentes fonctions d'activation utilisées dans les RNA.

III.5 Architecture Des Réseaux De Neurones :

Un réseau de neurone est un maillage de plusieurs neurones, généralement organisé en couches. Pour construire une couche de S neurones, il s'agit simplement de les assembler comme à la figure (III.3). Les S neurones d'une même couche sont tous branchés aux R entrées. On dit alors que la couche est totalement connectée. Un poids w_{ij} est associé à chacune des connexions [40].

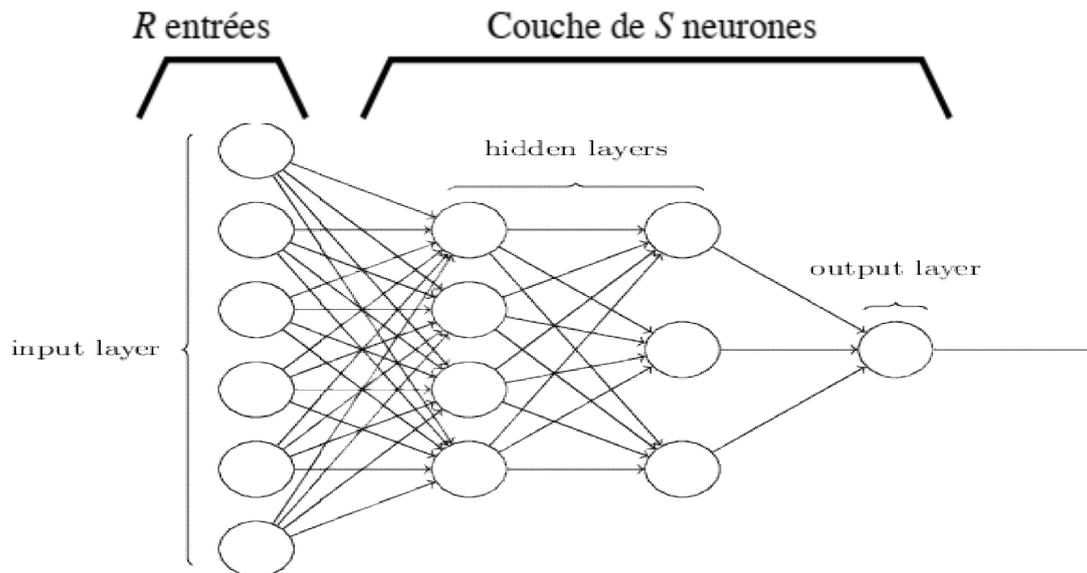


Figure III.3 : Architecture d'un réseau de neurone profond.

L'architecture d'un réseau de neurone dépend du problème à résoudre. Un réseau de neurone est en général composé de plusieurs couches de neurones, des entrées jusqu'aux sorties :

- ✓ **Couche d'entrée** : les neurones de cette couche reçoivent les valeurs d'entrée du réseau et les transmettent aux neurones cachés.
- ✓ **Couches cachées** : chaque neurone de cette couche reçoit l'information des couches précédentes, réalise la sommation pondérée par les poids, puis la transforme selon sa fonction d'activation (sigmoïde, linéaire,..); après il envoie cette réponse aux neurones de la couche suivante.
- ✓ **Couche de sortie** : elle joue le même rôle que les couches cachées. La seule différence entre ces deux types de couches est que la sortie des neurones de la couche de sortie n'est liée à aucun autre neurone.

Les connexions entre les neurones qui composent le réseau montrent la topologie du modèle; Elle peut être quelconque, mais le plus souvent il est possible de particulariser une certaine régularité.

III.5.1 Les Réseaux Non Bouclés :

C'est un réseau à couche, unidirectionnel nommé 'feedforward', les neurones sont organisés de sorte que l'information circulant des entrées vers les sorties sans retour en arrière (le réseau et donc acyclique).

Les connexions ne se font qu'avec les neurones des couches suivantes et ne se font jamais entre neurones d'une même couche.

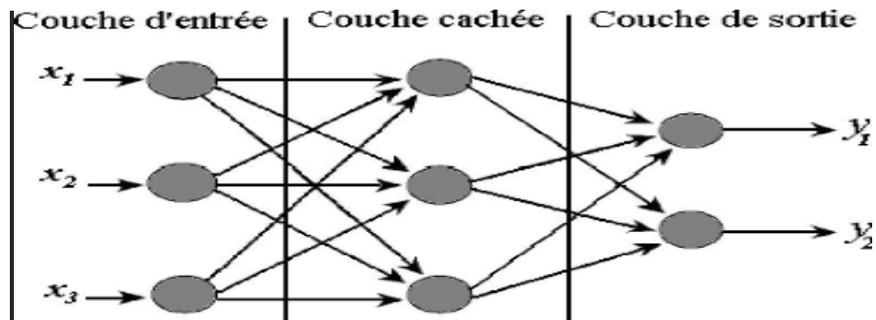


Figure III.4 : Réseau non bouclé.

III.5.2 Les Réseaux A Connexions Récurrentes:

C'est un réseau bouclé nommé 'feedback network' or 'recurrent network', les neurones ne peuvent pas être ordonnés de sorte qu'il puisse y avoir un retour en arrière de possible, c'est à dire les connexions récurrentes ramènent aux entrées la valeur d'une ou plusieurs sorties.

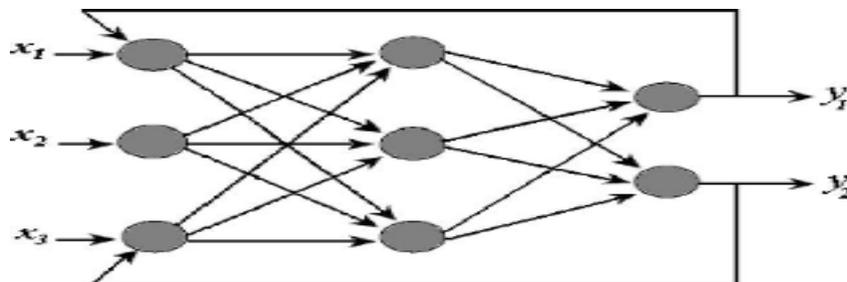


Figure III.5 : Réseau bouclé.

III.5.3 Les Réseaux A Connexions Complete:

C'est la structure d'interconnexion la plus générale, chaque neurone à connecté à tous les neurones du réseau et à lui-même figure (III.6).

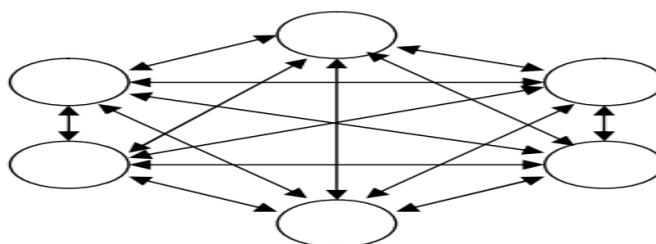


Figure III.6 : Architecture d'un réseau à connexion complète.

III.6 Quelques Types Des Réseaux Célèbres:

III.6.1 Le Perceptron Monocouche :

Présenté originellement par Rosenblatt, en 1958, le perceptron est la forme la plus simple de réseau de neurones, et permet de classifier correctement des objets appartenant à deux classes linéairement séparables. Il consiste en un seul neurone qui possède un seuil ainsi qu'un vecteur de poids synaptiques ajustables [41]; Les sorties des neurones ne peuvent prendre que deux états (-1 et 1 ou 0 et 1).

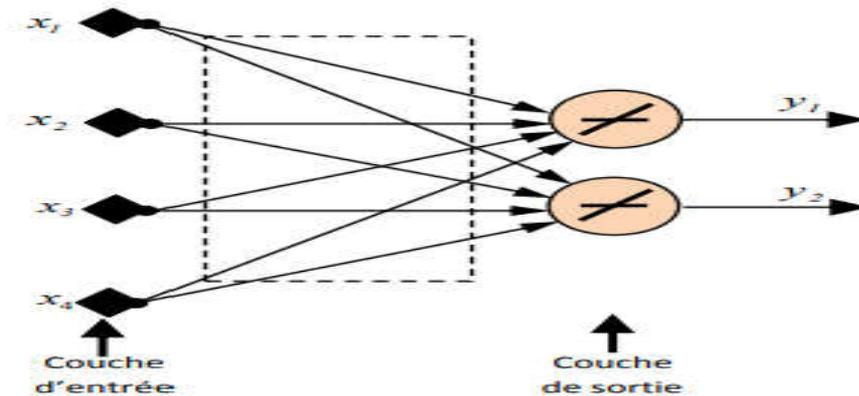


Figure III.7: Schéma d'un réseau de neurones monocouche.

III.6.2 Le Perceptron Multicouche :

Un perceptron multicouche est un réseau de neurones artificiel du type *feedforward*, c'est à dire à propagation directe est le plus souvent utilisé dans les applications de commande de systèmes non linéaires [44],[45]. Les neurones cachés sont commandés par les entrées et sont répartis sur une couche mais ne sont pas connectés entre eux ; les neurones de sortie sont uniquement commandés par les neurones cachés [18],[43].

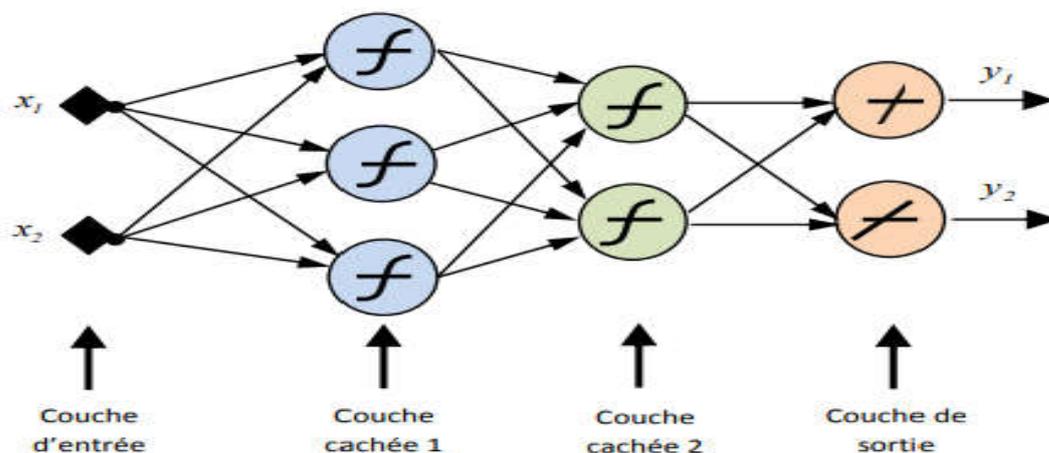


Figure III.18: Schéma d'un réseau de neurones non bouclé (Perceptron multicouches).

III.7 Apprentissage Des Réseaux De Neurones :

L'apprentissage est vraisemblablement la propriété la plus intéressante des réseaux neuronaux. Elle ne concerne cependant pas tous les modèles, mais les plus utilisés. L'apprentissage est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré. L'apprentissage neuronal fait appel à des exemples de comportement.[46]

Généralement, il y'a deux différents apprentissage qui sont :

L'apprentissage hors ligne et l'apprentissage en ligne.

III.7.1 L'apprentissage Hors Ligne :

Ce mode d'apprentissage consiste à accumuler les erreurs instantanées consécutives, et à n'effectuer l'adaptation des poids synaptiques que lorsque l'ensemble des données d'apprentissage ont été présentées au réseau. Ce mode permet de mieux estimer le gradient réel de la fonction coût, puisqu'il est à présent calculé à partir d'un ensemble d'exemples, plutôt qu'à partir d'un seul. [35]

III.7.2 L'apprentissage En Ligne :

L'apprentissage en ligne est plus dynamique, en mettant à jour l'estimation courante par l'observation des nouvelles données une par une. Donc elle est une procédure itérative. Ce type d'apprentissage en général est lent mais son avantage est utilisé dans des environnements changeants car il consiste à modifier les valeurs des poids synaptiques immédiatement après la présentation d'un exemple donné.[35]

III.8 Type D'apprentissage Des Réseaux De Neurones :

La phase d'apprentissage dépend beaucoup de la structure du réseau. Son but est de fixer les coefficients (poids et biais) des connexions. Il est subdivisé en deux grandes catégories: apprentissage supervisé ou apprentissage non supervisé.

III.8.1 Apprentissage Supervise :

L'apprentissage sera dit supervisé quant on impose une entrée fixe et l'on cherche à récupérer une sortie connue. On effectue alors la modification des poids pour retrouver cette sortie imposée.

III.8.2 Apprentissage Non Supervise :

Dans cet apprentissage, la sortie désirée n'est pas fournie; donc l'apprentissage est basé uniquement sur les valeurs d'entrées. Il n'y a pas de superviseur. Cette propriété est appelée auto-organisation où ce réseau de neurone examine lui-même ses performances, sans l'aide d'un 'guide'. [48]

III.9 L'algorithme De Méthode D'apprentissage Plus Utilise Dans Les Réseaux De Neurones :

Les connaissances de l'expert ont une forme énumérée, elles sont exprimées sous forme des règles. Dans le cas des réseaux de neurones, les connaissances ont une forme distribuée, elles sont codées dans les poids des connexions, la topologie du réseau, les fonctions de transfert de chaque neurone, le seuil de ces fonctions, la méthode d'apprentissage utilisée [35]. Il existe un certain nombre de méthodes d'apprentissages, on montre le plus utilisé ci-dessous :

III.9.1 Méthode De Levenberg-Marquardt :

Cette méthode est particulièrement astucieuse car elle s'adapte d'elle-même à la forme de la fonction de coût. Elle effectue un compromis entre la direction du gradient et la direction donnée par la méthode de Newton.

En effet, si $\eta k - 1$ est grand, on reconnaît la méthode du gradient (dans ce cas la valeur du pas est donnée par $1/(\eta k - 1)$ et si $\eta k - 1$ est petit, la modification des paramètres correspond à celle de la méthode de Newton [41].

Le tableau IV.2 illustre cet algorithme.

1. Présenter les entrées $\vec{x}(n)$ au réseau, calculer les sorties correspondantes et le vecteur d'erreur $\vec{e}(n)$ Calculer la fonction de coût:

$$\zeta_n(\vec{w}) = \sum_{k=1}^N e_k^{(n)}(\vec{w})$$

2. Calculer la matrice jacobienne $J_n(\vec{w})$

3. Mettre à jour les poids :

$$\vec{w}_{n+1} = \vec{w}_n - \left(J_n^T(\vec{w}_n) J_n(\vec{w}_n) + \mu_n I \right)^{-1} J_n^T(\vec{w}_n) \zeta_n(\vec{w}_n)$$

4. Calculer $\zeta_n(\vec{w}_{n+1}) = \sum_{k=1}^N e_k^{(n)}(\vec{w}_{n+1})$

Si $\zeta_n(\vec{w}_{n+1}) < \zeta_n(\vec{w}_n)$ alors $\mu_{n+1} = \mu_n - \nu$, où ν est une constante, puis retourner à l'étape 1

Si $\zeta_n(\vec{w}_{n+1}) > \zeta_n(\vec{w}_n)$ alors $\mu_{n+1} = \mu_n + \nu$, et retourner à l'étape 3 pour recalculer \vec{w}_{n+1} avec la nouvelle valeur de μ_n

5. Itération des étapes 2 à 4 jusqu'à avoir rencontré un critère d'arrêt (par exemple fonction coût ζ inférieure à ε)

Tab III.2 Algorithme de Levenberg-Marquardt.

