

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE
N° :



DOMAINE : Génie électrique
FILIERE : Electrotechnique
OPTION : Commande des machines
tournantes

Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de
Master Professionnel en Électrotechnique

Option : Commande des Machines Tournantes

Présentés par :
ROBEI AMIRA

THEME

COMMANDE DTC BASÉE SUR LES
TECHNIQUES
D'INTELLIGENCES ARTIFICIELLES
APPLIQUÉE A MOTEUR À INDUCTION

Soutenu devant le jury composé de :

Abderrahim ZEMMIT	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Président
SAAD BELHAMDI	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Rapporteur
HOCINE OUBABAS	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Examineur

ANNÉE UNIVERSITAIRE : 2021/2022

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

وَقُلْ عَسَىٰ أَنْ يَأْتِيَكُمُ الْفِتْنَةُ مِنْ غَيْرِ مُتَّبَعَةٍ

صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمَ

Dédicaces

*Je dédie ce mémoire à mes très chers parents
Pour leurs soutient morale et financier pour leurs
Encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés
Dans les moments les plus ardues.*

A mes frères

Et à toute la famille Robei .

A mes chers :

Bachir, Ahlem , Maroua , Rihab , Foucef

Sans oublier tous mes amies de l'université

Robei Amira



Remerciements

Je remercie en premier lieu notre Dieu de Nous avoir donné la santé et la patience pour mener à bien ce travail.

*Je remercie particulièrement mon promoteur **Dr. Belhamdi Saad** pour son suivi et soutien dans la réalisation de ce travail. Je lui suis reconnaissante pour disponibilité, ses précieux conseils, du son soutien qu'il m'a apporté tout au long de l'élaboration de cette mémoire .*

Sincères remerciements aux membres du jury pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Je tiens également à remercier tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.



Résumé

Ce mémoire présente une commande directe du couple (DTC basés sur les techniques de l'intelligence artificielle : les réseaux de neurones artificiels et la logique floue) appliquée à un moteur à induction.

Nous présentons dans ce mémoire une étude de modélisation de la MAS commandée par la technique DTC-RNA. Les résultats obtenus dans la DTC-RNA sont encore améliorés en appliquant une technique de l'intelligence artificielle dite la logique floue.

La technologie de l'intelligence artificielle a été appliquée aux deuxième et troisième chapitre, la commande directe du couple a été appliquée aux réseaux de neurone et aux logique floue type-1. C'est le meilleur outil par rapport au DTC classique pour améliorer le temps de réponse et réduire le flux d'ondes électromagnétiques.

Des résultats de simulation sont présentés pour montrer la robustesse de ces techniques de commande.

Mots clés : MAS, onduleur de tension, DTC, RNA, Logique Floue type-1,



ملخص

تقدم هذه المذكرة التحكم المباشر في عزم الدوران (يعتمد DTC على تقنيات الذكاء الاصطناعي : الشبكات العصبية الاصطناعية و المنطق الضبابي) المطبق على محرك تحريضي.

نقدم في هذه المذكرة دراسة نمذجة MAS التي تسيطر عليها تقنية DTC-RNA, تم تحسين النتائج التي تم الحصول عليها في DTC-RNA من خلال تطبيق تقنية الذكاء الاصطناعي يسمى المنطق الضبابي.

تم تطبيق تقنية الذكاء الاصطناعي على الفصلين الثاني و الثالث, وتم تطبيق عزم الدوران على الشبكات العصبية و المنطق الضبابي من النوع الأول, فهي أفضل أداة مقارنة ب DTC التقليدي من أجل تحسين وقت الاستجابة و تقليل تدفق الموجات الكهرومغناطيسية. يتم عرض نتائج المحاكاة لإظهار متانة تقنيات التحكم.

الكلمات المفتاحية: الآلة اللاتزامنية, عاكس الجهد, التحكم المباشر في عزم الدوران(DTC), الشبكات العصبية الاصطناعية(RNA), المنطق الضبابي من النوع الأول .

Table des matières

Table des matières

Table des matières.....	iii
Liste des Figures.....	v
Nomenclature	vii
Introduction générale	2
Chapitre I. Modélisation et Simulation du moteur à induction.....	4
I.1 Introduction.....	5
I.2 Hypothèses simplificatrices	5
I.3 Modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère triphasé	6
I.3.1 Equations de base.....	7
I.4 Modélisation de la MAS dans le repère biphasé.....	10
I.4.1 Transformation de Park.....	10
I.4.2 Choix de référentiel.....	12
I.6 Onduleur de tension triphasé à MLI	15
I.6.1 Modélisation l'onduleur de tension.....	16
I.6.2 Modulation de largeur d'impulsion.....	18
I.7 Simulation du modèle de la machine asynchrone.....	19
I.7.1 Cas d'une machine sans onduleur	19
I.7.2 Cas d'une machine avec onduleur.....	22
I.8 Conclusion	23
Chapitre II. Commande DTC basée sur les RNA appliquée à la MAS.....	24
1 La commande directe du couple d'une MAS	25
II.1.1 Introduction	25
II.2 Réseaux de neurones artificiels	32
II.2.2 Définition.....	33
II.2.3 Les avantages et inconvénients des réseaux de neurones.....	33
II.2.4 Neurone biologique	34
II.2.5 Neurones formels	35
II.2.6 Architecture des réseaux de neurones	36
II.2.6.1 Les réseaux non bouclés	36
II.2.6.2 Les réseaux bouclés	37
II.2.7 Structures d'interconnexion des réseaux de neurones.....	38
II.2.8 L'apprentissage	38
II.2.8.1 Types d'apprentissage	38
II.2.9 Commande directe du couple par réseaux de neurones	39
II.2.9.1 Principe du contrôleur neuronal	39
II.2.9.2 Commande DTC à base de RNA.....	40

II.2.10 Résultats des simulations	40
II.2.11 Conclusion.....	47
Chapitre III. Commande DTC basée sur la logique floue appliquée à la MAS	49
III.1 Introduction.....	50
III.2 Historique de la logique floue	50
III.3 Principe de la logique floue	51
III.3.1 Définition.....	51
III.3.2 Application de la logique floue.....	52
III.3.3 But de la Commande Floue.....	52
III.3.4 Variables linguistiques.....	52
III.3.5 Ensembles flous	53
III.3.6 Fonctions d'appartenances.....	55
III.3.7 Opérateurs de la logique floue	56
III.4 Structure générale d'un Système Flou.....	58
III.4.1 La structure d'une Commande Floue.....	58
III.4.2 Les avantages et les inconvénients du réglage par logique floue.....	63
III.5 Application de la logique floue à la commande de la MAS	64
III.5.1 Régulateur de type Mamdani	64
III.5.2 Synthèse du régulateur	64
III.5.3 Loi de commande.....	65
III.5.4 Implémentation	65
III.5.5 Commande floue Directe du Couple.....	66
III.6 Résultats de Simulation.....	67
III.7 Etude comparative	74
III.8 Conclusion	79
Conclusion générale.....	80
Conclusion générale.....	81
Références bibliographiques.....	83
Références bibliographiques.....	84
Annexes.....	A-1

Liste des Figures

Figure I.1 – Représentation schématique d’une machine asynchrone.....	6
Figure I.2 – Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente.	10
Figure I.3 – Position de système d’axe.....	15
Figure I.4 – Onduleur triphasé de tension.....	16
Figure I.5 – principe de commande MLI.....	18
Figure I.6 – La stratégie triangle sinusoïdale (MLI).....	19
Figure I.7 – Démarrage à vide du MAS alimenté par une source de tension équilibré.	20
Figure I.8 – caractéristique MAS lors d’une application d’une couple résistant ($C_r=3\text{N.m}$ à $t=1.5$ sec.	21
Figure I.9 – Performances de la MAS alimentée par onduleurs de tension en charge.	23
Figure II.1 – Représentation vectorielle de l’onduleur de tension à deux niveaux.	27
Figure II.2 – Application d’un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique..	28
Figure II.3 – Application d’un vecteur tension statorique qui permet d’augmenter le module du flux statorique..	28
Figure II.4 – Trajectoire du flux statorique..	29
Figure II.5 – Exemple d’évolution de l’extrémité de \varnothing_s	29
Figure II.6 – Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension.....	31
Figure II.7 – Choix du vecteur tension.	32
Figure II.8 – Présentation d’un réseau de neurones biologiques humain	35
Figure II.9 – Modèle de base d’un neurone formel.	35
Figure II. 10 – Présentation des fonctions d’activation les plus utilisées.....	36
Figure II.11 – Réseau non bouclé.....	36
Figure II.12 – Réseau bouclé.....	37
Figure II.13 – Présentation de l’architecture d’un réseau de neurones.....	38
Figure II.14 – Commande directe du couple d’une MAS basé sur les réseaux de neurones. .40	
Figure II.15 – Performances de la MAS avec DTC et réglage neuronale de fonctionne en charge $w_r = 120$ rad/s et instant $t=2\text{s}$ et $C_r = 3\text{N.m}$	43

Figure II.16 – Performances de la MAS avec DTC et réglage neuronale de variation de vitesse $w_r = [120 \text{ à } 80]rad/s$, et instant $t = [t = 2 \text{ et } t = 3]s$ et $C_r = 3N.m$.	46
Figure III.1 – Représentation des variables linguistiques.	53
Figure III.2 – Comparaison d’un ensemble classique et d’un ensemble flou.	53
Figure III.3 – Classification des personnes suivant leurs âges.	54
Figure III.4 – Caractéristiques fonction d'appartenance.	54
Figure III.5 – Formes usuelles des fonctions d’appartenance	55
Figure III.6 – Fonction d’appartenance de l’opérateur « ET ».	56
Figure III.7 – Fonction d’appartenance de l’opérateur « OU ».	56
Figure III.8 – Fonction d’appartenance de l’opérateur NON.	57
Figure III.9 – La structure d’une commande utilise de la logique floue.	58
Figure III.10 – Fuzzification avec cinq fonctions d’appartenance triangulaires.	59
Figure III.11 – Méthode de Défuzzification par valeur maximum.	61
Figure III.12 – Défuzzification par centre de gravité.	62
Figure III.13 – Schéma bloc d’une boucle régulation à contrôleur flou	64
Figure III.14 – Commande directe du couple d’une MAS basé sur la logique floue.	67
Figure III.15 – Performances de la MAS de la DTC avec réglage floue de fonctionne en charge $w_r = 120 \text{ rad/s}$ et instant $t=2s$ et $C_r = 3N.m$.	70
Figure III.16 – Performances de la MAS de la DTC avec réglage de floue de variation de vitesse $w_r = [120 \text{ à } 80]rad/s$, et instant $t = [t = 2 \text{ et } t = 3]s$ et $C_r = 3N.m$	73
Tableau III.1 – La table d’inférence du régulateur flou	67

Glossaire

MAS	Machine Asynchrone
DTC	Commande Directe du Couple
MLI	Modulation de Largeur d’Impulsion
RNA	Réseau de Neurone Artificiel
DTFC	Commande floue Directe du Couple
RLF	Régulateur logique flou

Nomenclature

- V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions de phases statoriques.
 V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Tensions de phases rotoriques.
 I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : Courants statoriques.
 I_{ra}, I_{rb}, I_{rc} : Courants rotoriques.
 a, b, c : Indices des trois phases a, b et c
 s, r : Indices au stator et rotor.
 V_{sd}, V_{sq} : Tension statorique selon l'axe d et q
 V_{rd}, V_{rq} : Tension rotorique selon l'axe d et q
 I_{sd}, I_{sq} : Courants statoriques longitudinal et en quadrature.
 I_{rd}, I_{rq} : Courants rotoriques direct et transversal.
 $\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Flux statoriques.
 $\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Flux rotoriques.
 Φ_{rd}, Φ_{rq} : Flux rotoriques direct et en quadrature.
 R_s, L_s : Résistance et Inductance d'une phase statorique.
 R_r, L_r : Résistance et Inductance d'une phase rotorique.
 l_s : Inductance propre d'une phase statorique.
 l_r : Inductance propre d'une phase rotoriques.
 m_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.
 m_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
 M_{sr} : Inductance mutuelle stator -rotor.
 M_{rs} : Inductance mutuelle rotor-stator.