III.10 Les Avantages Et Les Inconvénients Des Réseaux De Neurone:

III.10.1 Les Avantages Des Réseaux De Neurones :

- ✓ Capacité de représenter n'importe quelle fonction, linéaire ou pas, simple ou complexe.
- ✓ L'apprentissage et la construction du modèle sont automatiques.
- ✓ Possibilité d'adaptation au bruit ou au manque de fiabilité des données.
- ✓ Simple à manier, beaucoup moins de travail personnel à fournir que dans l'analyse statistique classique. Aucune compétence en math, informatique statistique requise.
- ✓ Comportement moins mauvais en cas de faible quantité de données.
- ✓ L'idée d'apprentissage est plus simple à comprendre que les complexités des statistiques multi variables.

III.10.2 Les Inconvénients Des Réseaux De Neurones :

- ✓ il n'existe pas de règle générale pour définir les meilleures topologies des réseaux le nombre de couches cachées et le nombre de neurones par couche).
- ✓ Le choix aléatoirement des valeurs initiales des poids du réseau et le réglage du pas exact d'apprentissage, qui jouent un rôle important dans la vitesse de convergence.
- ✓ La connaissance acquise par un réseau de neurone est codée par les valeurs des poids synaptiques, les réseaux de neurones sont donc des boîtes noires où les connaissances sont inintelligibles pour l'utilisateur.

III.11 Conclusion :

Le présent chapitre a été consacré à la présentation de la théorie des réseaux de neurones, en partant du neurone biologique, jusqu'à l'étude de principe d'apprentissage, avantages et les inconvénients de réseau neuronal. Cette technique avait un essor important ces 30 dernières années au point où elle est utilisée aujourd'hui dans notre vie quotidienne. Les neurones formels nommé artificiels permettent aux systèmes d'avoir une puissance de calcul très élevée grâce à une association entre eux.

Dans tous ces cas, l'intérêt des réseaux neuronaux réside dans leur capacité d'apprendre à résoudre des problèmes (de façon supervisée ou automatique), à généraliser (donc à anticiper), à améliorer les performances des différentes commandes.

Chapitre IV:

DTC appliquée sur un Onduleur à deux niveaux par les réseaux de neurones artificiels

IV.1 Introduction:

Dans ce chapitre, nous aurons exposé le contrôle de la DTC à deux niveaux appliqué à un moteur asynchrone, basé sur les réseaux de neurones artificiels en utilisant deux approches. Quand il s'agit des systèmes non linéaires et c'est le cas de la plupart des systèmes réels, les techniques intelligentes sont peu performantes, pour cette raison, les réseaux de neurones sont un des techniques les plus utilisés dans ce genre de commande [47]. L'objectif de notre travail est de substituer la table de commutation par un réseau de neurone artificiel décrivant les stratégies de sélection de l'onduleur en exploitant la simplicité de mise en œuvre et l'amélioration obtenue par le contrôle intelligent artificiel. Dans la première approche, nous remplaçons la table de commutation classique par un contrôleur de réseau neuronal pour fonctionner comme un sélecteur du vecteur de tension. Dans la seconde approche, un autre réseau neural sera implémenté pour utiliser le contrôle DTC par un sélecteur intelligent sans table de commutation classique permet de sélectionner le vecteur et convertir ses impulsions en même temps. Les résultats de la simulation utilisant les deux approches seront présentés dans ce chapitre.

IV.2 Les Etapes A Suivre Pour La Conception Dun Réseau Neuronal:

Les réseaux de neurones réalisent des fonctions non linéaires paramétrées. Leurs mises en œuvre exigent [50]:

- ✓ La détermination des entrées et des sorties pertinentes, c'est-à-dire les grandeurs qui ont une influence significative sur le phénomène que l'on cherche à modéliser.
- ✓ L'assemblage des données nécessaires à l'apprentissage et à l'évaluation de performances du réseau de neurone.
- ✓ Détermination du nombre nécessaire de neurones dans chaque couche cachée, ainsi le nombre des couches cachées et les types des fonctions d'activations pour obtenir une approximation satisfaisante.
- ✓ Lancement de l'apprentissage.
- ✓ Réessayer les étapes précédentes si le réseau de neurones ne répond pas aux exigences désirées, sinon ce réseau est prés de l'utiliser.

L'organigramme suivant résume le principe de raisonnement pour la conception d'un réseau de neurones artificiel (figure IV.1), [35].

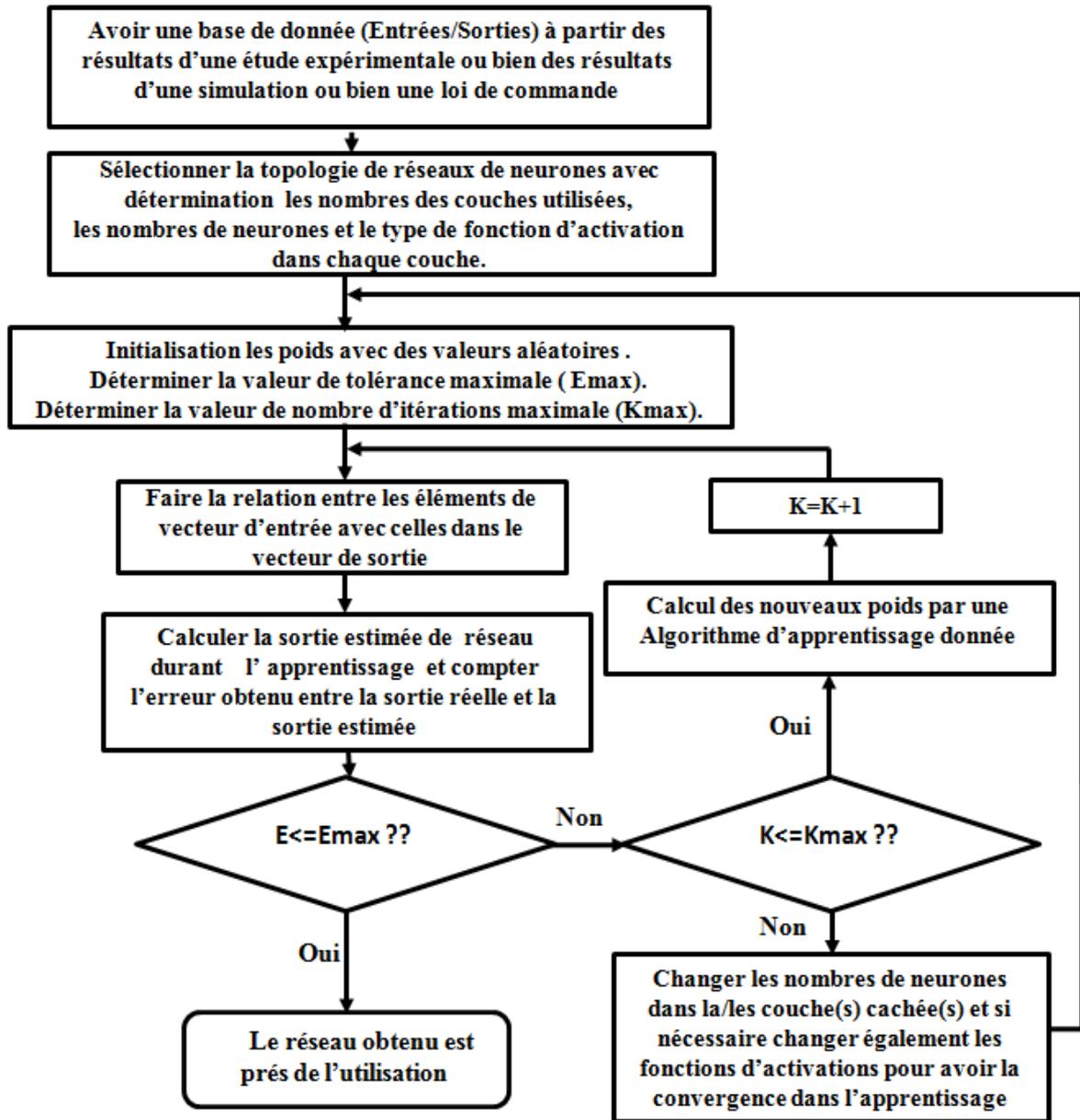


Figure IV.1: Organigramme d'apprentissage et d'optimisation.

IV.3 Application Des Réseaux De Neurones Dans La DTC A Deux-Niveaux :

Dans cette application, notre objectif est de remplacer la table de commutation par un réseau de neurone artificiel dont l'idée principale est de supplanter le sélecteur conventionnel des interrupteurs d'onduleur par un sélecteur neuronal capable de gérer de la même façon les signaux de commande de ces derniers.

L'architecture monocouche a été choisie pour être appliquée au contrôle DTC à deux-niveaux dans un réseau de neurone comportant une couche d'entrée de 3 neurones et – au moins – une couche cachée avec un nombre de neurones choisi d'une façon convenable qui assure une précision parfaite pour établir une convergence rapide et garantie et une couche de sortie d'un seul neurone dans la première topologie et trois neurones pour la deuxième topologie tels que les entrées sont: erreur de flux (Δf), erreur de couple (Δc) et l'angle de position d'écoulement (N).

Figure IV.2 montre Structure du réseau neuronal appliquée au contrôle DTC à deux-niveaux.

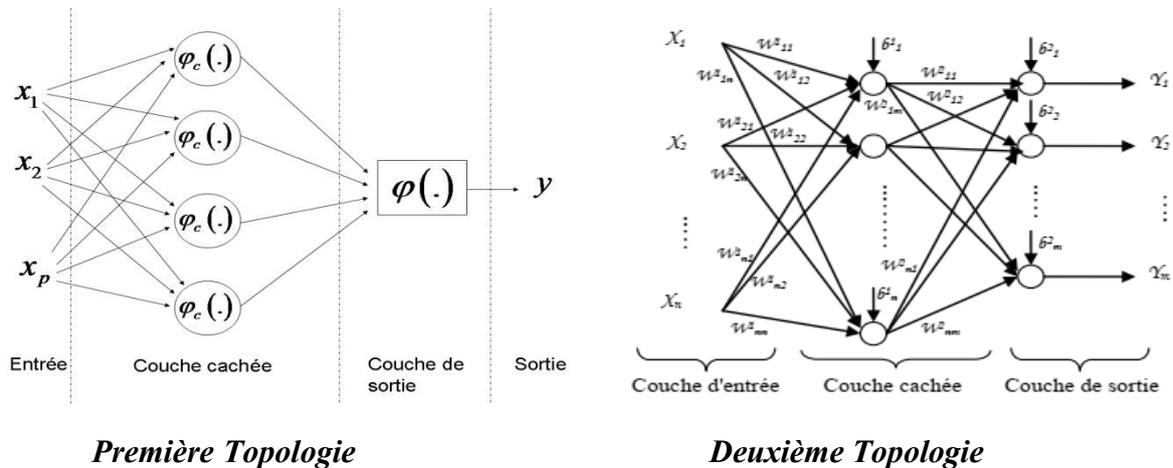


Figure IV.2 : Structures des réseaux neuronaux appliqués au contrôle DTC à deux-niveaux.

IV.4 Modélisation Neuronale:

IV.4.1 Les Etapes De La Modélisation :

- ✓ Conception d'une base de données qui relie entre les entrées et les sorties.
- ✓ La détermination de la méthode d'apprentissage, type d'apprentissage, le pas d'apprentissage, nombre d'itérations, la précision du test d'arrêt.
- ✓ Reconstruire une autre topologie d'un autre réseau qui sera convenable pour réaliser une convergence entre le réseau neuronal et son model.
- ✓ Validation et test, une fois le réseau est entraîné, il faut toujours procéder à des tests afin de vérifier que le réseau obtenu réagit correctement.

IV.4.2 Conception De La Base De Données :

Le domaine de fonctionnement représente une base de données utilisée par l'apprentissage d'un réseau neuronal. Notre contrôleur neuronal reçoit des informations sur l'évolution du flux, l'évolution du couple, et la position de flux statorique (secteur), avec ces informations on peut faire une combinaison entre les relations de ces entrées et la représenter avec la sortie du contrôleur pour s'assurer de notre résultat.

Don ce contrôleur neural doit recevoir les informations de ces entrées pour avoir la décision convenable dans sa sortie, la répartition des données est comme suit:

- ✓ $\Delta\phi_s$ l'erreur du flux ses valeurs $\in [0:1] \rightarrow$ (Entrée).
- ✓ ΔC_{em} l'erreur du couple ses valeurs $\in [-1:1] \rightarrow$ (Entrée).
- ✓ N la position de l'angle de flux statorique ses valeurs $\in [1:6] \rightarrow$ (Entrée).
- ✓ V_s Le vecteur de tension sélectionné par le régulateur neural entre $[V0 :V7] \rightarrow$ (Sortie).

IV.4.3 Déroulement De L'apprentissage :

Le déroulement d'apprentissage est fait selon les données suivantes :

- L'apprentissage est supervisé.
- L'algorithme d'apprentissage est fait par la méthode de *Levebreg-Marquardt*.
- Les fonctions d'activations utilisées sont : La fonction sigmoïde (logsig) pour la couche cachée, la fonction linéaire (purelin) pour la couche de sortie.
- L'architecture du réseau et le nombre des exemples sont déterminés au cours de l'apprentissage.

La base de données d'apprentissage est composée de trois entrées ($\Delta\phi_s, \Delta C_{em}, \theta_s$) appliquées au réseau de neurone artificiel et une sortie marquée précédemment Y_s représente Y_s dans la figure (IV.3).

Le but de l'apprentissage est d'estimer les coefficients (poids et biais) du réseau de neurones pour minimiser l'erreur d'approximation définie à partir de l'écart ($Y_s - Y$) à l'aide de l'algorithme d'apprentissage utilisé.

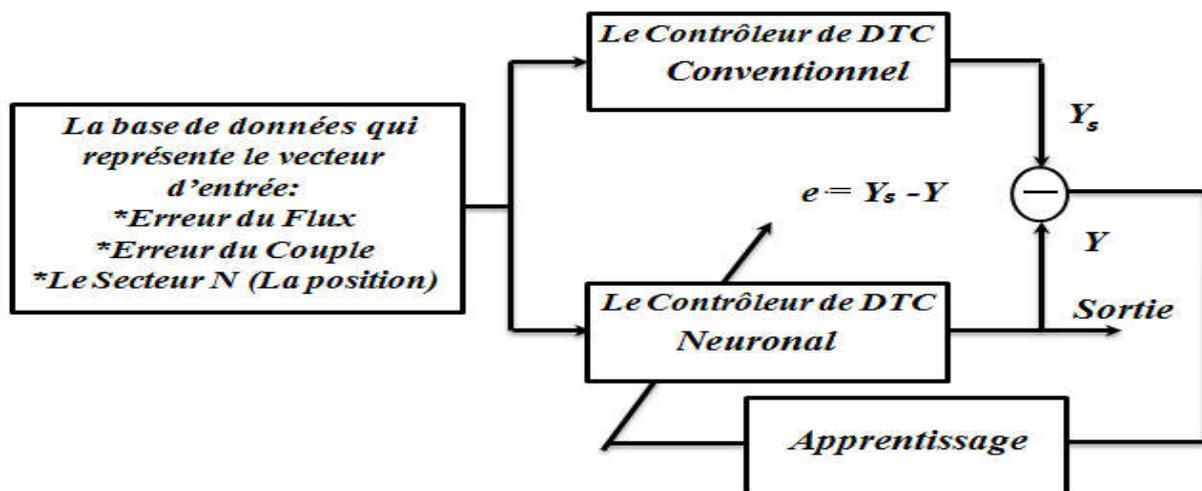


Figure IV.3: le système d'apprentissage pour modéliser le contrôleur neuronal.

Où :

Y_s : La sortie réelle du contrôleur DTC (les vecteurs de tensions optimaux).

Y : La sortie calculée par le contrôleur DTC neuronal (les vecteurs de tensions Estimés).

e : L'erreur de la modélisation (la convergence de l'apprentissage).

Chaque fois après l'apprentissage Off-line, on insère le contrôleur neuronal dans le système entier, et contrôler ses performances avec son fonctionnement, si le réseau n'arrive pas à converger ou bien l'erreur décroît lentement, on refait la même tâche avec un autre réseau par modification dans les nombres de neurones de chaque couche cachée et parfois même on a besoin de changer également les fonctions d'activations qui donnent une convergence rapide dans l'apprentissage.[49]

Dans cette étape, pour une structure optimale du réseau de neurone, on doit trouver :

- Nombre de couches cachées suffisantes.
- Nombre de neurones dans chaque couche cachée.
- Fonction d'activation pour chaque couche cachée.

Avant de contrôler les performances du contrôleur neuronal avec son fonctionnement, il faut d'abord l'insérer dans le système entier après chaque apprentissage off-line. On répète la même opération avec un autre réseau en modifiant les nombres de neurones de chaque couche cachée et s'il le faut changer également les fonctions d'activations si l'erreur décroît lentement ou le réseau ne converge plus.

Pour assurer un apprentissage parfait, il faut augmenter les nombres d'itérations avec une grande précision.

IV.5 Méthodologie:

On a réalisé la commande par model ANN après avoir chargé les entrées et les sorties (désirées) dans des fichiers de données (.mat), on a utilisé deux types de topologies dont la première topologie on a créé un réseau de neurone optimisé possède une couche d'entrée de trois neurones, une seule couche cachée avec 10 neurones et une couche de sortie possède un seul neurone (Figure IV.2(A)); dans la deuxième topologie, on a développé un autre réseau de neurone idéal constitué d'une couche d'entrée de trois neurones, une couche cachée avec 25 neurones et une couche de sortie avec 3 neurones (Figure IV.2(C)) ; en suite, on a qualifié la fonction logarithmique pour nos couches cachées 'Logsig', et la fonction linéaire 'Purelin' (obligatoire par la définition) pour les couches de sorties.

La méthode de *Levenberg-Marquardt (LM)* est la méthode d'apprentissage utilisée et la méthode de calcul de l'erreur est moindre carrée (Squared Error), en utilisant la fonction de Matlab 'train', l'apprentissage a atteint des performances satisfaisantes, et on montre l'évolution de ce dernier faisant appel à la fonction 'sim' de matlab, avec un nombre total d'itérations de 10.000 dans la première topologie et 5000 itérations dans la deuxième topologie plus que la tolérance acceptable de l'erreur (critère d'arrêt) est fixée à 10^{-4} et 10^{-3} respectivement.

Finalemment et dans la première topologie, notre réseau est établi son état final dans la 283^{eme} itération avec une erreur tend vers 9.71e-05 (Figure IV.2(B)), concernant la deuxième topologie et après 18^{eme} itération d'apprentissage du réseau neuronal nous avons obtenue une erreur = 0.00040192 (Figure IV.4(D)).

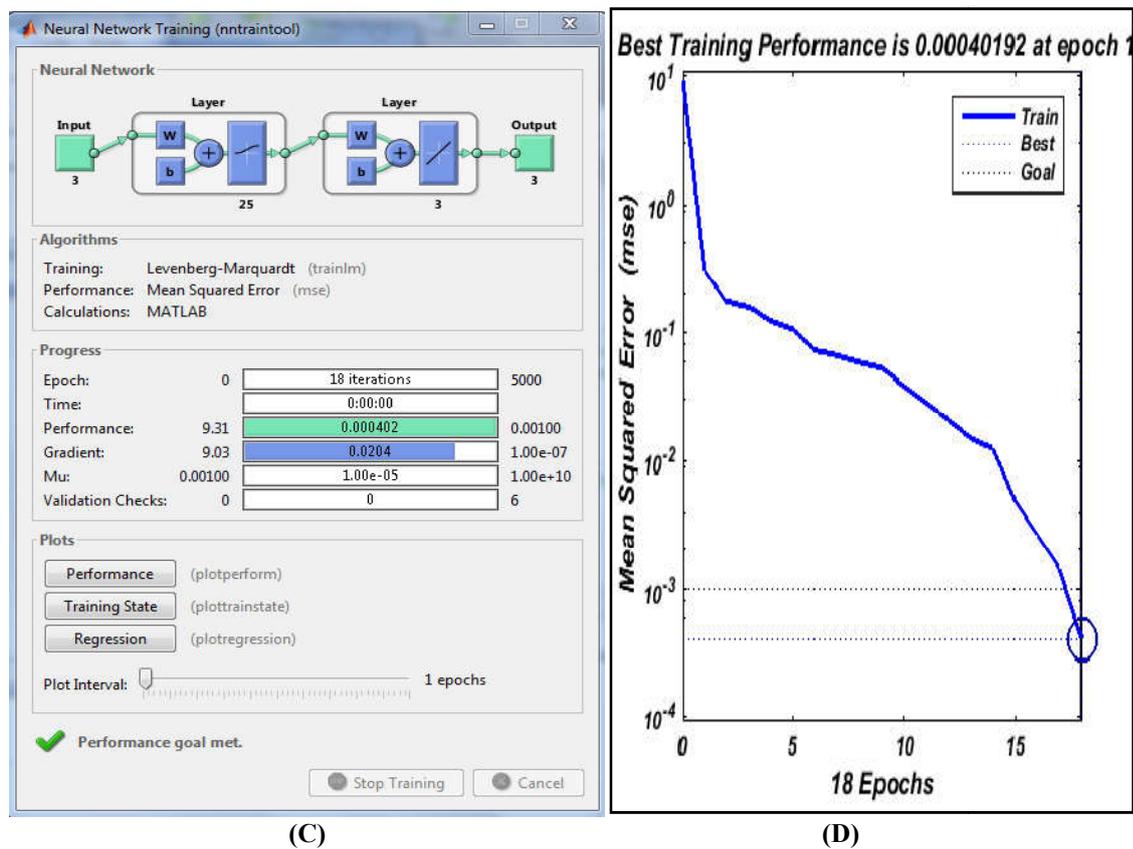
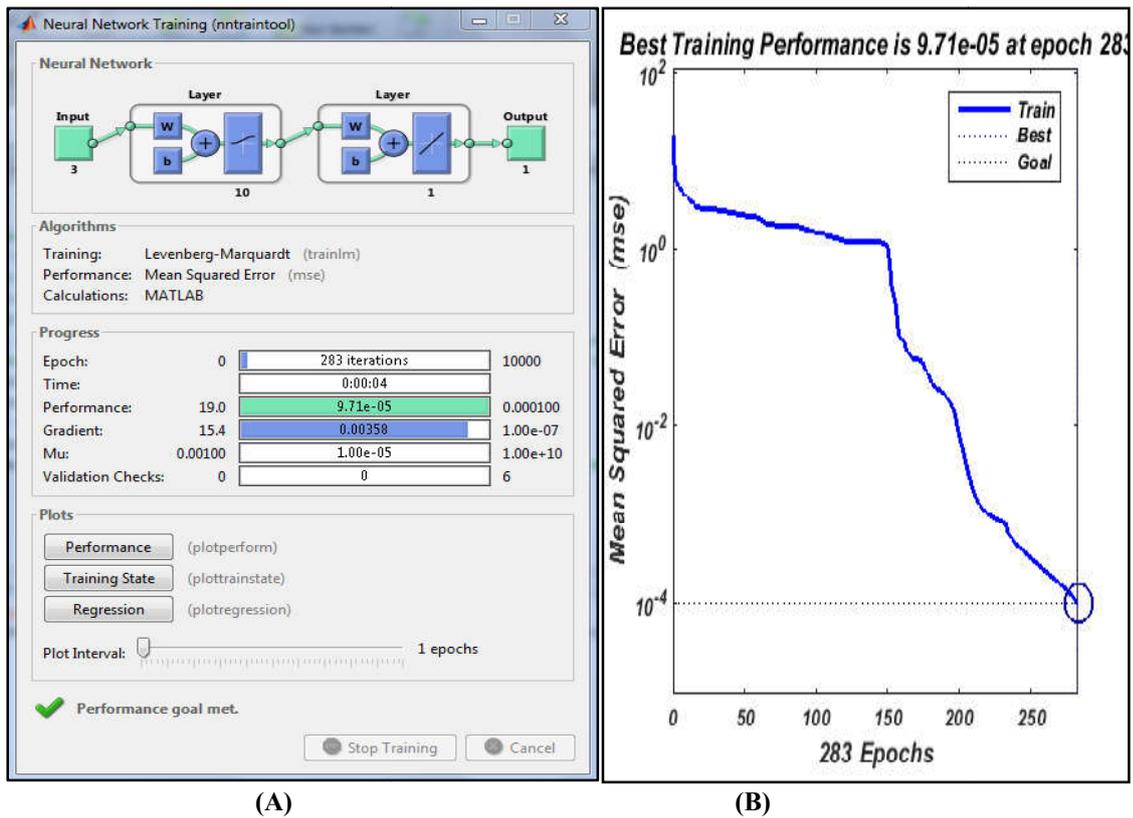


Figure IV.4 : L'opération (A) et (C) et l'évolution d'apprentissage (B) et (D) de réseaux de neurones pour DTNNC sous logiciel Matlab-Simulink.

Le tableau IV.1 détermine les caractéristiques des réseaux optimisés pour la modélisation de contrôleur DTNNC :

	Propriété	Caractéristique
	Méthode d'apprentissage	Méthode de Levenberg-Marquardt
	Fonctions d'activation	Logarithmique- Linéaire
1 ^{ère} Topologie	Architecture	3-10-1 Feed-forward (MLP)
	Tolérance de test d'arrêt	0.0001
	Nombre d'itérations choisis	10 .000
2 ^{ème} Topologie	Architecture	3-25-3 Feed-forward (MLP)
	Tolérance de test d'arrêt	0.001
	Nombre d'itérations choisis	5000

Tab IV.1 Les propriétés de régulateurs neuronaux proposés.

La figure (IV.5) représente le schéma synoptique final de la commande neuronale directe du couple (DTNNC) d'une machine asynchrone appliquée sur un onduleur à deux-niveaux.

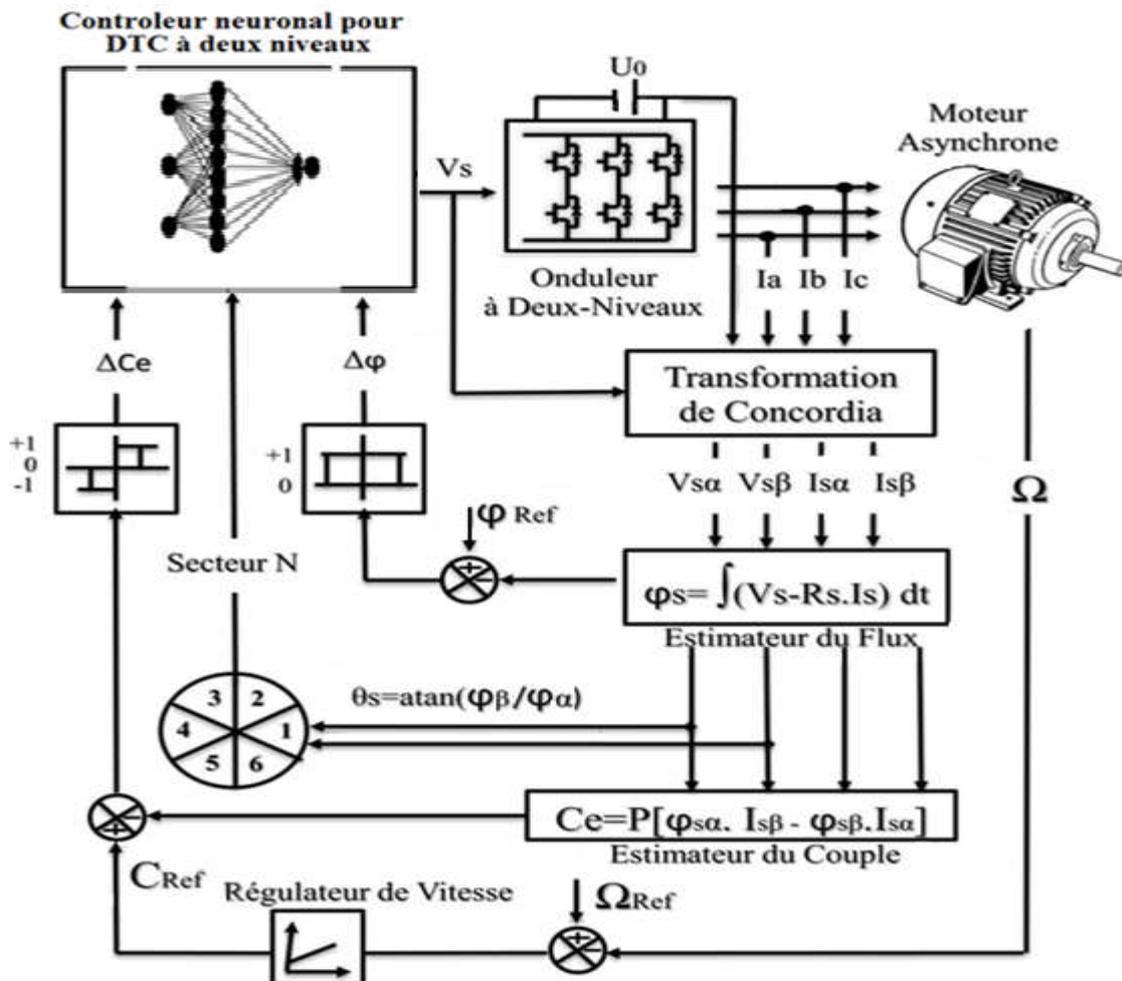


Figure IV.5: schéma synoptique de la commande neuronale directe du couple pour une machine asynchrone alimentée par un onduleur deux-niveaux.