Introduction générale

Introduction générale

Les machines électriques sont de plus en plus présentes tant dans notre quotidien en terme d'utilisation domestique que dans un très grand nombre des procédés industriels ; mais également dans la manutention, les services de tractions électriques (trains, tramways, véhicules électriques, navires, etc...), génération d'énergie électrique ainsi qu'à tous les domaines de l'industrie et de l'aérospatiale [01].

Les machines asynchrones sont utilisées beaucoup plus en moteur, et les machines synchrones en générateur. Cependant durant ces dernières années, les recherches dans le domaine des énergies renouvelables ont conduit à l'introduction des machines asynchrones comme générateur, pour leurs avantages, notamment en ce qui concerne l'absence du collecteur mécanique [02].

Les avancées technologiques de l'électronique de puissance et de la micro-électronique ont rendu les machines électriques faciles à commander et ont encore élargi leur champ d'utilisation. De façon générale, H.Toliat confirme dans [03] que les machines polyphasées peuvent présenter un meilleur couple massique que celui des machines triphasées à forces électromotrices sinusoïdales.

Depuis les années premières de l'industrialisation, les chercheurs ont constaté le besoin de commander les machines électriques à des vitesses variables, Car les entraînements électriques exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue, et un coût réduit. Au 19^{ème} siècle, ce problème à été résolu progressivement avec les moteurs à courant continu, dont on peut modifier la vitesse de rotation de zéro '0' à la vitesse maximale, et ceci en agissant sur la tension d'induit en gardant le flux d'induction constant. Cependant, la présence du système balais collecteur les pénalise : ces machines ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur [04].

Ces contraintes ont donc réorienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones. Celles ci ont en effet de nombreux avantages: coût de fabrication réduit, construction relativement simple, support des surcharges, vitesse de rotation plus élevée et n'exigent pas d'entretien permanent. L'inconvénient de cette catégorie de machines réside dans la complexité de leur fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multi-variables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande [05].

Les travaux présentés dans notre mémoire consistent à la commande de la machine asynchrone (MAS) par les techniques intelligentes, plusieurs commandes développées tel que

; commande directe du couple (DTC) du(MAS) basée sur les réseaux de neurone artificiels (RNA) et commande directe du couple (DTC) du(MAS) basée sur la logique de floue.

Pour cela, notre manuscrit est organisé en trois chapitres :

- **Le premier chapitre**, a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension triphasé sinusoïdale en utilisant la transformation triphasé-biphasé de Park. En décrivant son modèle d'état et notamment les expressions donnant le couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la machine, puis de l'alimentation de la MAS présentée par onduleur de tension à commande MLI qui fait aussi l'objet d'étude dans ce même chapitre.
- **Le deuxième chapitre**, sera consacré au développement d'une technique basée sur les Réseaux Neurones Artificiels (RNA) pour améliorer les performances de la commande directe du couple DTC. Cette méthode consiste à remplacer le régulateur de vitesse PI et la table de commutation appliquée aux DTC classique de la machine asynchrone par des contrôleurs neuronaux. Donc, une stratégie intelligente de contrôle (DTC-RNA) sera présentée et évaluée par simulation.
- **Le troisième chapitre**, fait l'objet d'une présentation générale sur la logique de floue la commande par la logique floue suscite actuellement un intérêt général de la part des chercheurs, des ingénieurs et des industriels, vu que la logique floue est une technique de traitement de connaissances imprécises basées, sur des termes linguistiques; et un moyen de convertir une commande linguistique basée sur le raisonnement humain, en une commande automatique, permettant ainsi la commande des systèmes complexes dont les informations sont exprimées d'une façon vague et mal définie

On clôturera ce mémoire par une conclusion générale dans laquelle sont valorisés les différents développements effectués. Des perspectives pour ce travail sont également envisagées.

Chapitre I. Modélisation et Simulation du moteur à induction

Chapitre I.

Modélisation et Simulation du moteur à induction

I.1 Introduction

La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable, elle consiste à trouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur machine-commande d'une façon, à la fois synthétique et claire, très proche des représentations par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette représentation est une étape intéressante pour calculer certaines commandes, [2].

Ainsi, l'élaboration du modèle mathématique, sous forme dynamique, de la machine asynchrone est nécessaire pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner, généralement, les opérations de démarrage, de freinage et de variation de charge, ... etc, [2]. Ce chapitre traitera la modélisation de la machine asynchrone, basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement appelés (d, q), ensuite celle de bus continu, après celle du convertisseur commandé en M.L.I et enfin on termine par donner les résultats de simulation et leur interprétations.

I.2 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes, [3], [1], [4] :

- ✓ entrefer constant, effet des encoches négligeables ;
- ✓ Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- ✓ Circuit magnétique non saturé et parfaitement feuilleté ;
- ✓ Pertes ferromagnétiques négligeables ;
- ✓ L'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte ;
- ✓ La répartition de l'induction, le long de l'entrefer, soit sinusoïdale.

I.3 Modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère triphasé

Sous les hypothèses simplificatrices, la machine asynchrone triphasée est représentée schématiquement par la figure. I.1. Elle est munie de six enroulements:

- Le stator de la machine est formé de trois enroulements identiques décalés entre elles de $\frac{2\pi}{3}rad$ dans l'espace traversés par trois courants variables et soit en avance soit en retard par rapport au rotor par un angle θ ,
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace entre elles de $\frac{2\pi}{3}rad$ et soit en avance soit en retard par rapport au stator par un angle θ , ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

On différencie les vecteurs statoriques par l'indice `s` et les vecteurs rotoriques par l'indice `r`.

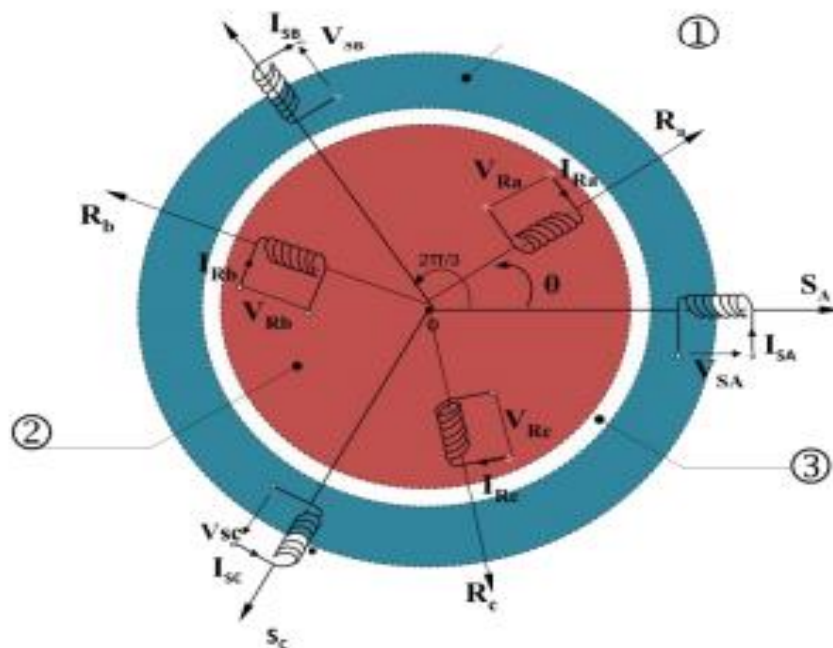


Figure I.1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone.

1. Partie fixe : Stator.
2. Partie mobile : Rotor.
3. Entrefer constant.

θ : est un angle électrique variable en fonction du temps définie la position de la phase (a) du rotor par rapport au phase (a) du stator (dans notre cas le rotor est en avance par rapport au stator).

I.3.1 Equations de base

Pour une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor (Figure I.1) trois types des équations traduisent le comportement de la machine qui est :

- **Equations électriques**

Les équations des tensions statorique et rotorique de la machine asynchrone sont:

Pour le stator:

$$\begin{cases} V_{sa} = R_{sa} \cdot I_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_{sb} \cdot I_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_{sc} \cdot I_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (I.1)$$

Pour le rotor:

$$\begin{cases} 0 = R_{ra} \cdot I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ 0 = R_{rb} \cdot I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ 0 = R_{rc} \cdot I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (I.2)$$

La forme matricielle

On peut réécrire (I.1), (I.2) sous une forme matricielle comme suit:

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [V_r] = 0 = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \quad (I.3)$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^T \text{ Vecteur de tension statorique}$$

$$[V_r] = [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^T \text{ Vecteur de tension rotorique}$$

$[I_s] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T$ Vecteur du courant statorique

$[I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T$ Vecteur du courant rotorique

Les deux matrices des résistances statoriques et rotoriques sont:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

• Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielles comme suit:

Pour le stator:

$$[\Phi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (I.5)$$

Pour le rotor:

$$[\Phi_r] = [L_r] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \quad (I.6)$$

Avec:

$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^T$ Vecteur de flux statorique

$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T$ Vecteur de flux rotorique

Les matrices d'inductances s'écrivent :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Où:

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_{max} : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor

On obtient finalement le modèle asynchrone triphasé:

Pour le stator :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_s] \cdot \frac{d}{dt} \{[I_s]\} + [M_{sr}] \cdot \frac{d}{dt} \{[I_r]\} \quad (\text{I. 9})$$

Pour le rotor :

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_r] \cdot \frac{d}{dt} \{[I_r]\} + [M_{rs}] \cdot \frac{d}{dt} \{[I_s]\} \quad (\text{I. 10})$$

• Équation mécanique

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [46] :

$$C_{em} = p [I_s]^T \frac{d}{dt} [M_{rs}] [I_r] \quad (\text{I. 11})$$

L'équation du mouvement de la machine est :

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

Avec :

J : Le moment d'inertie de la machine.

C_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant (couple de la charge).

C_f : Le coefficient de frottement.

I.4 Modélisation de la MAS dans le repère biphasé

I.4.1 Transformation de Park

L'objectif de transformation de Park permet le passage d'un système triphasé (abc) vers un système diphasé (biphasé). Il s'agit de remplacer le rotor tournant par un rotor fictif équivalent à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantané. En outre, cette transformation est applicable aux courants, tensions et flux. [48], [49]

- Direct selon l'axe (d).
- Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- Homopolaire (o)

La figure (I.2).montre le passage du système triphasé au système diphasé de deux bobines

à $\frac{\pi}{2}$ rad.