Les figures (IV.6) et (IV.7) montre quelques exemples sur les deux topologies des réseaux neuronaux appliquées sur la table de commutation, revenant à la page 18 pour assurer les résultats ;

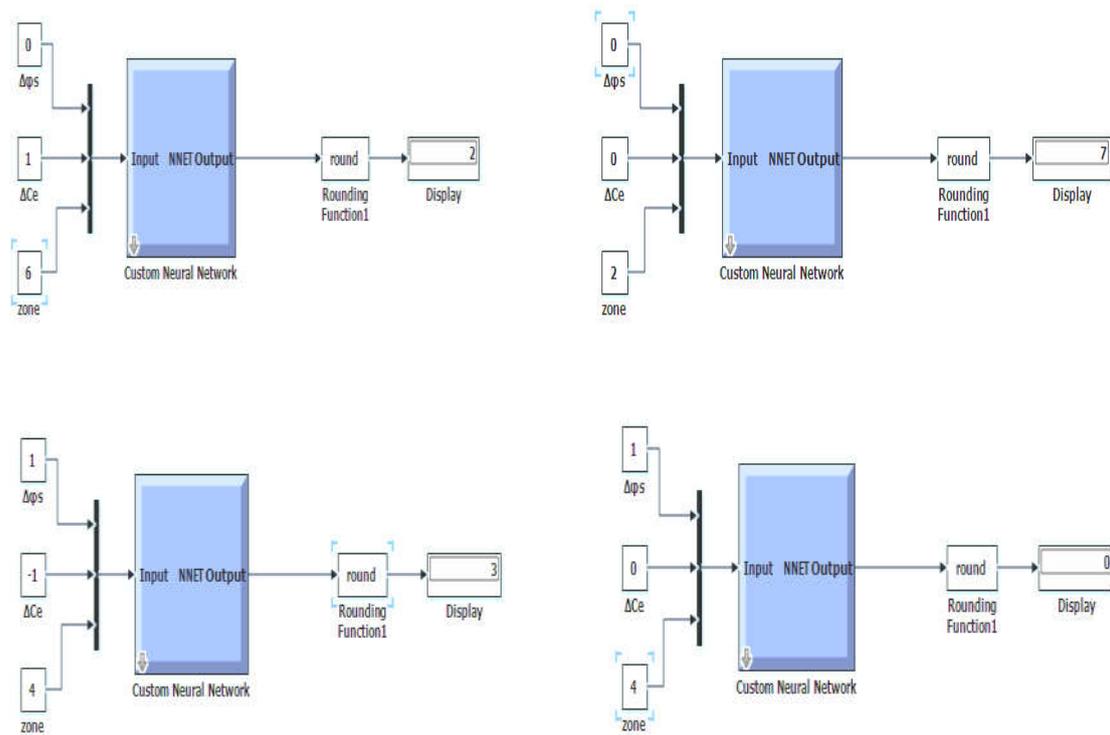


Figure IV.6 : Quatre exemples sur la 1ere topologie de réseau neuronal appliqué sur la table de commutation.

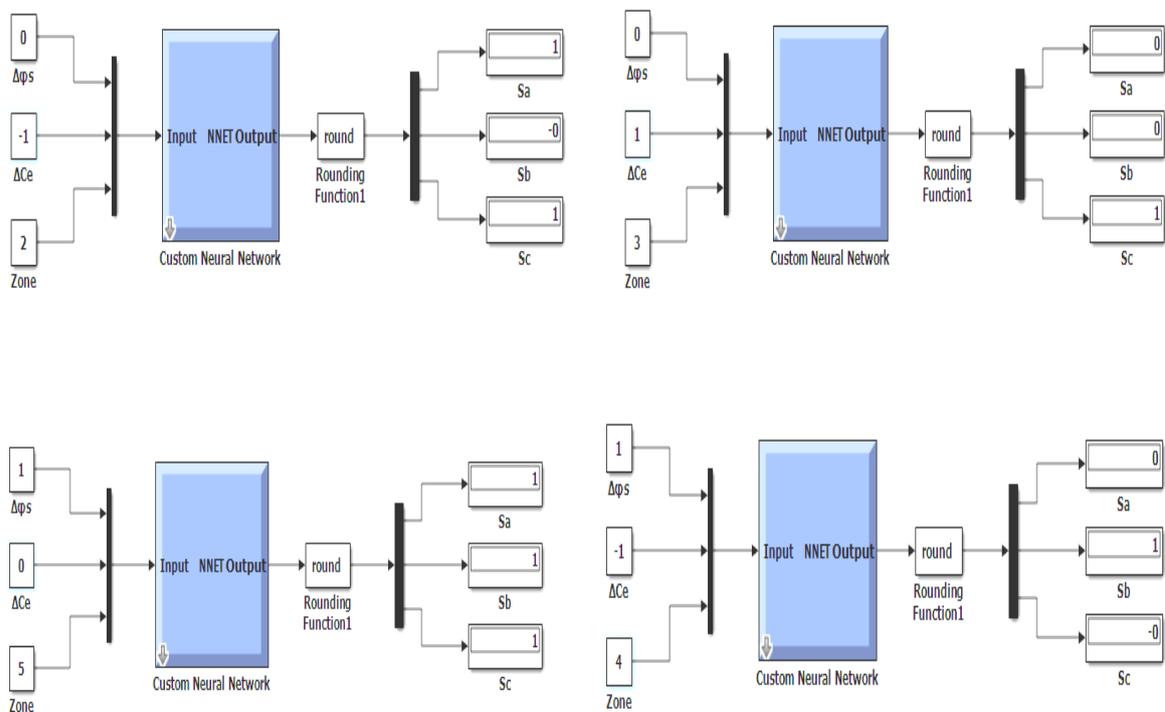


Figure IV.7 : Quatre exemples sur la 2eme topologie de réseau neuronal appliqué sur la table de commutation.

IV.6 Résultats Et Interprétations De Simulation :

IV.6.1 Topologie Un Sens Direct (148 Rad/s):

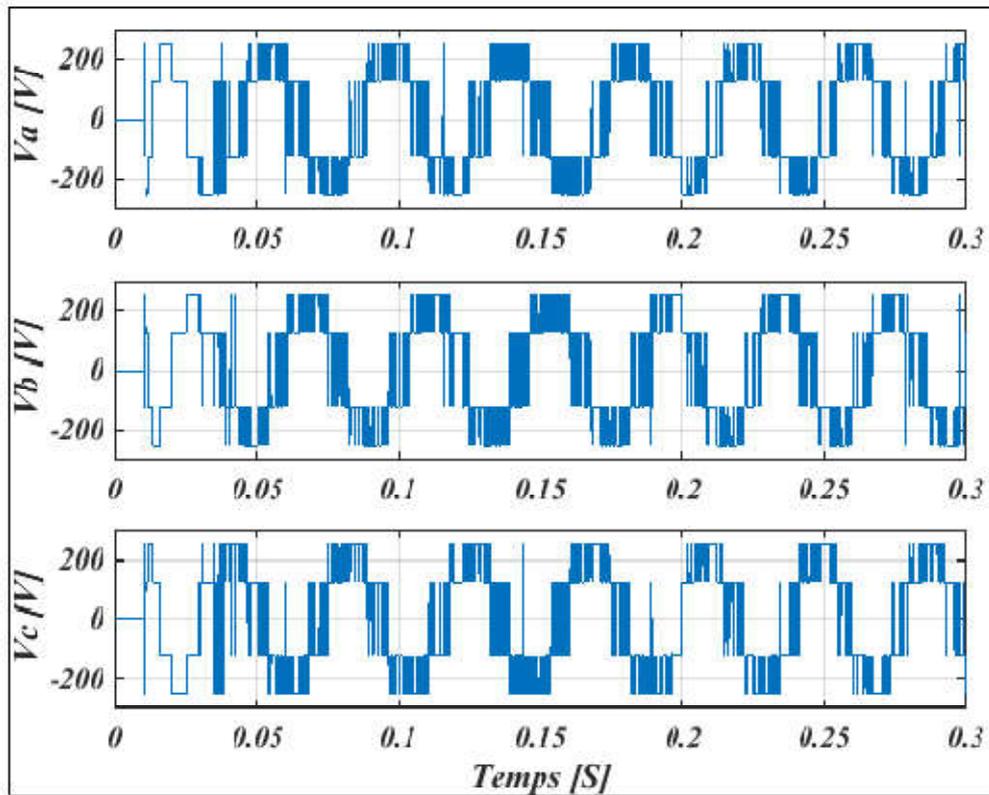


Figure IV.8 : La réponse des tensions d'alimentation V_{sa} , V_{sb} , V_{sc} .

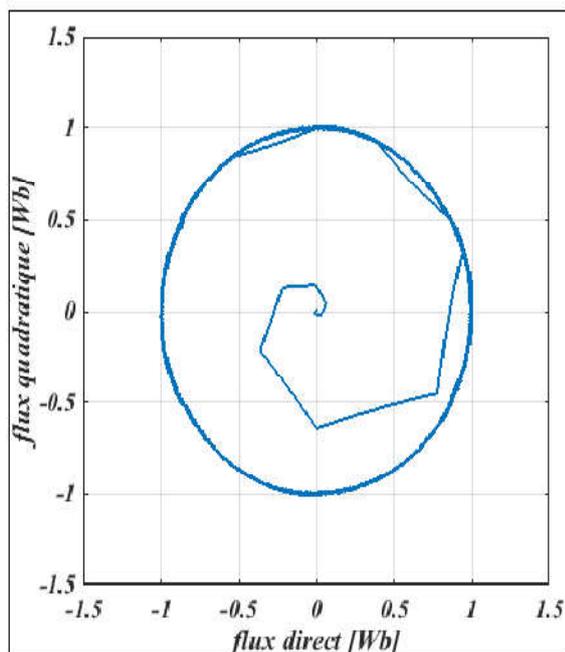


Figure IV.9 : La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α , β).

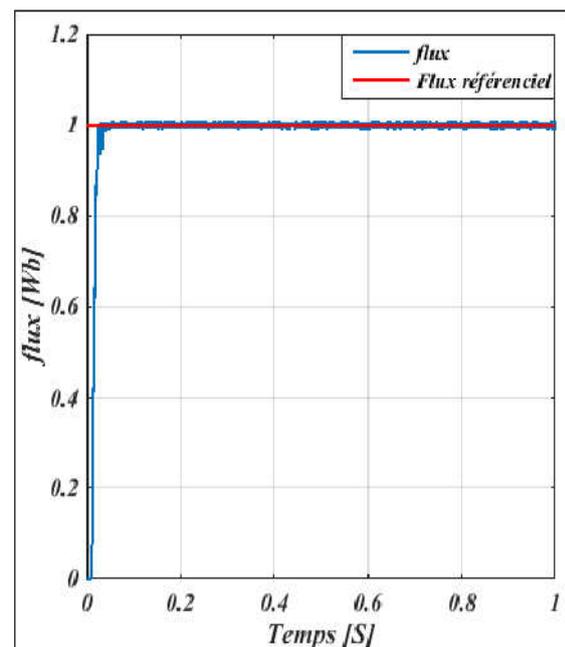


Figure IV.10 : La réponse du module du flux statorique.

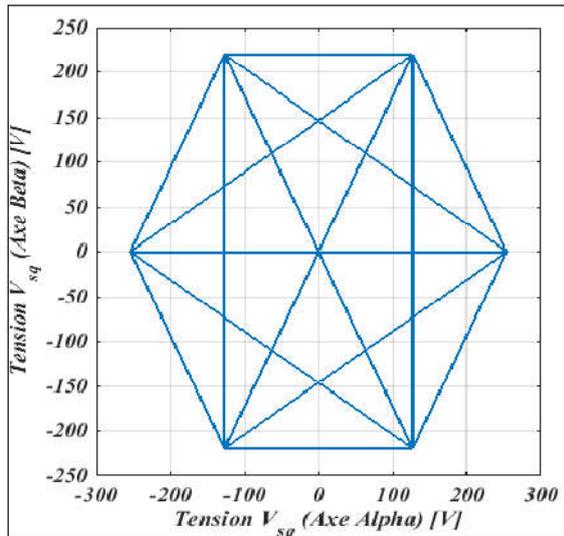


Figure IV.11 : La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel(α,β).

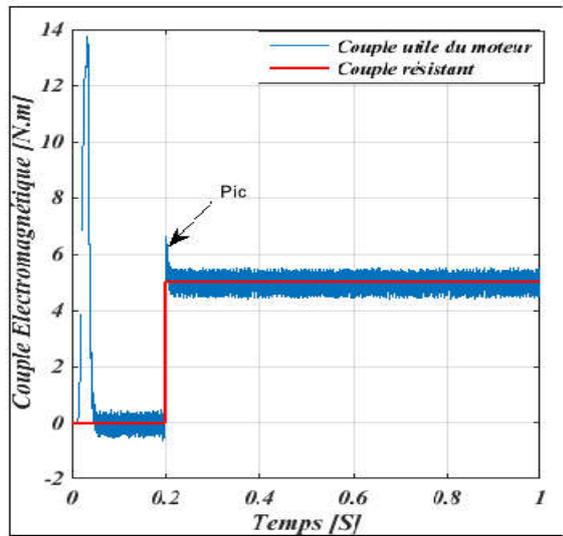


Figure IV.12 : La réponse du couple électromagnétique.

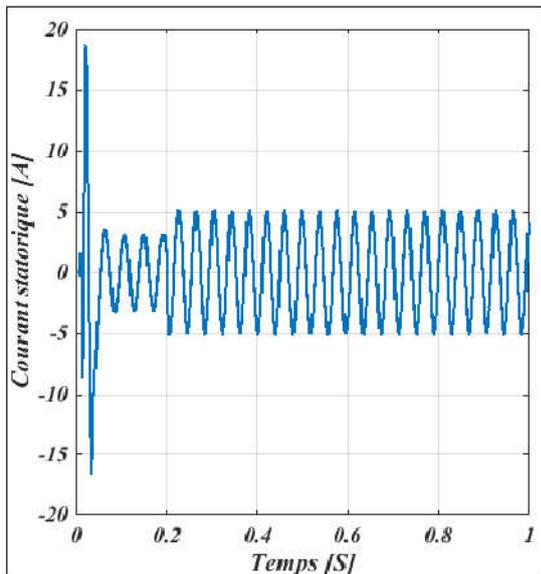


Figure IV.13 : La réponse du courant statorique.

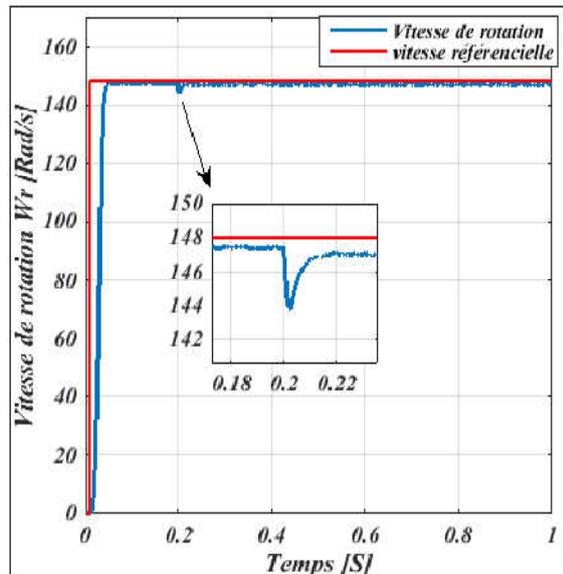


Figure IV.14 : La réponse de la vitesse de rotation.

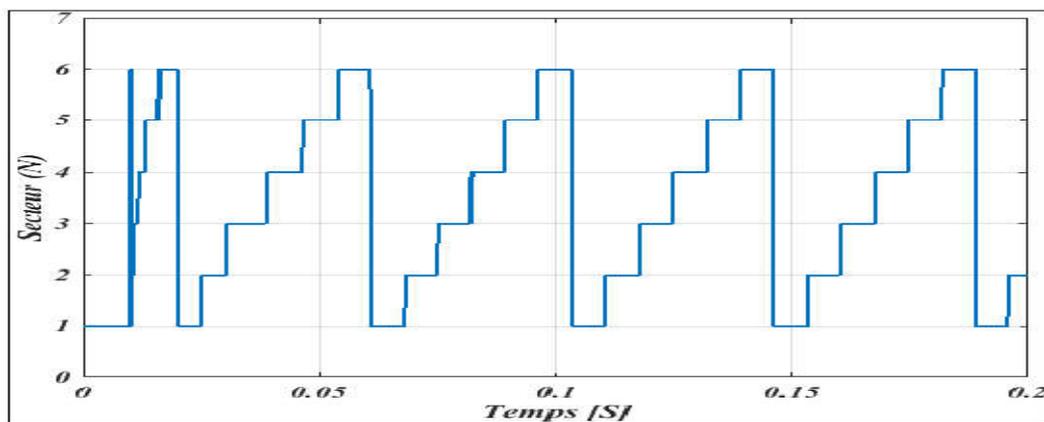


Figure IV.15 : La réponse de secteur (zone N).

Figure **(IV.8)** représente la réponse des tensions statoriques qui sont générées par le contrôleur de la DTC neuronale avec une vitesse arrive à 148[rad/s] dans un sens direct.

Figure **(IV.9)** indique la trajectoire du vecteur flux qui est parfaitement circulaire sur le plan biphasé (α , β).

Figure **(IV.10)**, un transitoire rapide du module flux statotique qui à une forme parfaitement circulaire sans aucune ondulation, au régime permanent le flux statorique se stabilise vers sa valeur de référence avec une erreur statique presque négligeable.

En observant les figures **(IV-11, IV-19, IV-27)** qui prouvent la trajectoire de tensions statoriques sur le plan biphasé (α , β), cette projection nous expose d'une manière détaillée les vecteurs de tensions sélectionnées par le contrôleur DTC neuronal.

Il est intéressant de remarquer dans la figure **(IV-12)** une dynamique de réponse en couple électromagnétique avec un régime transitoire très rapide atteint la valeur 14[N.m]; Ensuite, il se stabilise autour de la valeur faible puisque la machine fonctionne à vide; Un pic du couple au moment 0.2[s] revient à l'application du couple de charge, le couple électromagnétique atteint sa valeur de référence 5[N.m].

Le courant statorique présenté par la figure **(IV.13)** est caractérisé par un fort courant de démarrage allant jusqu'à 19[A] de forme sinusoïdale, puis il se stabilise à sa valeur nominale de magnétisation de 3[A]; au moment de l'application du couple de charge, le courant atteint la valeur 5[A] en module qui correspond à la valeur du courant de charge.

D'après la figure **(IV.14)** le temps de réponse de vitesse est amélioré par rapport à sa réponse de la commande DTC à deux-niveaux conventionnelle, montée de vitesse est rapide, atteinte 148 [rad/s]. En 0.2[s] Au moment de l'application du couple résistant, on observe une diminution de la vitesse allant jusqu'à 144[rad/s], ceci n'est pas dû au fait qu'il y une régulation de vitesse.

La figure **(IV.15)** : c'est la réponse de secteur qui fonctionne comme un sélecteur de zone par incrémentation de 1 à 6 en fonction de temps.

IV.6.2 Topologie Un Sens Inverse (-148 Rad/s):

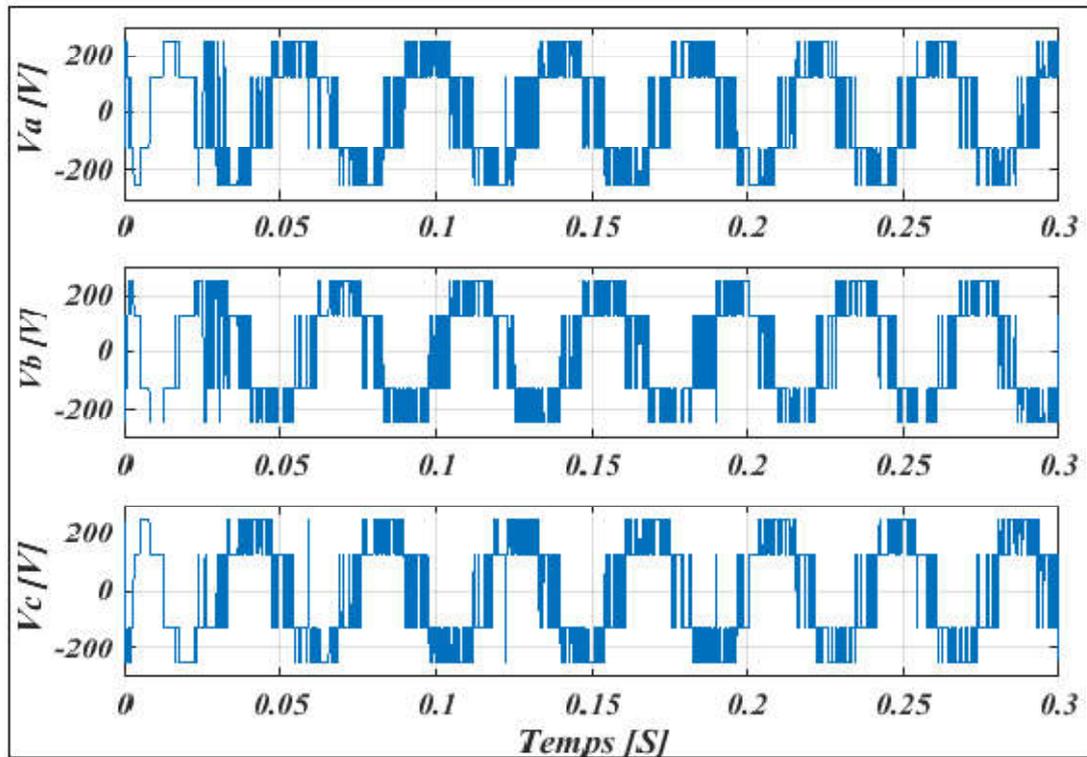


Figure IV.16 : La réponse des tensions d'alimentation V_{sa} , V_{sb} , V_{sc}

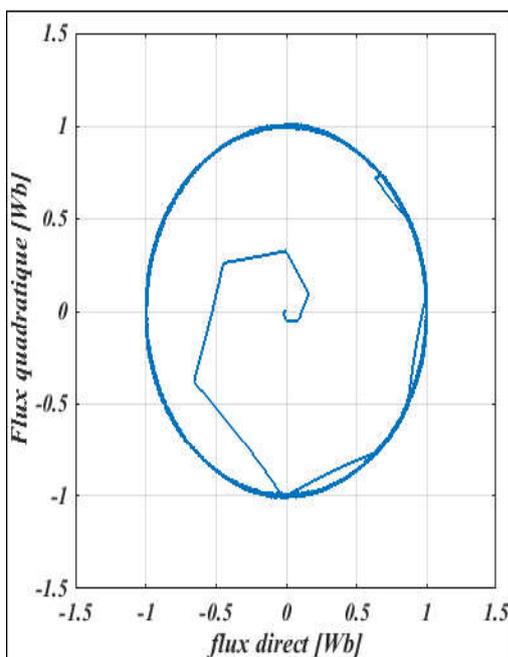


Figure IV.17 : La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β) .

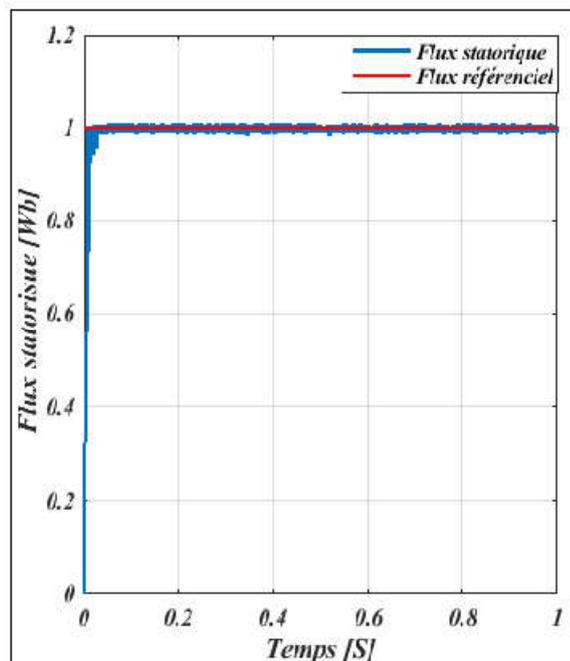


Figure IV.18 : La réponse du module du flux statorique.

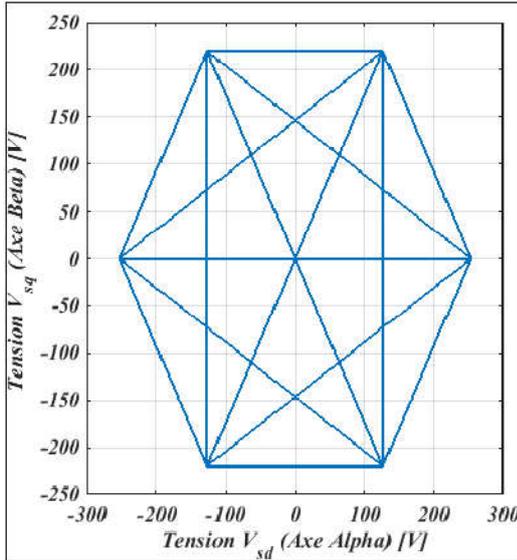


Figure IV.19 : La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel(α,β).

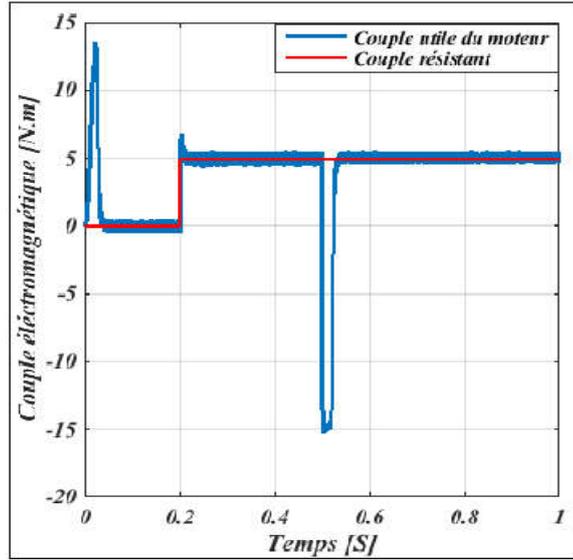


Figure IV.20 : La réponse du couple électromagnétique.

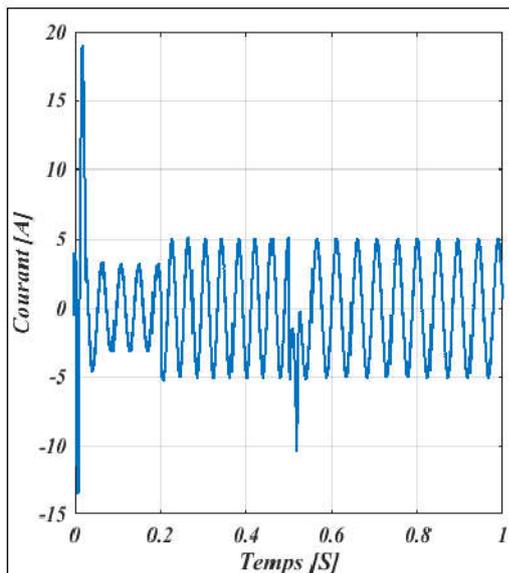


Figure IV.21 : La réponse du courant statorique.

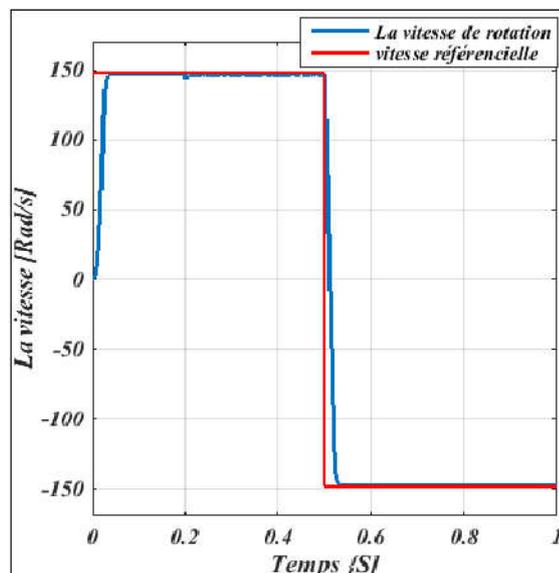


Figure IV.22 : La réponse de la vitesse de rotation.

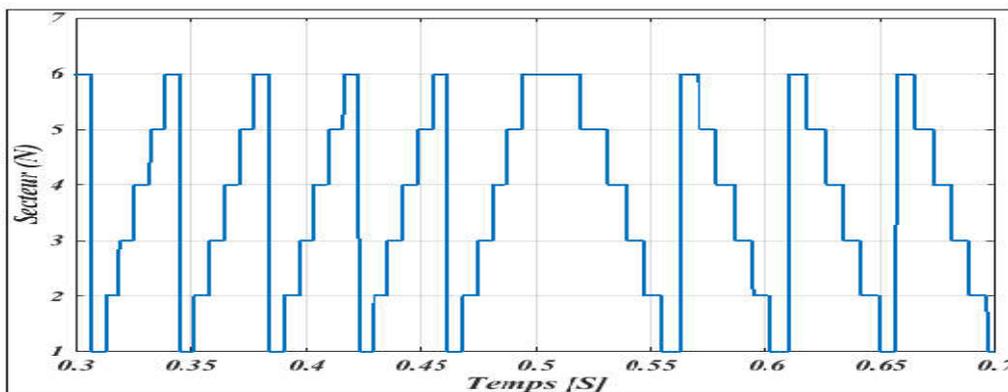


Figure IV.23 : La réponse de secteur (zone N).