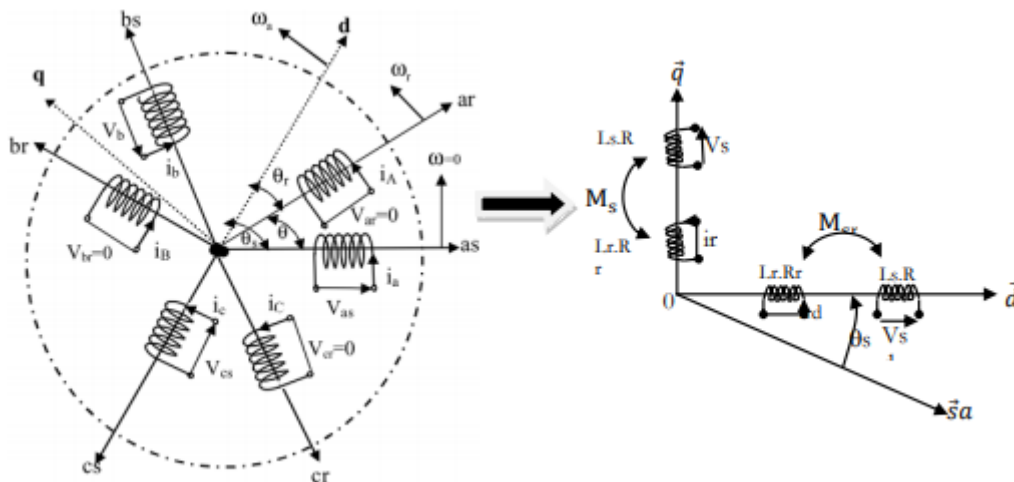


Figure I.2 : Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente.

La matrice de passage du système triphasé-biphasé $P(\theta)$ est donné par :

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

et la matrice inverse :

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

La transformation de Park sera appliquée aux courants, aux tensions et aux flux de la machine.

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

$$\begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{bmatrix} = P(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = P^{-1}(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{bmatrix}$$

x : représente une tension ou courant ou un flux.

x_0 : est la composante homopolaire.

θ : L'angle de la transformation de Park ou angle de Park et dépendre des grandeurs transformés (rotorique ou statorique).

Avec:

- ($\theta = \theta_s$) s pour la transformation des grandeurs statorique.
- ($\theta = \theta_r$) r pour la transformation des grandeurs rotorique
- La valeur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une conservation de puissance électrique instantanée.

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (I. 5) et (I. 6) , et magnétiques(I. 7)et(I. 8) permet d'obtenir les équations suivantes:

- **Equations électriques.** [49], [69]

$$\begin{cases} v_{us} = R_s \cdot i_{us} + \frac{d}{dt} \Phi_{us} - \omega_a \cdot \Phi_{vs} \\ v_{vs} = R_s \cdot i_{vs} + \frac{d}{dt} \Phi_{vs} + \omega_a \cdot \Phi_{us} \\ v_{ur} = R_r \cdot i_{ur} + \frac{d}{dt} \Phi_{ur} - (\omega_a - \omega_r) \cdot \Phi_{vr} \\ v_{vr} = R_r \cdot i_{vr} + \frac{d}{dt} \Phi_{vr} + (\omega_a - \omega_r) \cdot \Phi_{ur} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

- **Equations magnétiques**

$$\begin{cases} \Phi_{us} = L_s \cdot i_{us} + M \cdot i_{ur} \\ \Phi_{vs} = L_s \cdot i_{vs} + M \cdot i_{vr} \\ \Phi_{ur} = L_r \cdot i_{ur} + M \cdot i_{us} \\ \Phi_{vr} = L_r \cdot i_{vr} + M \cdot i_{vs} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

- **Equation mécanique**

Une expression du couple électromagnétique exprimé à partir des différents grandeurs exprimées donnée par :

$$C_e = P \cdot (\Phi_{us} \cdot i_{vs} - \Phi_{vs} \cdot i_{us}) \quad (\text{I.15})$$

L'équation mécanique d'un moteur s'écrit :

$$J \cdot \frac{d}{dt} \Omega_r + f \cdot \Omega_r = C_e - C_r \quad (\text{I.16})$$

I.4.2 Choix de référentiel

Selon le repère où on se réfère, la position des deux axes (u,v) peut être située selon [47] [48]:

- référentiel immobile par rapport au stator ($\omega_a = 0$), d'axes (α, β) ,
- référentiel lié au champs tournant ($\omega_a = \omega_s$), d'axes (d, q) ,
- référentiel lié au rotor ($\omega_a = \omega_r$), d'axes (x, y) .

I.4.2.1 Les équations de la machine dans le repère (α, β)

Dans le repère (α, β) , la vitesse de rotation des axes est nulle ($\omega_a = 0$), on obtient la transformation de Clarke $[T]$. [69], [70] [71]

tel que :

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad T^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

La transformation de Clarke sera appliquée aux courants, aux tensions et aux flux de la machine.

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

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_c \end{bmatrix}$$

Dans ($\omega_a = 0$) les équations (I.1) et (I.2) s'écrivent :

- Equations électriques

$$\begin{cases} v_{\alpha s} = R_s \cdot i_{\alpha s} + \frac{d}{dt} \Phi_{\alpha s} \\ v_{\beta s} = R_s \cdot i_{\beta s} + \frac{d}{dt} \Phi_{\beta s} \\ v_{\alpha r} = R_r \cdot i_{\alpha r} + \frac{d}{dt} \Phi_{\alpha r} + \omega_r \cdot \Phi_{\beta r} \\ v_{\beta r} = R_r \cdot i_{\beta r} + \frac{d}{dt} \Phi_{\beta r} - \omega_r \cdot \Phi_{\alpha r} \end{cases} \quad (I.17)$$

- **Equations magnétiques**

$$\begin{cases} \Phi_{\alpha s} = L_s \cdot i_{\alpha s} + M \cdot i_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta s} = L_s \cdot i_{\beta s} + M \cdot i_{\beta r} \\ \Phi_{\alpha r} = L_r \cdot i_{\alpha r} + M \cdot i_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta r} = L_r \cdot i_{\beta r} + M \cdot i_{\beta s} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

$L_s = L_s - M_s$: Inductance cyclique propre statorique.

$L_r = L_r - M_r$: Inductance cyclique propre rotorique.

$M = \frac{2}{3} \cdot M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique inter stator et rotor.

- **Expression du Couple électromagnétique**

Dans le repère (α, β) l'équation de couple s'écrit :

$$C_e = P \cdot (\Phi_{\alpha s} \cdot i_{\beta s} - \Phi_{\beta s} \cdot i_{\alpha s}) \quad (\text{I.19})$$

I.4.2.2 Les équations de la machine dans le repère (d, q)

Dans $(\omega_a = \omega_s)$ les équations (I.1) et (I.2) s'écrivent :

- **Equations électriques**

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \Phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

- **Equations magnétiques:**

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

I.5 Passage Clarke-Park

Ce passage permet de transformer un système biphasé d'axes (α, β) en un système biphasé équivalent d'axes (d, q) Figure (I.3).

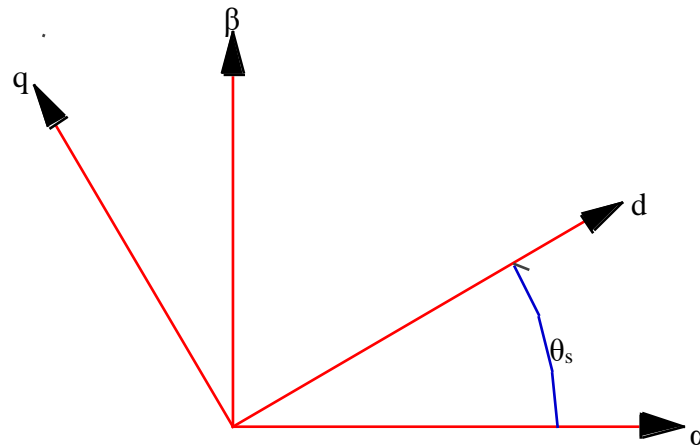


Figure I.3 : Position de système d'axe

La matrice de passage d'angle $(-\theta_s)$ est donnée par :

$$\text{Rot}(-\theta_s) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix}, \quad \text{Rot}^{-1}(\theta_s) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix}$$

Le passage Clarke-Park sera appliqué aux courants, aux tensions et aux flux de la machine.

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

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \text{Rot}(-\theta_s) \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \text{Rot}^{-1}(-\theta_s) \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix}$$

I.6 Onduleur de tension triphasé à MLI

L'onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternatif, sa source d'entrée du type source de tension, et en sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude de la tension avec sa fréquence.

I.6.1 Modélisation l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. La figure (I.4) montre le schéma d'un onduleur triphasé alimentant la machine asynchrone [69-70] :

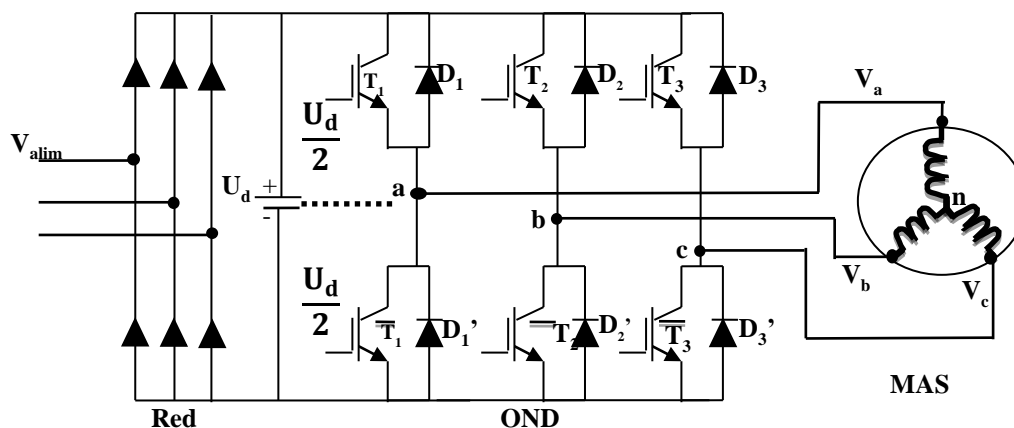


Figure Error! Use the Home tab to apply T1-styleMISE to the text that you want to appear here..4 : Onduleur triphasé de tension.

Le principe de fonctionnement, très classique, est le suivant:

Un pont de diodes transforme la tension alternative triphasée du réseau en une tension continue filtrée par des condensateurs ;

Alimenté par cette tension continue, le pont onduleur à transistors génère un système triphasé de tensions alternatives d'amplitude et de fréquence variables ;

La tension de sortie est constituée d'impulsion de largeur variable et leur nombre varie en fonction de la fréquence.

Pour simplifier le modèle de l'onduleur, on suppose que la commutation des interrupteurs est instantanée. L'onduleur triphasé est composé de six transistors shuntés ($T_1, \bar{T}_1, T_2, \bar{T}_2, T_3, \bar{T}_3$) avec six diodes ($D_1 D'_1 ; D_2 D'_2 ; D_3 D'_3$) de récupération qui permettent de renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage mis à l'entrée de l'onduleur.

Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

si: $T_{1,2,3} = 1$:Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermée.

si: $T_{1,2,3} = 0$: Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

Pour les tensions simples on a :

$$\begin{cases} V_{an} = T_a U_d - \frac{U_d}{2} \\ V_{bn} = T_b U_d - \frac{U_d}{2} \\ V_{cn} = T_c U_d - \frac{U_d}{2} \end{cases} \quad (I.22)$$

Pour la tension composée :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{a0} - u_{b0} \\ u_{bc} = u_{b0} - u_{c0} \\ u_{ca} = u_{c0} - u_{a0} \end{cases} \quad (I.23)$$

Où :

u_{a0} , u_{b0} et u_{c0} Peuvent être considérées comme de tensions d'entrée à l'onduleur (tension continues).

Soit « n » l'indice du point neutre du côté alternatif on a :

$$\begin{cases} u_{a0} = u_{an} + u_{n0} \\ u_{b0} = u_{bn} + u_{n0} \\ u_{c0} = u_{cn} + u_{n0} \end{cases} \quad (I.24)$$

Où : u_{an} , u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la machine et u_{n0} est la fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge équilibrée et le neutre isolé alors :

$$u_{a0} + u_{b0} + u_{c0} = 0 \quad (I.25)$$

La substitution de (I.24) dans (I.25) aboutit à :

$$u_{n0} = \frac{1}{3}(u_{a0} + u_{b0} + u_{c0}) \quad (I.26)$$

En remplaçant (I.26) dans (I.24), on obtient :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{a0} + \frac{2}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} + \frac{2}{3}u_{c0} \end{cases} \quad (I.27)$$

On utilise les variables booléennes de l'état des interrupteurs on a :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{u_d}{3} (2T_a - T_b - T_c) \\ u_{bn} = \frac{u_d}{3} (-T_a + 2T_b - T_c) \\ u_{cn} = \frac{u_d}{3} (-T_a - T_b + 2T_c) \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

On écrit (I.28) sous forme matricielle comme suite :

$$\begin{bmatrix} u_{cn} \\ u_{bn} \\ u_{an} \end{bmatrix} = \frac{u_d}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

I.6.2 Modulation de largeur d'impulsion

La modulation en largeur d'impulsion (MLI) est une technique de pilotage pour les convertisseurs statiques servant d'interface entre une charge (machine électrique,...) et son dispositif d'alimentation (onduleur triphasé,...).

L'objectif principal de cette technique est de régler l'amplitude et la fréquence du terme fondamental et de rejeter les harmoniques indésirables générées par une ondulation « plein onde » vers les fréquences élevées, leurs amplitudes devenant alors négligeables [69,70].

Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI (figure I.5) :

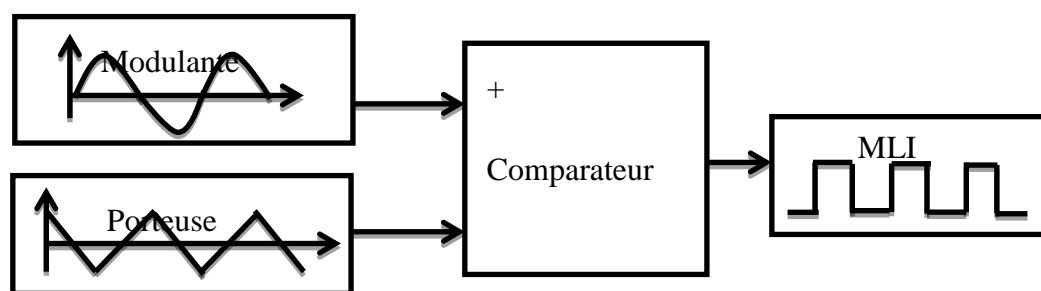


Figure I.5: principe de commande MLI.

La MLI Sinus-Triangle utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence f , appelée modulante, et un signal triangulaire de haute fréquence f_p , appelée la porteuse.

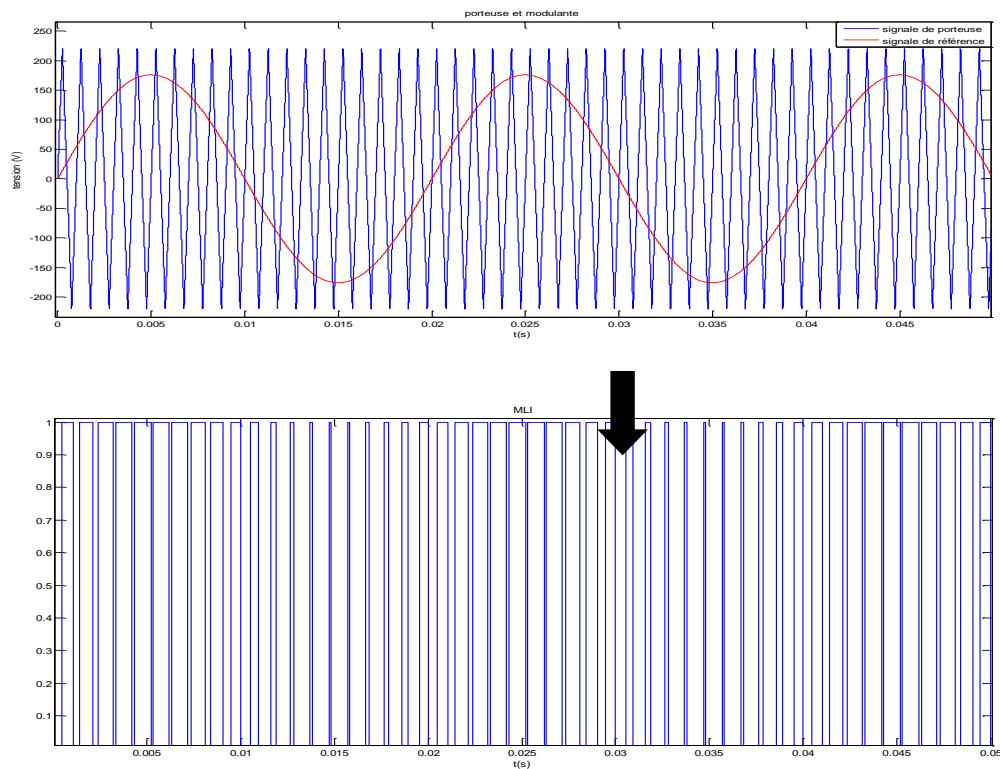


Figure I.6 : La stratégie triangulo-sinusoidale (MLI).

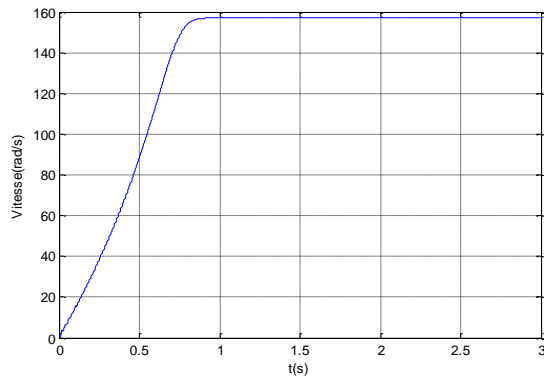
I.7 Simulation du modèle de la machine asynchrone

Nous pouvons aborder la simulation de celle-ci en utilisant MATLAB/SIMILINK. La simulation est effectuée dans différentes conditions de fonctionnement de la machine. Les paramètres de la machine asynchrone utilisée sont donnés à l'Annexe 1.

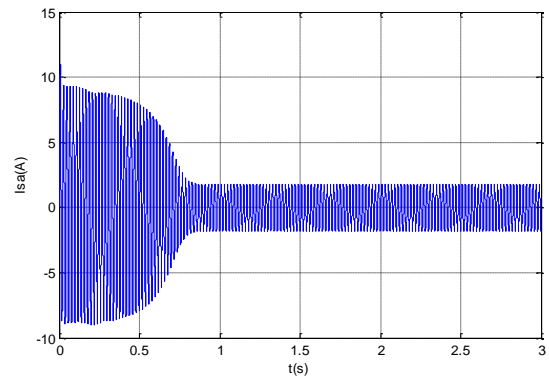
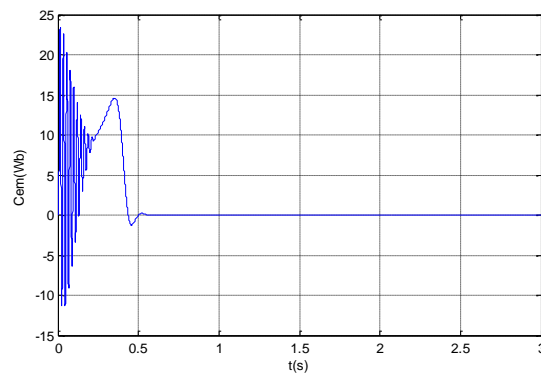
I.7.1 Cas d'une machine sans onduleur

a) Fonctionnement à vide

La figure (Fig.I.7) présente les performances de la machine asynchrone lors du démarrage à vide. ($C_r = 0$).



La vitesse (rad/s)

Le courant statorique I_{sa} (A)

Le couple électromagnétique.

Figures 1.7 : Démarrage à vide du MAS alimenté par une source de tension équilibré.

➤ Interprétations des résultats

D'après la Figure(1.7) on constate que:

✓ Pour la vitesse

Au démarrage et dans temps étroit la vitesse présente une oscillation inclinée suivie par un accroissement presque linéaire jusqu'à la valeur de synchronisme, cette variation instantanée dépend de la caractéristique du moteur choisi.

➤ Pour le courant statorique

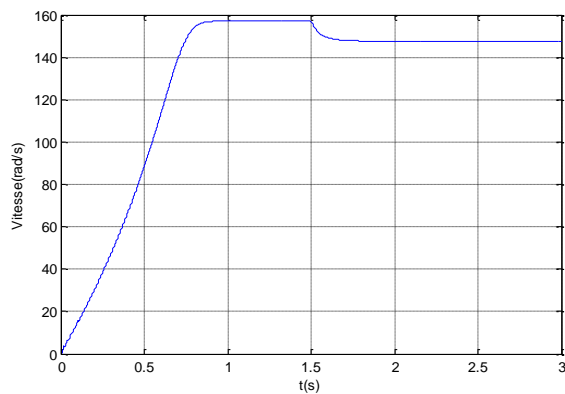
Au démarrage le courant prend une valeur grande 6 fois plus que la valeur nominale. Le courant oscille autour de zéro jusqu'à l'instant où il prend sa valeur permanente.