Figure (IV.16) montre la réponse des tensions statoriques qui sont créées par le contrôleur de la DTC neuronale avec une vitesse arrive à 148[rad/s] dans un sens inverse, on remarque une perturbation au 0.5[s] signifie à l'inversion du sens de rotation.

Figure (IV.17) illustre la trajectoire du vecteur flux qui circule à l'inverse sur le plan biphasé (α, β) par rapport au celle de figure (IV.9).

Ce qui est bien indiqué sur la figure (IV.18) que le flux statorique atteint immédiatement sa valeur de référence de 1[Wb]. On observe aussi une légère ondulation du flux statorique autour de sa valeur de référence qui est négligeable.

D'après la figure (IV.20) le couple est assez rapide, il atteint la valeur 14[N.m] et il se stabilise autour de la valeur faible puisque la machine fonctionne à vide. Au moment 0.2[s] de l'application du couple de charge, le couple électromagnétique atteint sa valeur de référence 5[N.m] et avoir une chute du couple en 0.5[s] à cause de l'inversement du sens de rotation puis revient à sa valeur de référence en régime permanent puisque le couple de charge est valide.

Comme il est montré dans la figure (IV.21), le courant statorique a une forme sinusoïdale avec une chute de démarrage égale à -13[A] suivi d'un pic de 19[A] et se stabilise à sa valeur nominale, en présence de la charge 0.2[s], le courant obtenu une valeur crête de 5[A] finissant par un recul en 0.5[s] à cause de l'inversion du sens de rotation soudain il va atteindre sa valeur précédente 5[A].

Dans la figure (IV.22) La montée de vitesse est rapide au démarrage, elle atteinte 148 [rad/s]. En 0.5[s] et en changeant le sens de rotation, on remarque une diminution de vitesse jusqu'à -148 [rad/s] dont la vitesse se stabilise près d'elle.

La figure (IV.23) Montre la réponse de secteur qui fonctionne comme un sélecteur de zone par incrémentation de 1 à 6 en fonction de temps, en moment d'inversion du sens de rotation en 0.5[s] ce sélecteur décrémente de 6 à 1.

IV.6.3 Topologie Un Sens Direct (60rad/s) :

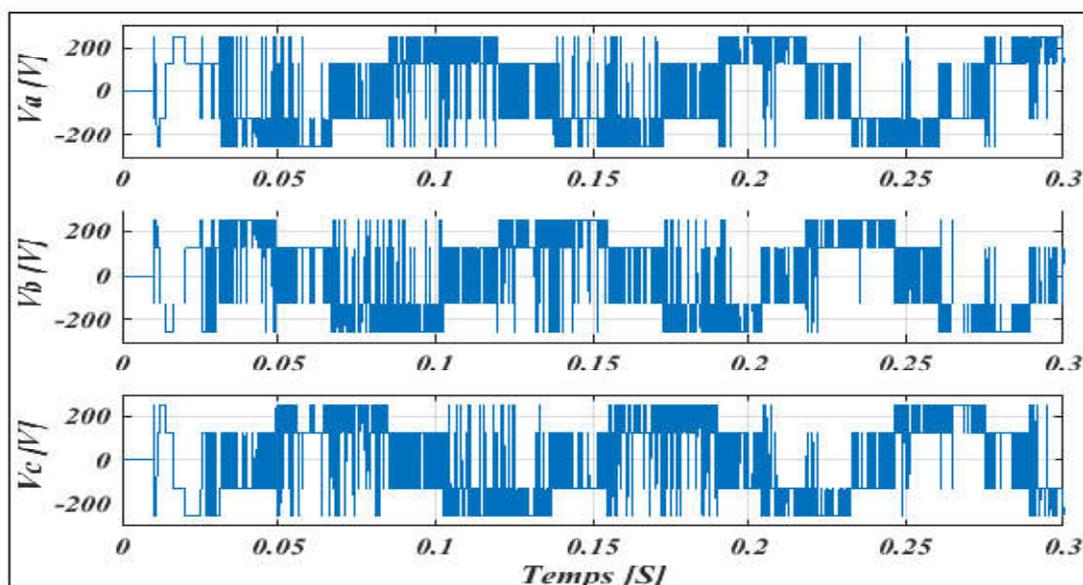


Figure IV.24 : La réponse des tensions d'alimentation V_{sa} , V_{sb} , V_{sc}

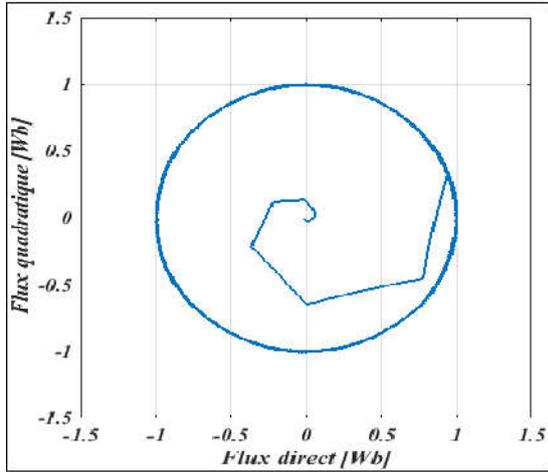


Figure IV.25 : La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β).

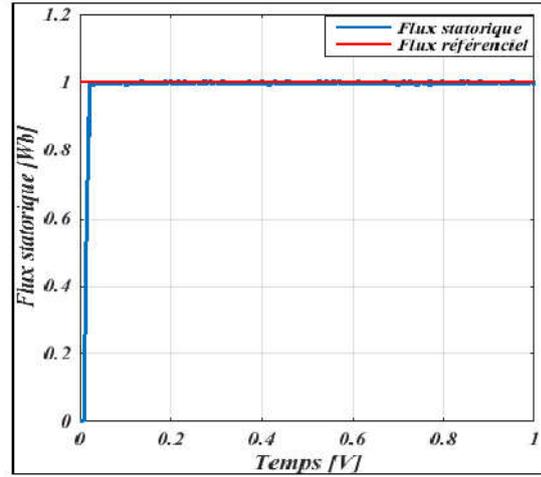


Figure IV.26 : La réponse du module du flux statorique.

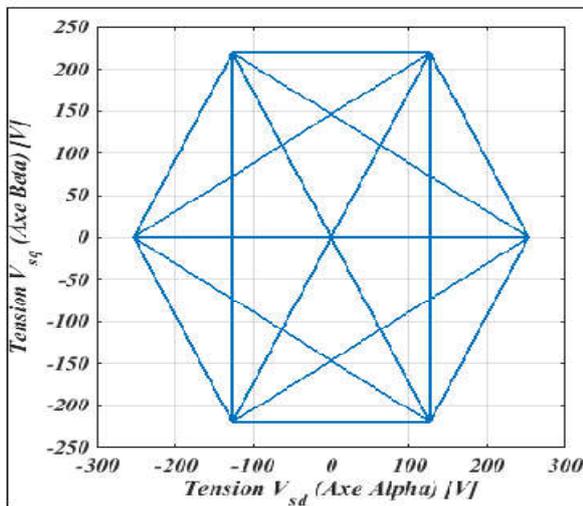


Figure IV.27 : La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β)

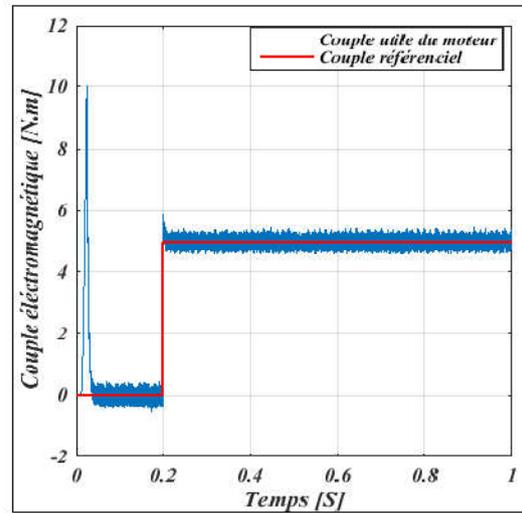


Figure IV.28 : La réponse du couple électromagnétique.

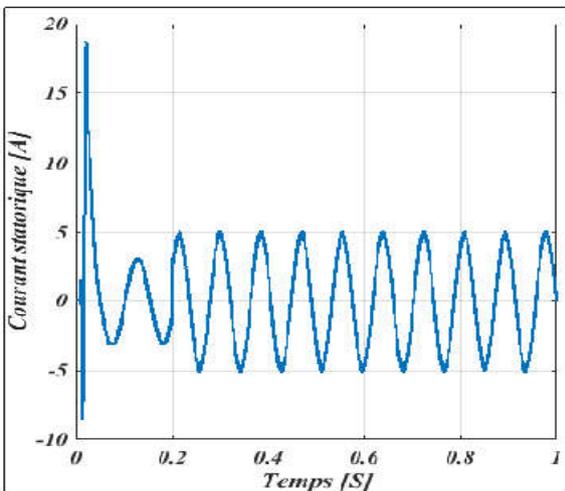


Figure IV.29 : La réponse du courant statorique.

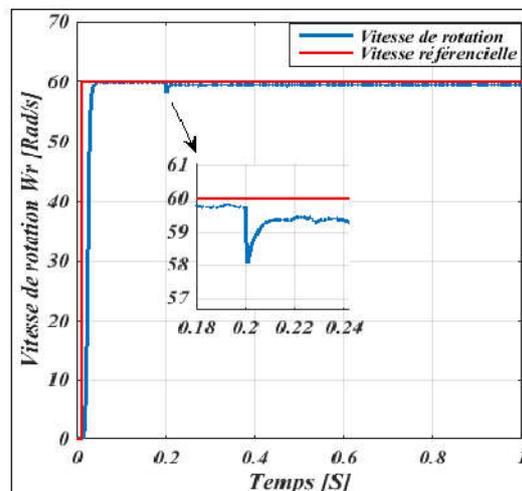


Figure IV.30 : La réponse de la vitesse de rotation.

Figure (IV.24) illustre la réponse des tensions statoriques qui sont produites par le contrôleur de la DTC neuronale avec une vitesse arrive à 60[rad/s] dans un sens direct, on observe qu'il y a une diminution de fréquence.

Figure (IV.25) montre la trajectoire du vecteur flux qui est parfaitement circulaire sur le plan biphasé (α, β) de [-1 1].

Figure (IV.26), une réponse transitoire très rapide du flux statorique, au régime permanent ce dernier se stabilise vers sa valeur de référence avec une erreur statique virtuellement nul.

On remarque dans la figure (IV.28) une réponse rapide du couple avec une certaine réduction d'ondulations par rapport que celles de la DTC classique à deux-niveaux.

Une baisse de fréquence apercevoir du courant statorique dans la figure (IV.29) retourne à l'abaissement de vitesse jusqu'à 60 [rad/s].

L'évolution temporelle de la vitesse de rotation du moteur présentée par la figure (IV.30) est améliorée ses performances par rapport à sa réponse de la commande DTC à deux-niveaux conventionnelle, de son temps de réponse.

IV.7 Comparaison Entre Dtc Classique Et Dtc Neuronale :

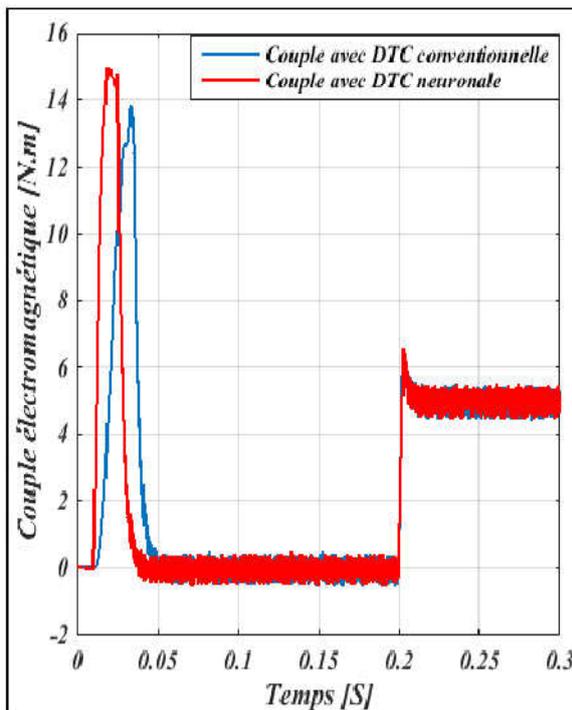


Figure IV.31 : La réponse du couple électromagnétique conventionnel-neuronal.

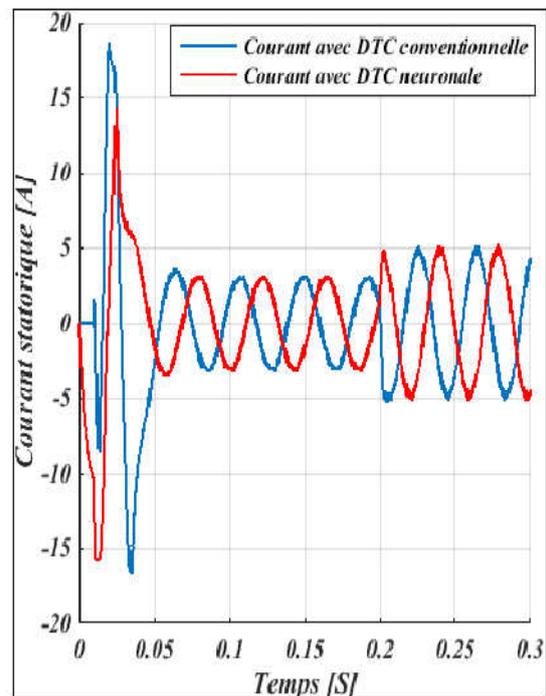


Figure IV.32 : La réponse courant du statorique conventionnel et neuronal.

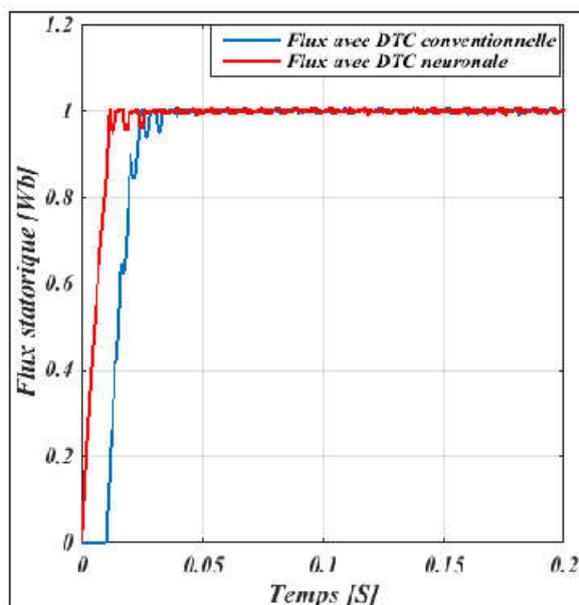


Figure IV.33 : La réponse du module du flux statorique conventionnel et neuronal.