➤ *Pour le couple électromagnétique*

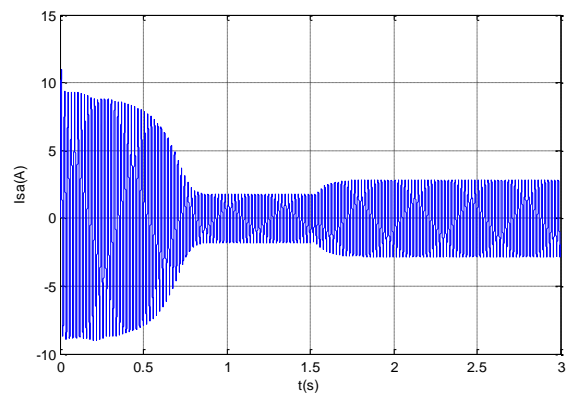
La croissance de la vitesse au démarrage indique la présence d'un fort couple électromagnétique ce dernier oscille de manière décroissante jusqu'à une valeur qui compense les frottements.

b) Fonctionnement en charge

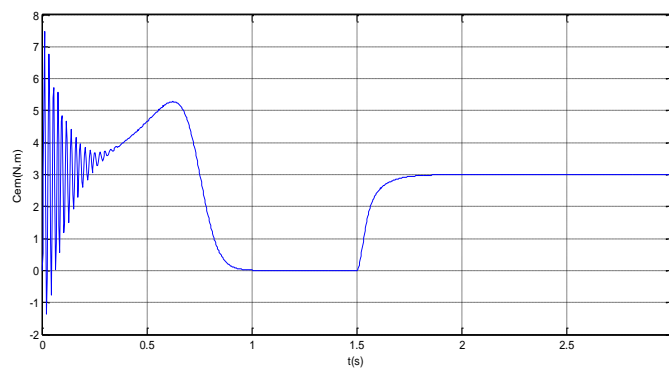
La figure (Fig.I.8) représente l'évolution des caractéristiques de la MAS lors d'un fonctionnement en charge. ($C_r = 3 \text{ N.m}$ et $t = 1.5 \text{ sec}$).



La vitesse (rad/s)



Le courant statorique I_{sa} (A)



Le couple électromagnétique

Figure1.8: caractéristique MAS lors d'une application d'une couple résistant ($C_r=3\text{N.m}$ à $t=1.5 \text{ sec}$).

▪ Interprétations des résultats

➤ Pour la vitesse

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. La vitesse rotorique s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

A l'instant $t=1.5$ sec, l'application de la charge nominale se poursuit d'une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement.

➤ Pour le courant statorique

Le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro.

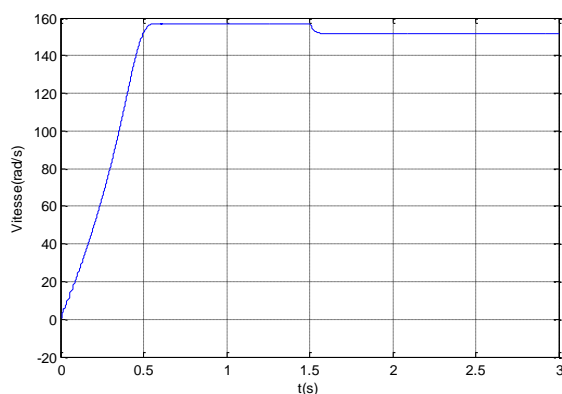
A l'instant $t= 1.5$ sec, nous constatons que le courant statorique évolue suivant la charge appliquée à l'arbre du moteur.

➤ Pour le couple électromagnétique

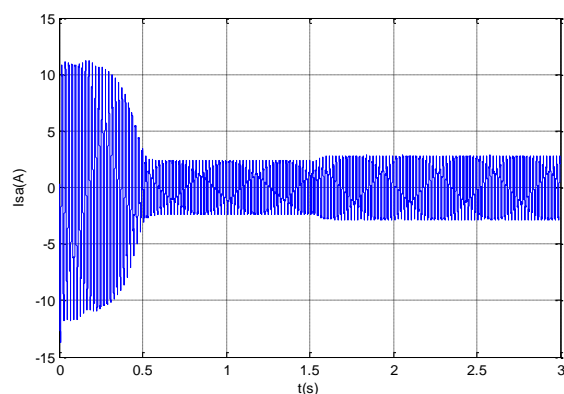
La courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante; puis autour de zéro le couple tend vers zéro.

I.7.2 Cas d'une machine avec onduleur

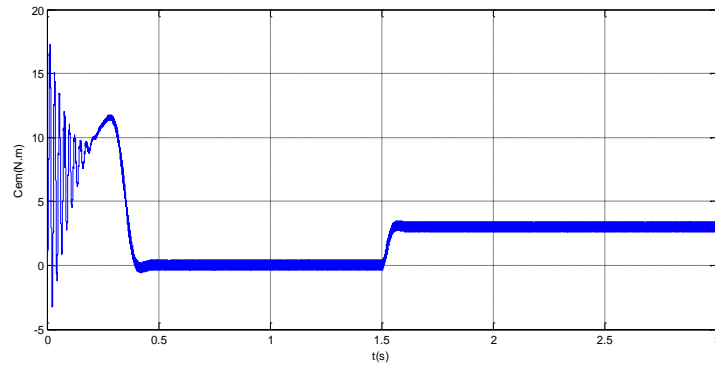
La figure (Fig.I.9) représente l'évolution des caractéristiques de la MAS lors d'un fonctionnement en charge. ($C_r = 3$ N. m et $t = 1.5$ sec).



La vitesse (rad/s)



Le courant statorique I_{sa} (A)



Le couple électromagnétique

Figure 1.9 – Performances de la MAS alimentée par onduleurs de tension en charge.

▪ Interprétations des résultats

Les résultats de simulation sont similaires aux résultats de figure 1.9, en termes de valeurs des différentes grandeurs (courant en charge, couple et vitesse en régime établi etc.), mais avec la présence d'harmoniques au niveau du courant i_{a5} , du couple électromagnétique

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé le moteur à induction en utilisant la transformation de Park, de même que la modélisation de l'alimentation présentée par onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la stratégie de Modulation de Largeur d'impulsion (MLI). Les résultats de simulation numérique par le logiciel MATLAB/SIMULINK montrent la nécessité de régler la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée, ce pour cela donne le chapitre suivant présent la commande directe du couple basée sur réseaux de neurones.

**Chapitre II. Commande DTC basée sur les RNA
appliquée à la MAS**

Chapitre II.

Commande DTC basée sur les RNA appliquée à la MAS

1 La commande directe du couple d'une MAS

II.1.1 Introduction

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control 'DTC') a été introduite par monsieur 'TAKAHASHI' au milieu des années 80 [29]-[27]. Récemment, cette technique est la plus utilisée dans l'industrie et a dépassé parfaitement d'autres types de commande, et particulièrement, la commande par orientation de flux (Field Oriented Control 'FOC'), car cette technique présente un inconvénient majeur lié avec la forte sensibilité aux variations dans les paramètres essentielles dans les machines asynchrones triphasées.

La commande DTC consiste à calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures de courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques, en même temps, cette commande assure un découplage naturel entre le flux et le couple et son schéma synoptique a une structure simple. Car en absence de boucles de contrôle des courants, la transformation de Park et le block de calcul de la modulation de tension MLI rend la réalisation de la commande DTC plus faisable que la commande par orientation de flux rotorique.

Aussi, cette technique offre, des avantages déjà bien connus par rapport aux autres techniques classiques présentés par points suivants [28] :

- N'exige qu'un seul régulateur, qui représente la régulation de vitesse.
- Le contrôle par hystérésis dépend à la fréquence de commutation de l'onduleur.
- Une grande robustesse contre la variation des paramètres de la machine.

II.1.2 Principe de la commande directe du couple

La commande directe du couple dont le nom est dérivé par le fait que, sur la base des erreurs entre les valeurs de références et celles estimées du couple et du flux, il est possible de commander directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs dans les limites de la bande de régulateurs à hystérésis prédéterminée [52] 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 à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Pour choisir le vecteur de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux statorique [53]. La suppression de l'étage MLI est la principale caractéristique dans une commande DTC. Ainsi la génération des commandes de l'onduleur se fait de façon directe sans l'intermédiaire de cet étage. Deux contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux assurent la régulation séparée de ces deux grandeurs. [54] Dans une commande « DTC », il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [55]:

- 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.1.3 Fonctionnement et séquences d'un onduleur

En appliquant la transformation de Park, aux tensions phase-neutre, on obtient dans le repère fixe diphasé le vecteur de tension en fonction de chaque niveau de phase.

$$V_S = V_{S\alpha} + jV_{S\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left[S_1 + S_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_3 e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] \quad (\text{II.1})$$

On désigne par séquence de niveau de phase chaque combinaison des variables S_1 , S_2 , S_3 donnant un élément de l'ensemble (S_1, S_2, S_3) ces variables sont de nature binaire ; il y a au total huit séquence de niveau de phase différent.

L'ensemble des vecteurs des tensions délivrées par un onduleur à 2-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentés dans la figure (II.1).

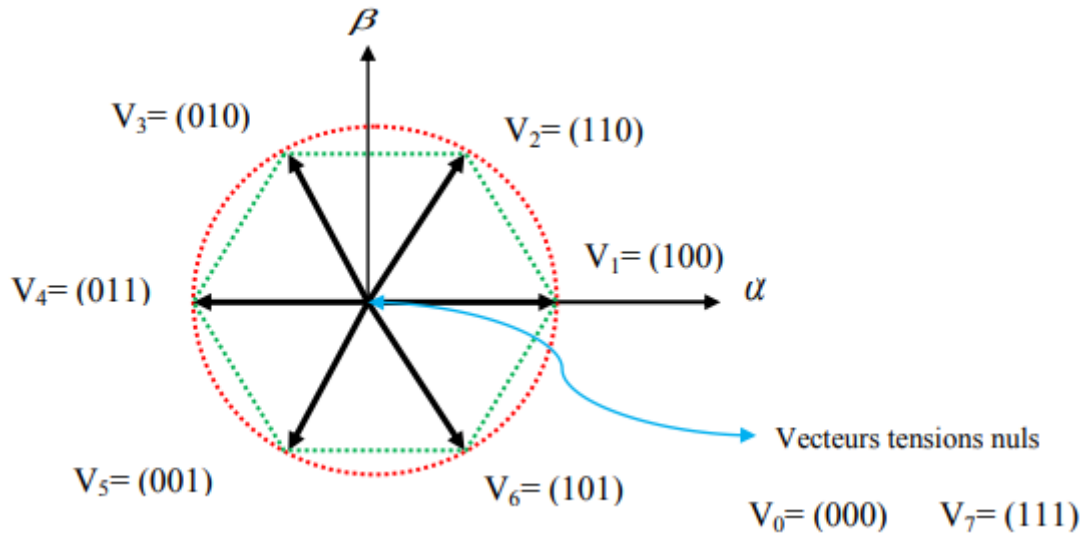


Figure II.1. Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.

II.1.4 Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique

II.1.4.1 Contrôle du flux statorique

L'expression de flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante [56] :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad (\text{II. 2})$$

Le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante:

$$\bar{\phi}_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s t - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II. 3})$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur de tension sélectionné est toujours le même, d'où on peut écrire [59] :

$$\bar{\phi}_s(t) = \bar{\phi}_s(0) + \bar{V}_s t - \int_0^t R_s \bar{I}_s dt \quad (\text{II. 4})$$

En négligeant le terme résistif, ce qui est une approximation raisonnable aux moyennes et hautes vitesses, la variation du vecteur flux statorique issue de l'application d'un vecteur \bar{V}_s à la machine durant un temps court, $\Delta T = t_2 - t_1$, est donnée par [57] :

$$\bar{\phi}_s(t_2) \approx \bar{\phi}_s(t_1) + \bar{V}_s \Delta T \rightarrow \Delta \bar{\phi}_s = \bar{\phi}_s(t_2) - \bar{\phi}_s(t_1) \approx \bar{V}_s \Delta T \quad (\text{II. 5})$$

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur de tension imposé par l'onduleur de tension à la machine (Figure II.2) [58].

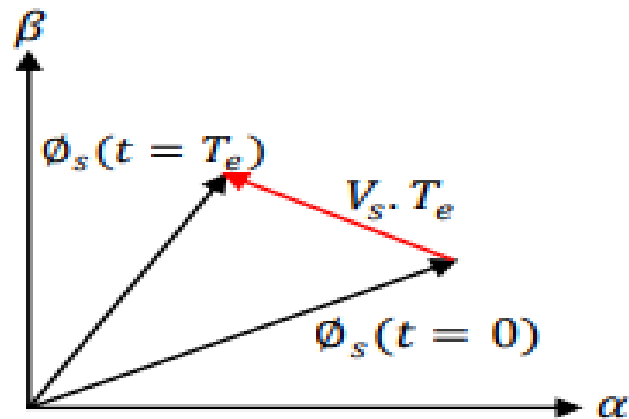


Figure II.2. Application d'un vecteur de tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.

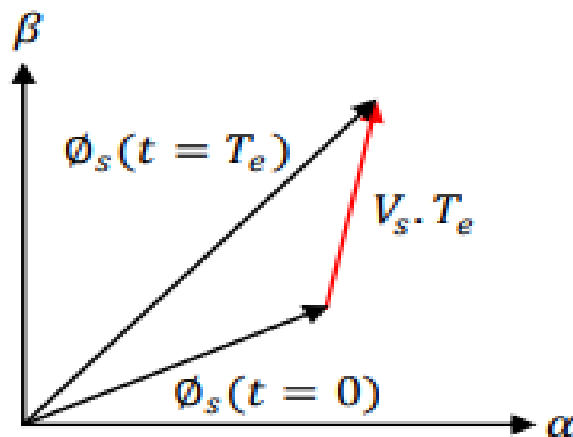


Figure II.3. Application d'un vecteur de tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs de tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur de tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (Figure II.2) et (Figure II.3). Ainsi, selon le choix du vecteur de tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage T_e , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la figure (Figure II.4) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence [60].

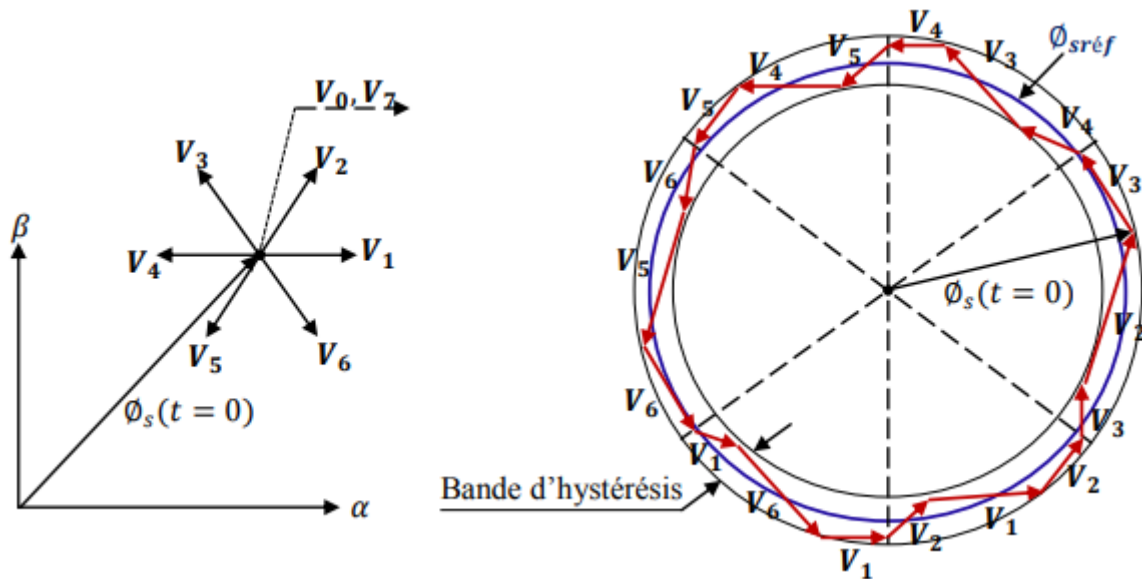


Figure II.4. Trajectoire du flux statorique.

La composante tangentielle du vecteur de tension appliquée a pour effet de contrôler le couple, alors que la composante radiale agit sur l'amplitude du flux $\overline{\phi}_s$ (Figure II.5) [61].

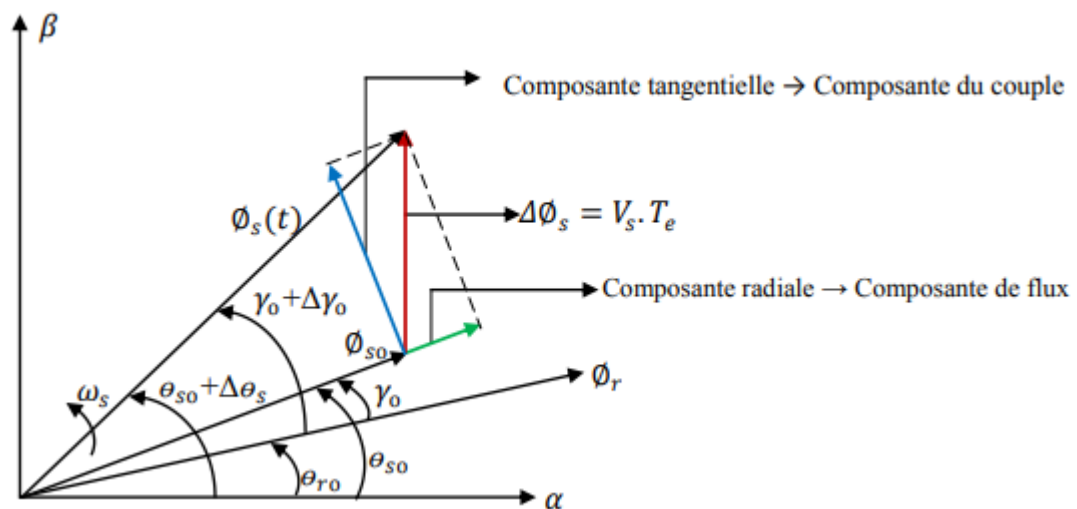


Figure II.5. Exemple d'évolution de l'extrémité de ϕ_s .

Effectivement, la composante tangentielle a pour effet d'accélérer (ou de ralentir) le vecteur $\overline{\phi}_s$ par rapport au vecteur flux rotorique $\overline{\phi}_r$, augmentant (ou diminuant) ainsi l'écart angulaire entre ces deux vecteurs. Ceci a pour conséquence de faire varier, dans un sens ou dans un autre, l'amplitude du couple électromagnétique à amplitude de flux statorique pratiquement constante. Il est clair que la composante radiale n'a d'effet que sur l'amplitude du flux statorique [61].

II.1.4.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [53-55-62] :

$$C_{em} = K_c (\overline{\Phi}_s \times \overline{\Phi}_r) \quad (\text{II. 6})$$

K_c : est une constante dépendant des paramètres de la machine.

$$K_c = \frac{3pM_{sr}}{2(\sigma \cdot L_s \cdot L_r)} \quad (\text{II. 7})$$

$\overline{\Phi}_r$: est le vecteur de flux rotorique.

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

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme complexe suivante :

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_s = [\Phi_s, \Phi_s] = \Phi_s \cdot e^{j\theta_s} \\ \overline{\Phi}_r = [\Phi_r, \Phi_r] = \Phi_r \cdot e^{j\theta_r} \end{cases} \quad (\text{II. 8})$$

Où Φ_s et Φ_r : sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant t_0 .

$$\begin{cases} \|\Phi_s\| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \\ \tan \theta_s = \text{arctg} \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{II. 9})$$

Le couple peut être exprimé de la manière suivante :

$$C_{em} = K_c \|\overline{\Phi}_s\| \cdot \|\overline{\Phi}_r\| \sin(\gamma_0) \quad (\text{II. 10})$$

Avec : $\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0}$

Où γ_0 est l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique. Sachant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis, on peut supposer qu'il suit sa référence, l'expression (II -10) devient :

$$C_{em} = K_c \Phi_{sref} \cdot \Phi_r \sin(\gamma) \quad (\text{II. 11})$$

Lorsque le flux est établi dans la machine on peut considérer, en négligeant les ondulations dues au découpage du convertisseur par rapport aux termes fondamentaux, que les modules des vecteurs flux statorique et rotorique sont approximativement constants [62]. L'équation (II -11) permet donc de conclure que la manière la plus efficace de faire varier le couple électromagnétique

à l'échelle de la période d'échantillonnage est d'agir sur l'angle γ , entre les vecteurs flux statorique et rotorique (Figure II.6).

Afin d'augmenter rapidement l'angle γ et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif. En (Figure II.6), on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur de tension ayant une forte

composante en quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur de tension ayant une forte composante en quadrature retard [62].

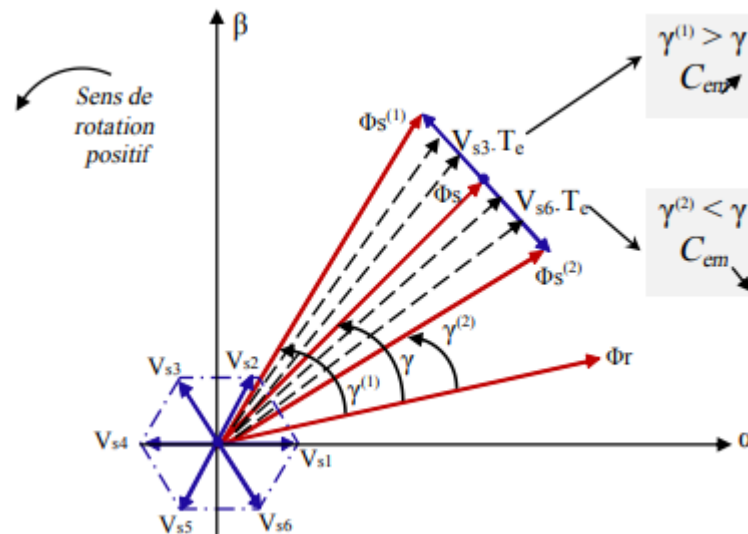


Figure II.6. Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs de tension.

II.1.5 Choix du vecteur de tension

Le choix du vecteur de tension \vec{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\overline{\phi}_s$, de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de $\overline{\phi}_s$ dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [53-56].

Cependant leurs composantes respectives de couple (composante transversale) ne sont pas très significatives [52-54-57]. On préfère alors utiliser les quatre autres vecteurs de tension qui permettent d'agir sur les deux grandeurs simultanément. La sélection de ces vecteurs s'effectue donc comme suit [56-60]:

- Si \overline{V}_{i+1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si \overline{V}_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si \overline{V}_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si \overline{V}_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si \overline{V}_0 ou \overline{V}_7 est sélectionné alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

Le niveau d'efficacité des vecteurs des tensions appliquées dépend de la position du vecteur flux dans la zone i .