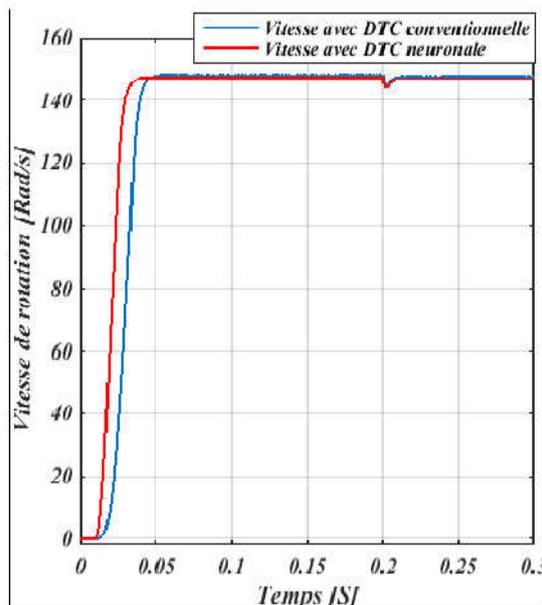


Figure IV.34 : La réponse de la vitesse de rotation conventionnelle et neuronale.

D'après les figures ci-dessus il est à noter qu'en régime transitoire les dynamiques de réponses neuronales de chacun du couple figure (IV-31), flux statorique figure (IV-33) et la vitesse de rotation figure (IV-34) est absolument rapide par rapport que celles de la DTC_C; Ainsi que le courant qui paraît sinusoïdal a moins de pics au démarrage par rapport à celle de DTC_C ce qui est montré sur la figure (IV-32).

Et à partir de là, nous vous faisons savoir que nous avons obtenu les mêmes résultats pour la deuxième topologie. Donc la simulation montre de meilleures performances que celles obtenues par la commande directe du couple classique, remarquant une conformité satisfaisante de résultats, ce qui prouve la validité du modèle proposé.

IV.8 Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons exposé la Commande Directe Neuronale de Couple en faisant appel à un réseau de neurones pour remplacer la table de sélection et le convertisseur d'impulsion. Le réseau de neurone utilisé pendant la phase d'apprentissage et la phase de commande est un perceptron monocouche avec fonction d'activation sigmoïdale. Il faut signaler que la commande DTNC assure une bonne réponse dynamique de couple et de flux avec aussi une réduction des ondulations, où les résultats de simulation ont montré que l'application des réseaux de neurones donne une bonne réponse du courant par rapport à sa réponse par la méthode de DTC conventionnelle, autre part une amélioration relative au niveau du couple, du flux statorique et de vitesse de rotation présentée par une rapidité significative.

Conclusion Générale

Et

Perspectives

Le travail présenté dans le cadre de ce thème apporté sur la commande directe du couple appliquée sur la machine asynchrone pilotée par un onduleur à deux-niveaux avec l'utilisation un des techniques intelligentes représenté par les réseaux de neurones artificiels.

Cette commande est connue par sa robustesse contre les variations paramétriques du moteur asynchrone et elle ne nécessite pas forcément un capteur de vitesse, de plus elle offre un certain nombre d'avantages considérables représentés dans la simplicité de structure de son schéma synoptique de la commande et le temps de réponse des grandeurs qui est très rapide par nature.

Cependant, cette stratégie de la commande a des inconvénients représentées dans l'instabilité des fréquences de la commutation, et les ondulations considérables aux niveaux du flux statorique et dans le couple électromagnétique, où cette conséquence influe des vibrations sur le moteur, elle peut causer des défauts au niveau de ses parties mécaniques, également créer des perturbations dans le processus qui compose le système.

L'objectif principal dans ce travail était de trouver une solution pour réduire les effets de ces inconvénients d'une façon plus adéquate, par l'application une technique intelligente sur l'algorithme de commutation.

Pour cela, on a d'abord construit le modèle mathématique de la machine asynchrone avec tous les éléments qui composent son alimentation (l'onduleur,..), puis on a appliqué MLI sinus-triangle sur le système pour tester la validité du modèle qui sera utilisé. Ensuite, on a montré le principe de la commande directe du couple appliquée sur la machine asynchrone d'une manière détaillée qui sert sur le comportement du flux et du couple, après on a démontré la logique de raisonnement pour établir la table de la commutation de 'Takahashi'. après on a amélioré cette commande par l'utilisation de l'intelligence artificielle dont nous avons cité les principes de base et la théorie de méthode de réseaux de neurones artificiels.

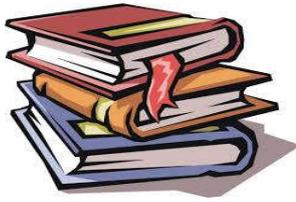
Puis on a appliqué cette technique sur la commande directe du couple, en remplaçant d'une part la table de vérité de l'algorithme qui est constitué les informations de différents états de commutation de la DTC à deux-niveaux par une table de commutation neuronale et d'autre part en supplantant la même table de commutation avec le convertisseur d'impulsion par un réseau neural.

La technique proposée dans cette étude à des spécifiques influences aux niveaux les mesures des grandeurs obtenues, surtout dans le flux statorique et dans le couple électromagnétique, qui sont généralement améliorées par rapport à des méthodes classiques.

Finalement, nous recommandons comme perspectives des recherches sur cette commande, où plusieurs peuvent être apportées à ce travail, à savoir:

- ✓ Augmentation des niveaux des onduleurs utilisés et insertion des convertisseurs matriciels à l'aide des techniques intelligentes dans cette commande.
- ✓ Appliquer la technique 'logique flou' sur la commande basique de la DTC adapter au pilotage d'onduleur à multi-niveaux.

- ✓ Utilisation des systèmes neuro-flous sur la DTC.
- ✓ Une réalisation pratique de ces méthodes proposées basée sur les cartes d'acquisitions telles que les cartes DSpace ou bien des cartes à la base de FPGA et VHDL.
- ✓ Faire cette commande avec des commandes prédictives en utilisant des observateurs estimateurs robustes permettant l'estimation de vitesse rotorique de la MAS filtre du Kalman étendu, la technique de model de référence du système (Mras).
- ✓ Intégration de cette commande dans les applications des énergies renouvelables.
- ✓ Application cette technique dans les systèmes de traction électriques modernes (véhicules, les locomotives, les tramsetc).



BIBLIOGRAPHIE

- [1] S.Emmanuel "*Diagnostic Des Machines Asynchrones: Modèles Et Outils Paramétriques Dédiés A La Simulation Et A La Détection De Défauts*", Thèse De Doctorat Université De Nantes, 1999.
- [2] S.Belhamdi "*Prise En Compte D'un Défaut Rotorique Dans La Commande D'un Moteur Asynchrone*", Thèse De Magister Université De Biskra, 2005.
- [3] D. Roye, "*Modélisation, Contrôle Vectoriel Et DTC* ", HERMES Science Europe Ltd, 2000, Sous La Direction De Carlos Canudas De Wit, Page(S): 81 -132 Vol.1
- [4] Abdelkoudouss FAQIR "*Commande A Structure Variable D'un Entraînement A Machine Asynchrone Soumis A Un Environnement Mécanique Variable*" Doctorat L'Université De Picardie Jules Verne France Décembre 2003.
- [5] Gabriel Buche, "*Commande Vectorielle De Machine Asynchrone En Environnement Temps Réel Matlab/Simulink*," Mémoire D'ingénieur C.N.A.M. 7 /03/2001 Centres Régionaux Associés De Grenoble (C.U.E.F.A) En Automatismes Industriel.
- [6] Souad Chaouch, "*Commande Vectorielle Robuste D'une Machine A Induction Sans Capteur De Vitesse*", Thèse De Doctorat En Science En Electrotechnique L'université De Batna 03 Décembre 2005.
- [7] G. Grellet, G. Clerc "*Actionneurs Electriques*", Editions Eyrolles, 1997.
- [8] Seok Ho Jeon, Student, Kwang Kyo Oh, And Jin Young Choi, "*Flux Observer With Online Tuning Of Stator And Rotor Resistances For Induction Motor*" IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 49, No. 3, June 2002.
- [9] Davide Aguglia., "*Identification Des Paramètres Du Moteur A Induction Triphasé En Vue De Sa Commande Vectorielle*", Mémoire, Maître Es Sciences, Université Laval Québec, Canada. Décembre 2004.
- [10] P.Brunet, "*Introduction A La Commande Vectorielle Des Machines Asynchrones*", LTEG Henri BRISSON Vierzon, France.
- [11] J.Chatelain, "*Machines Electriques 1* ", Presse Polytechniques Romandes, 1983.
- [12] M. Pinard, "*Commande Electronique Des Moteurs Electriques*", Edition Dunod, Paris 2004.
- [13] J. Bonal, G.Seguirier, "*Entraînement Electrique A Vitesse Variable, Rappels d'Electrotechnique De Puissance Et d'Automatismes Les Variateurs Electroniques De Vitesse*", Volume 2, Edition Technique Et Documentation, Paris, 1998.

- [14] Jamel BELHADJ, " *Commande Directe En Couple D'une Machine Asynchrone Structures D'observation Application Aux Systèmes Multimachines-Multiconvertisseurs*", 7 Juillet 2001 Thèse Doctorat Toulouse.
- [15] Anne Marie Arker Hissel, "*Contrôle Direct Du Couple Electromagnétique De Machines Asynchrones De Grande Puissance*", Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 1999.
- [16] F.Nacéri, "*Commande Non Linéaire Adaptative Des Machines Electriques Associées A Des Convertisseurs Statiques*" ; Projet « J0201320070006 .
- [17] R.Douiri;T. Nasser; M. Cherkaoui ; A.Essadki " *Application De La Structure Des Réseaux De Neurones Artificiels Et De La Logique Floue Dans Le Choix Des Vecteurs Tensions Pour La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone*", Article Teleco2011 Et 7ème JFMMA, Mars 16-18,2011-Tanger MAROC.
- [18] Lotfi Baghli, "*Contribution A La Commande De La MAS Utilisation A La Logique Floue Et De Réseaux De Neurones Et Des Algorithmes Génétiques*" Thèse Doctorat.
- [19] Benbouhenni. H, "*Comparateur à Hysteresis à Sept Niveaux Pour La Commande Dtc Basée Sur Les Techniques De L'intelligence Artificielle De La Mas*" Journal Of Advanced Research In Science And Technology, 2018, 5(1), 680-696.
- [20] Toufouti Riad, " *Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone* ", Thèse De Doctorat Unversté Mentour Constantne 2008.
- [21] Z. Rabah, "*Contrôle Direct Du Couple D'une Machine Asynchrone Alimentée Par Des Onduleurs Multi Niveaux*" Thèse Doctorat, Ecole National Polytechnique, Alger, 2007.
- [22] T. Abdelhalim, "*Contribution A L'application Des Commandes Adaptatives Par Les Systèmes Flous A Une Machine Synchrone A Aimants Permanents Alimentée Par Un Convertisseur Multicellulaire Série*" Thèse Doctorat, Ecole National Polytechnique, Alger, 2007.
- [23] M.Y. Ammar " *Mise En Œuvre De Réseaux De Neurones Pour La Modélisation De Cinétiques Réactionnelles En Vue De La Transposition Batch/Continu*", Thèse Doctorat, Institut National Polytechnique De Toulouse, Juillet 2007.
- [24] Heath Hofmann, Seth R. Sanders, " *Speed-Sensorless Vector Torque Control Of Induction Machines Using A Two-Time-Scale Approach*", IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 34, No. 1, January/February 1998.
- [25] M.P. Kazmierkowski, "*Control Strategies For PWM Rectifier/Inverter-Fed Induction Motors*", Industrial Electronics. ISIE. Proceedings Of The 2000 IEEE International Symposium On. Issue, 2000 Page(S):TU15 - TU23 Vol.1.
- [26] Carlos Canudas De Wit " *Modélisation Contrôle Vectoriel Et DTC* " 2000.

- [27] A. Ameer " *Commande Sans Capteur De Vitesse Par DTC D'une Machine Synchrones A Aimants Permanents Dotée D'un Observateur D'ordre Complet A Mode Glissants*" Université De Batna 2005
- [28] Y. A Chapuis, " *Contrôle Directe Du Couple D'une Machine Asynchrone Par L'orientation De Son Flux Statorique*", Thèse Doctorat INPG, Génie Electrique.
- [29] Takahashi, I. Ohmori, Y., " *High-Performance Direct Torque Control Of An Induction Motor*", Industry Applications, IEEE Transactions On Date: Mar/Apr 1989, Volume: 25, Issue: 2, On Page(S): 257-264
- [30] Anne Marie Arker Hissel, " *Contrôle Direct Du Couple Electromagnétique De Machines Asynchrones De Grande Puissance* ", Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 1999.
- [31] Hoang Le-Huy, " *Comparison Of Field-Oriented Control And Direct Torque Control For induction Motor Drives*", Industry Applications Conference. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Of The IEEE. Vol 2, Issue, 1999 Page(S):1245 - 1252 Vol.2
- [32] Casadei. D, Profumo.F, Serra.G, Tani.A " *FOC And DTC, Two Viable Schemes For Induction Motors Torque Control*", Power Electronics, IEEE Transactions On Volume 17, Issue 5, Sep 2002 Page(S): 779 – 787.
- [33] Carlos De Almeida Martins, " *Contrôle Direct Du Couple D'une Machine Asynchrone Alimentée Par Convertisseur Multiniveaux A Fréquence Imposée*" Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 2000.
- [34] Swierczynski Dariusz, " *Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) Inverter-Fed Induction Motor Drive*", Thesis Université De Technologie Lublin Poland 2005.
- [35] Mr M.L.Zegai " *Synthèses Des Techniques De Commande Dtc Associe A L'intelligence Artificielle Appliquée Au Contrôle D'un Moteur Asynchrone Alimente Par Onduleur Multi-Niveaux*", U.Oran Usto. Thèse Doctorat En Science 2017-2018.
- [36] M.Mouadil " *Introduction Au Deep-Learning "Les Réseaux De Neurones* ", Article, 23fevrier2018.
- [37] Mr S.Bouhafna, " *Commande Par Dtc D'un Moteur Asynchrone Apport Des Réseaux De Neurones*", Magistère En Electrotechnique 2013.
- [38] P.Wira, " *Réseaux De Neurones Artificiels : Architectures Et Applications*", Université De Haute Alsace Laboratoire Mips (Modelisation, Intelligence, Processus, Systemes).
- [39] D.Mamouss Saraa, " *Contrôle Avec Les Techniques De L'intelligence Artificielle D'une Source D'énergie Eolienne A Base D'une Machine Asynchrone A Double Alimentation*", These De Doctorat Lmd 3eme Cycle, U. Sidi Bel-Abbes.'
- [40] M. Parizeau, " *Réseaux De Neurones*"; Notes De Cours (Gif-21140 Et Gif-64326), Université Laval, Canada, Automne 2004.