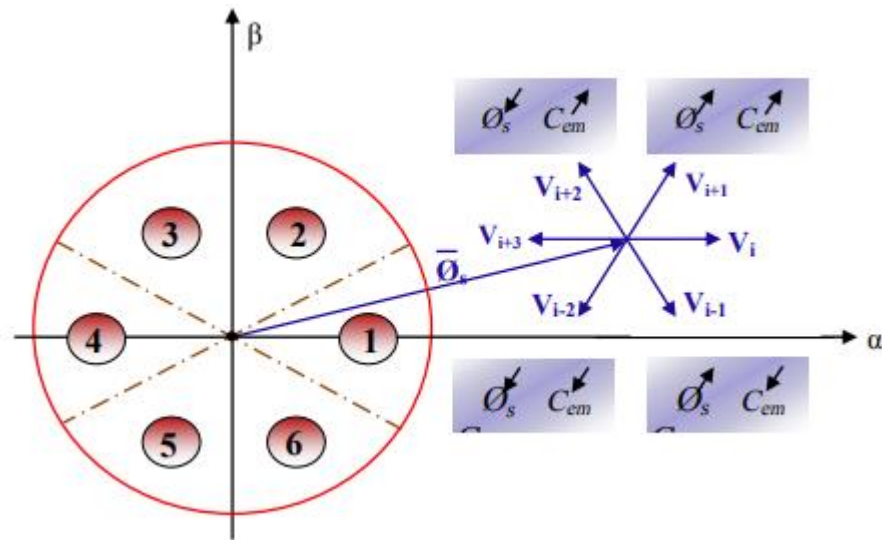


Figure II.7. Choix du vecteur de tension.

En effet, au début de la zone i les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\bar{\phi}_s$, d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\bar{\phi}_s$, alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Tandis qu'aux vecteurs \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i+2} , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de ϕ au début de la zone i , alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire [52-53].

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone i , les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de $\bar{\phi}_s$ dans la zone [63].

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et de flux, estimé par rapport à leurs références, ainsi que la position du vecteur flux $\bar{\phi}_s$.

Un estimateur de vecteur flux $\bar{\phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur du couple sont donc nécessaires.

II.2 Réseaux de neurones artificiels

Le développement des réseaux de neurones est relativement récent. L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation du neurone biologique par Warren Mac Culloch et Walter Pitts [14]. Mais il faut attendre les années 80 pour voir émerger véritablement les réseaux de neurones le domaine du traitement de l'information, et ceci grâce à la mise au point d'un algorithme d'apprentissage pour les réseaux de neurones à plusieurs couches (utilisant le calcul du gradient par rétro-propagation) [14,16].

Les réseaux de neurones peuvent ainsi être utilisés dans de nombreux domaines, modélisation statique ou dynamique de processus, télécommunication, contrôle de processus industriels [16,17]. La plupart des applications où les réseaux de neurones ont été utilisés avantageusement mettent en jeu la caractérisation de phénomènes difficiles ou impossibles à décrire à l'aide de modèles de connaissance.

Nous allons présenter dans ce chapitre un aperçu sur les réseaux de neurones artificiels.

II.2.2 Définition

Les réseaux de neurones forment un ensemble des fonctions non linéaires, permettant de construire, par apprentissage, une vaste famille de modèles et de correcteurs non linéaires [31,34]. Un réseau de neurones est un système d'opérateurs non linéaires interconnectés, recevant des signaux de l'extérieur par ses entrées, et délivrant des signaux de sortie, qui sont en fait les activités de certains neurones [34,32].

II.2.3 Les avantages et inconvénients des réseaux de neurones [33].

- **Avantage des réseaux de neurones**

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

- **Inconvénients des réseaux de neurones**

- ✓ L'absence de méthode systématique permettant de définir la meilleure topologie du réseau et le nombre de neurones à placer dans la (ou les) couche (s) cachée (s) ;
- ✓ Le choix des valeurs initiales des poids du réseau et le réglage du pas d'apprentissage, qui jouent un rôle important dans la vitesse de convergence ;
- ✓ Le problème du sur-apprentissage (apprentissage au détriment de la généralisation) ;

-
- ✓ La connaissance acquise par un réseau de neurone est codée par les valeurs des poids synaptiques, les réseaux de neurones sont donc des boîtes noires où les connaissances sont inintelligibles pour l'utilisateur.

II.2.4 Neurone biologique

Le système nerveux compte plus de 1000 milliards de neurones interconnectés [36]. Bien que les neurones ne soient pas tous identiques, leurs formes et certaines caractéristiques permettent de les répartir en quelques grandes classes. En effet, il est aussi important de savoir, que les neurones n'ont pas tous un comportement similaire en fonction de leur position dans le cerveau.

Les neurones sont des cellules nerveuses décomposables, en trois parties principales (Figure II.8) :

- **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.

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

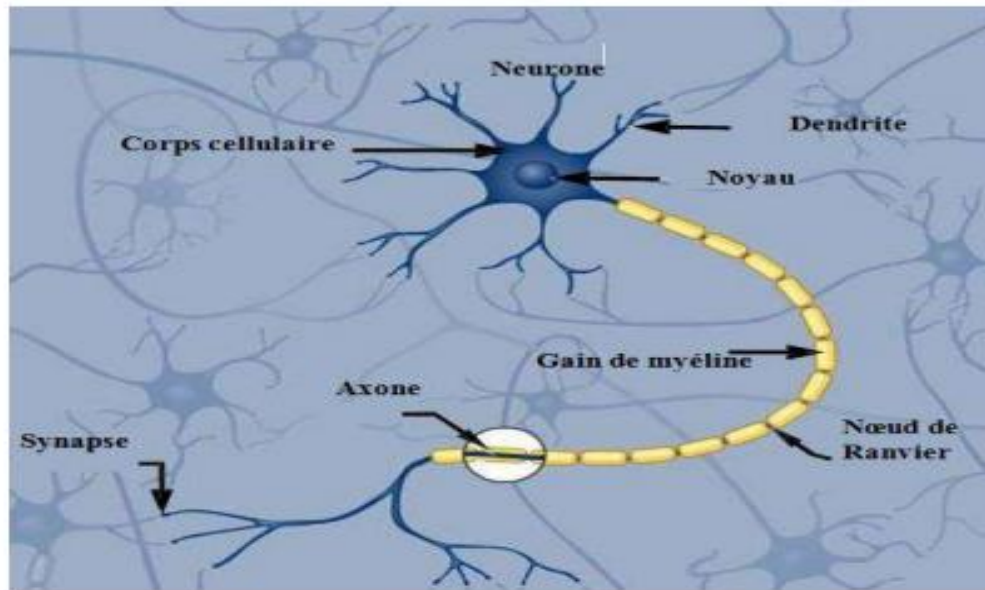


Figure II.8. Présentation d'un réseau de neurones biologiques humain

II.2.5 Neurones formels

Le neurone formel est un modèle mathématique simplifié du neurone biologique, il présente un certain nombre d'entrées, les dendrites, un corps traitant les entrées suivant la méthode du tout ou rien, et un axone véhiculant la réponse du neurone. La première modélisation d'un neurone découle des travaux significatifs de Mac CULLOCH et PITTS (1943) [41]. La figure II.9 représente un modèle de base d'un neurone formel.

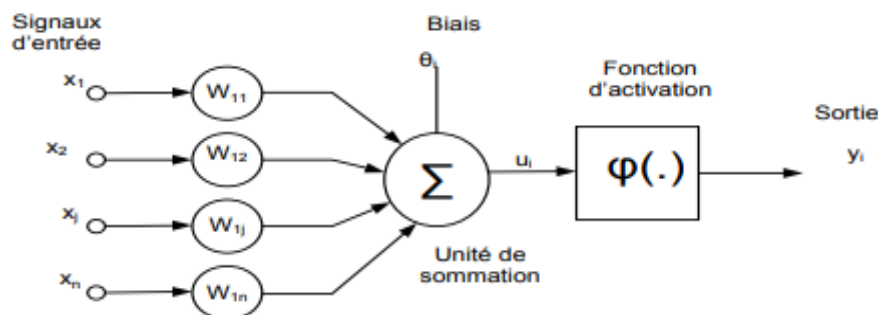


Figure II.9. Modèle de base d'un neurone formel

Le modèle de la figure II.9 est composé de :

- Des entrées du neurone formel $x_i, i = 1, 2, \dots, n;$
- Des paramètres de pondération $W_{ij},$
- De la fonction d'activation ou de seuillage (non linéaire, forme en sigmoïde, etc....),

- Une sortie du neurone formel.
- Une unité de sommation.

La sortie u_k du neurone formel est donnée par la relation :

$$u_i = \sum_{j=0}^n W_{ij} X_j \quad (\text{II. 1})$$

A partir de cette valeur, une fonction d'activation calcule la valeur de sortie j du neurone. C'est cette valeur qui sera transmise aux neurones avals :

$$y_j = \varphi(u_j) \quad (\text{II. 2})$$

Il existe de nombreuses formes possibles pour la fonction d'activation. Les plus courantes sont présentées sur la figure II.10. On remarquera qu'à la différence des neurones biologiques dont l'état est binaire, la plupart des fonctions d'activations sont continues, offrant une infinité de valeurs possibles comprises dans l'intervalle $[0, +1]$ ou $[-1, +1]$ [43].

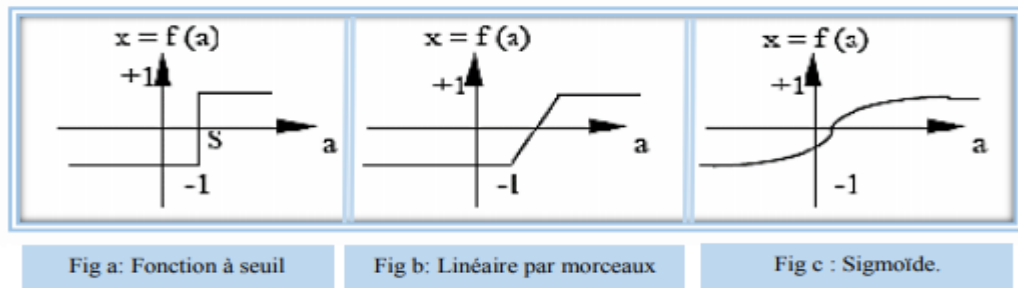


Figure II.10.Présentation des fonctions d'activation les plus utilisées

II.2.6 Architecture des réseaux de neurones

II.2.6.1 Les réseaux non bouclés

Ce sont des réseaux unidirectionnels sans retour arrière (feedforward). Le signal de sortie est directement obtenu après l'application du signal d'entrée. Si tous les neurones ne sont pas des organes de sortie, on parle de neurones cachés (figure II-11) [42].