- [41] M.Meliani Bouziane, *"Application Des Techniques Intelligentes A La Commande D'une Machine Asynchrone Double Etoile Associee A Un Convertisseur Matriciel"*, Universite Djillali Liabes De Sidi-Bel-Abbes These De Doctorat, Soutenue Le 2014
- [42] Richard Lepage , Bassel Solaiman,"*Les Reseaux De Neurons Artificiels Et Leurs Applications En Imagerie Et En Vision Par Ordinateur*", Livre '464 Page', Delivre En 2003.
- [43] Luc Constant, *"Modelisation De Dispositifs Electriques Par Reseaux De Neurons En Vue De L'émulation Temps Réel"*, These Doctorat Enseeiht Toulouse 2000
- [44] Adel Merabet," *Commande Non Lineaire A Modele Predictif Pour Une Machine Asynchrone*" These De Doctorat Universite Du Quebec Mai 2007.
- [45] Dariusz L. Sobczuk, *"Application Of Ann For Control Of Pwm Inverter-Fed Induction Motor Drives"* Thesis Warsaw University Of Technology Poland 1999.
- [46] Claud.Touzet,"*Les Réseaux De Neurons Artificiels Introduction Au Connexionnisme*" Cours, Exercices Et Travaux Pratiques- Juillet 1992 .
- [47] L.Moussaoui,"*Contribution À La Commande Des Machines Synchrones À Aimants Permanents,Utilisation Des Reseaux De Neurons Et De La Logique Floue*" These De Magistere, Universite Badji Mokhtar Annaba 2007.
- [48] Elkheir Merabet, *"Amelioration Des Performances De Regulation D'une Machine Double Etoile Par Les Techniques De L'intelligence Artificielle"*, These De Doctorat Universite De M'sila 2013.
- [49] V.Chitra,K.S.Ravichandran,R.Varadarajan,"*Artificial Neuraln In Field Oriented Control For Matrix Converter Driv*", World Applied Sciences Journal 16 (4): 560- 567, 2012 Issn 1818-4952 © Idosi Publications, 2012.
- [50] *"Mise En Œuvre De Réseaux De Neurons Pour La Modélisation De Cinétiques Réactionnelles En Vue De La Transposition Batch/Continu"*. L'Institut National Polytechnique De Toulouse.

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1- Grandeurs nominales :

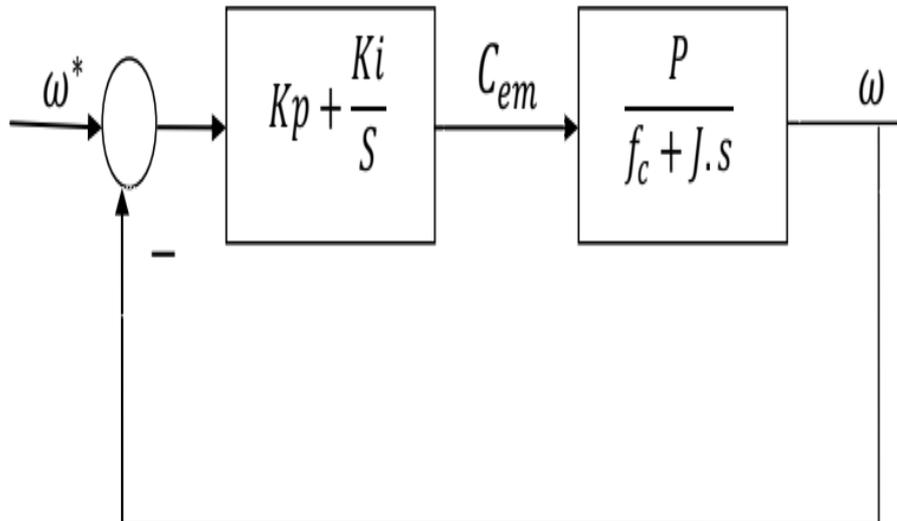
Type	ASYNCHRONE 2 HP (2 House Power)
Puissance nominale (P_n)	1.5 kW
Vitesse nominale (Ω_n)	1420 tr/min
Tension nominale (U_n)	220/380 V
Courant nominale (I_n)	6.4/3.7 A
Fréquence nominale (f_n)	50 Hz

I.2- Paramètres de la machine :

Nombre de paires des pôles	02
Résistance statorique (R_s)	4.85 Ω
résistance rotorique (r_r)	3.805 Ω
Inductance cyclique au stator (L_s)	274 mH
Inductance cyclique au rotor (L_r)	274 mH
Inductance mutuelle ($M_{sr}=M_{rs}=M$)	258 mH
Moment d'inertie	0.031 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	0.00114 N.m.s / rad

PARAMETRES D'UN REGULATEUR DE VITESSE

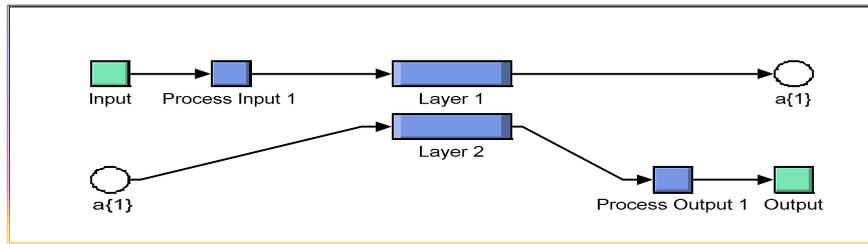
Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres seront calculés selon la figure ci-dessous :



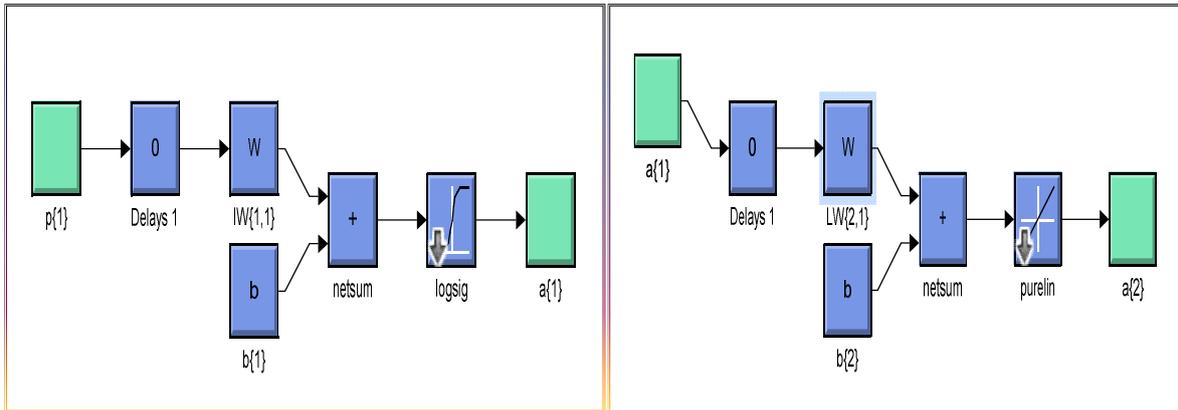
Où

- ω^* La vitesse de référence.
- K_p Le gain proportionnel = 2
- K_i Le gain intégral = 0.6
- P Nombre de paire du pole = 2
- C_{em} Le couple de référence.
- f_c Coefficient de frottement visqueux
- J Moment d'inertie.

PREMIERE TOPOLOGIE

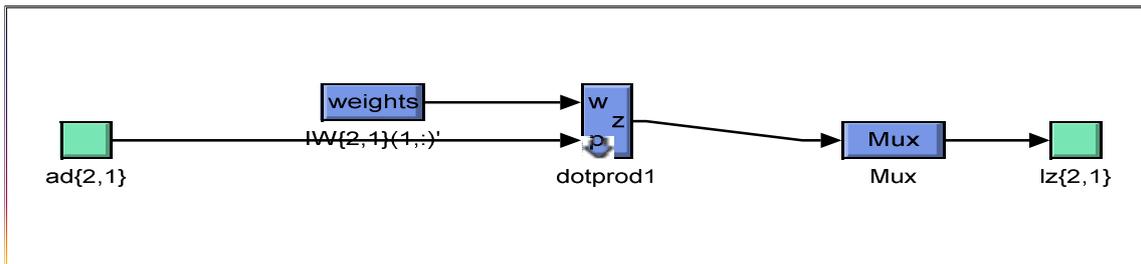


La structure interne de la table de commutation neuronale de DTC à deux-niveaux.

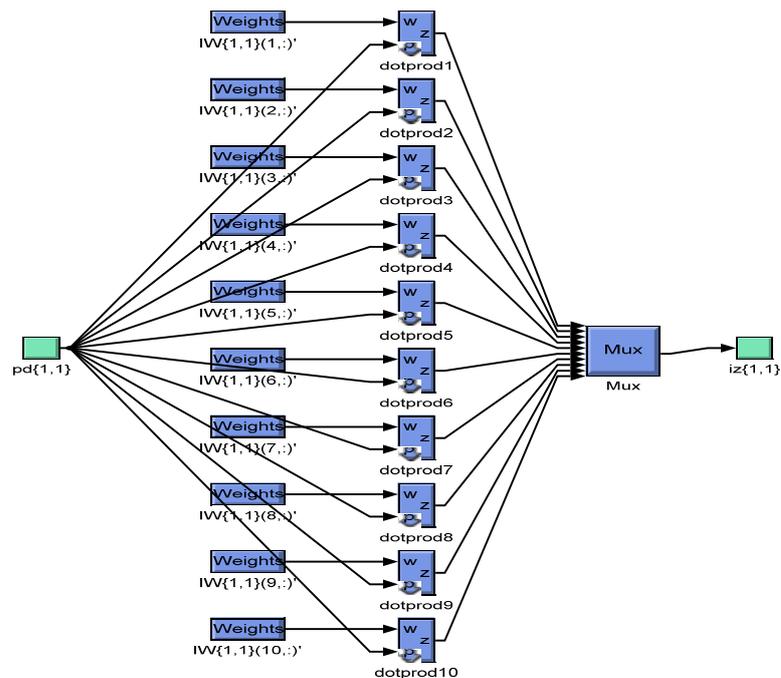


La couche cachée.

La couche de sortie.

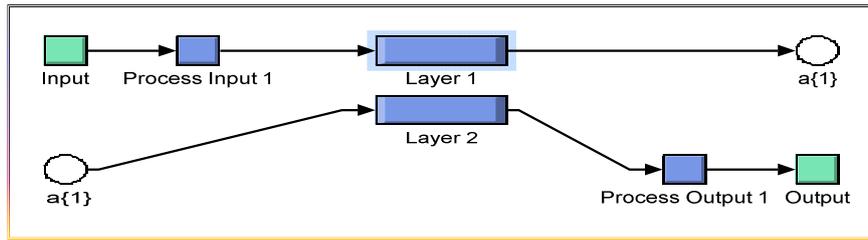


Nombre de neurones artificiels dans la couche de sortie.

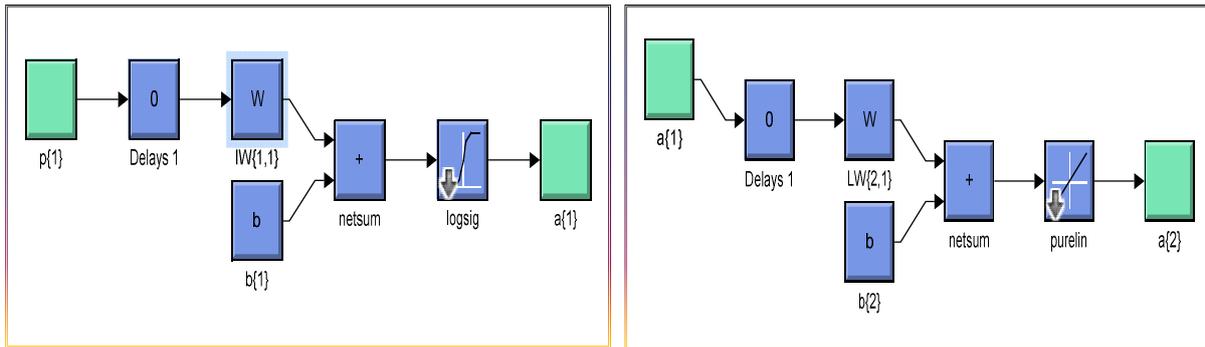


Les neurones artificiels qui constituent la couche cachée.

DEUXIEME TOPOLOGIE

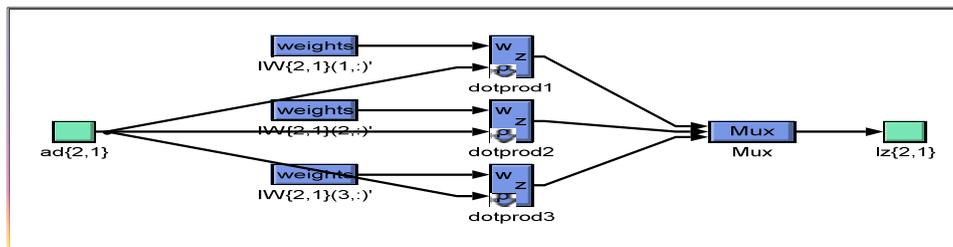


La structure interne de la table de commutation neuronale de DTC à deux-niveaux.

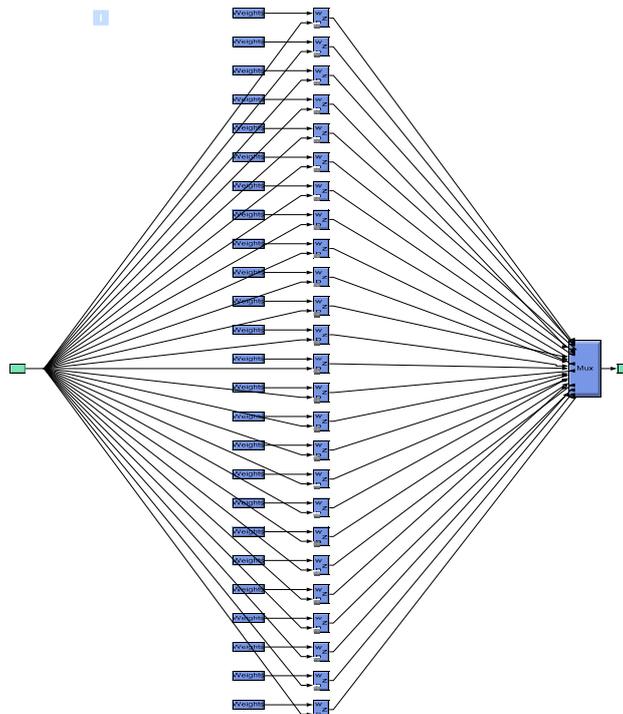


La couche cachée.

La couche de sortie.



Nombre de neurones artificiels dans la couche de sortie.



Les neurones artificiels qui constituent la couche cachée.