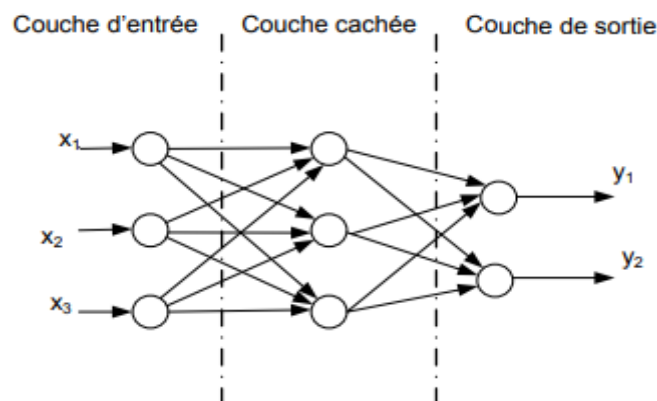


Figure II.11.Réseau non bouclé

Il existe deux types de réseaux de neurones :

- **Les réseaux de neurones complètement connectés**

Les entrées puis les neurones (cachés et de sortie) sont numérotés, et pour chaque neurone :

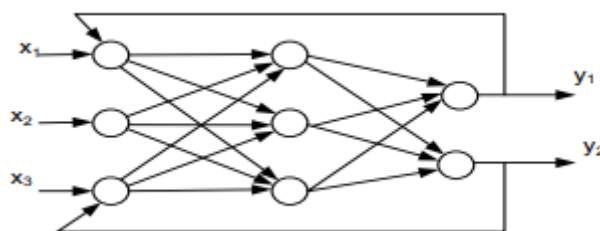
- Ses entrées sont toutes les entrées du réseau ainsi que les sorties des neurones de numéro inférieur.
- Sa sortie est connectée aux entrées de tous les neurones de numéro supérieur.

- **Les réseaux de neurones à couches**

Dans une architecture de réseaux à couches, les neurones cachés sont organisés en couches, les neurones d'une même couche n'étant pas connectés entre eux. De plus les connexions entre deux couches de neurones non consécutives sont éliminées. Une telle architecture est historiquement très utilisée, surtout en raison de sa pertinence en classification. [43].

II.2.6.2 Les réseaux bouclés

Il s'agit de réseaux de neurones avec un retour en arrière (feedback network ou récurrent network) (figure II-12).

**Figure II.12.**Réseau bouclé

Dont le graphe des connexions est cyclique : lorsqu'on se déplace dans le réseau en suivant le sens de connexions, il est possible de trouver au moins un chemin qui revient à son point de départ (un tel chemin est désigné sous le terme de « cycle ». La sortie d'un neurone du réseau peut donc être fonction d'elle-même ; cela n'est évidemment concevable que si la notion de temps est explicitement prise en considération. [43]

II.2.7 Structures d'interconnexion des réseaux de neurones

Un réseau de neurones est, comme son nom l'indique, est un ensemble de neurones en réseau, de sorte que : Les connexions entre les neurones qui composent le réseau décrivent la topologie du modèle. Elle peut être quelconque, mais le plus souvent il est possible de distinguer une certaine régularité qui différencie entre ces réseaux [37,38, 39].

La figure II.13 présente l'architecture d'un réseau de neurones avec deux couches cachées, couche d'entrée et une couche de sortie.

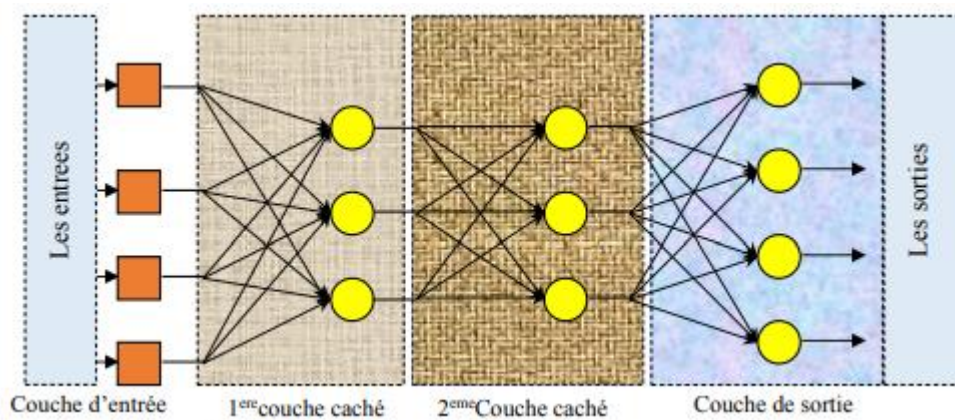


Figure II.13. Présentation de l'architecture d'un réseau de neurones.

II.2.8 L'apprentissage

L'apprentissage est souvent considéré comme la caractéristique principale des réseaux de neurones, car les informations captées par ces dernières ne servent pas uniquement à prendre une décision mais également à améliorer le système. On distingue habituellement trois types d'apprentissage : supervisé, non supervisé et enfin, l'apprentissage par renforcement aussi connu sous le terme « reinforcement Learning ».

II.2.8.1 Types d'apprentissage

II.2.8.1.1 Apprentissage supervisé

Un superviseur, fournit au réseau des couples d'entrées-sorties. Il fait apprendre au réseau l'ensemble de ces couples, par une méthode d'apprentissage, comme la rétro-propagation du gradient de l'erreur, en comparant pour chacun d'entre eux la sortie effective

du réseau et la sortie désirée. L'apprentissage est terminé lorsque tous les couples entrées-sorties sont reconnus par le réseau. Ce type d'apprentissage se retrouve, entre autres dans le perceptron.[43],[44].

II.2.8.1.2 Apprentissage auto - supervisé

Cet apprentissage consiste à détecter automatiquement des régularités qui figurent dans les exemples présentés et à modifier des connexions pour que les exemples ayant les mêmes caractéristiques de régularité provoquent la même sortie. Les réseaux auto-organiseurs de Kohonen sont des réseaux à apprentissage non supervisé les plus connus

II.2.8.1.3 Apprentissage non - supervisé

Le réseau de neurone évalue lui-même ses performances, sans l'aide d'un «expert». Un objet est présenté à l'entrée du réseau de neurones, on a indiqué la classe à laquelle appartient cet objet. Si le réseau ne le classe pas correctement, il mesure lui-même l'erreur qu'il fait, et propage cette erreur vers l'entrée. Le réseau procède à autant d'itérations qu'il est nécessaire jusqu'à obtenir la réponse correcte [45].

II.2.9 Commande directe du couple par réseaux de neurones

La technique de commande directe du couple était à son origine basée sur la connaissance qualitative du comportement de la machine ; la position du vecteur de tension ; l'erreur du couple et l'erreur du flux, d'une part, d'autre part sur la technique associée à la commande.

Dans le cadre d'amélioration de la commande directe du couple nous avons fait appel à l'une des techniques de l'intelligence artificielle pour répondre aux problèmes suivants : ondulation de couple électromagnétique de flux et du courant statorique, la non maîtrise de la fréquence de commutation et la sensibilité à la variation de la résistance du stator.

II.2.9.1 Principe du contrôleur neuronal

Le rôle d'une loi de contrôle est de maintenir certains états d'un système à des valeurs désirées malgré les effets d'éventuelles perturbations. Des principes de contrôle très simples,

parfois même mécaniques, sont employés depuis des années. Certains concepts sont toujours encore utilisés de nos jours, mais les lois de commande modernes reposent sur des variables et sur une théorie du contrôle.

II.2.9.2 Commande DTC à base de RNA

Le schéma de la figure II.14 montre le principe de la commande directe du couple à base des réseaux de neurones. Dans ce schéma de commande, la majorité des fonctions sont les mêmes que celles de la commande directe du couple classique sauf que la table de sélection dans la commande directe du couple neuronale a été remplacé par un modèle neuronal. [44].

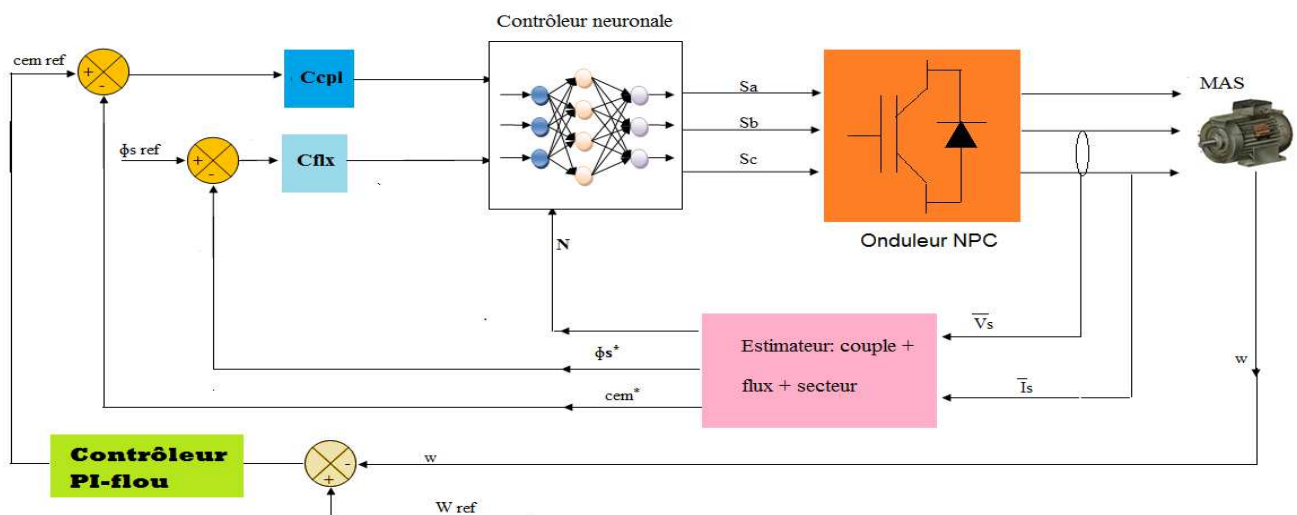


Figure II.14. Commande directe du couple d'une MAS basé sur les réseaux de neurones.

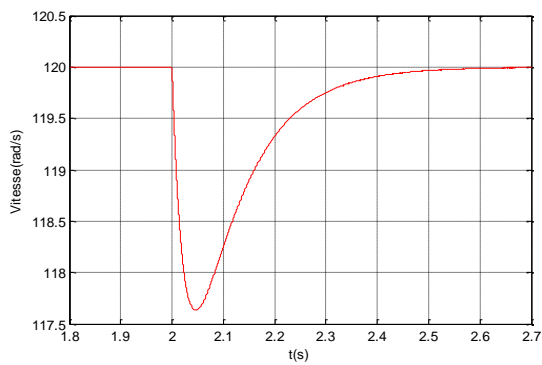
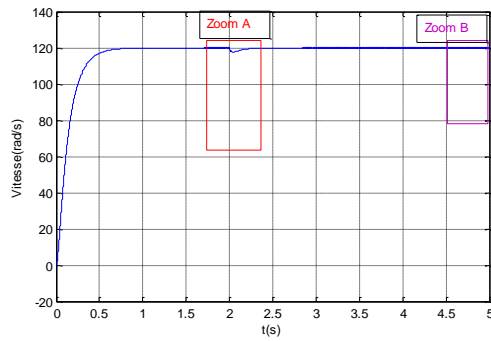
La table de vérité est remplacé par un contrôleur neuronal, dont les entrées sont les erreurs de flux e_{ϕ} , de couple (e_{ce}) et l'angle de position de flux (θ) et la sortie est les impulsions permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur, pour générer ce contrôleur par MATLAB/SIMULINK ou on a choisi 30 couches cachées et 3 couches de sorties avec les fonctions d'activation respectivement de type "tansig" et "purelin".

II.2.10 Résultats des simulations

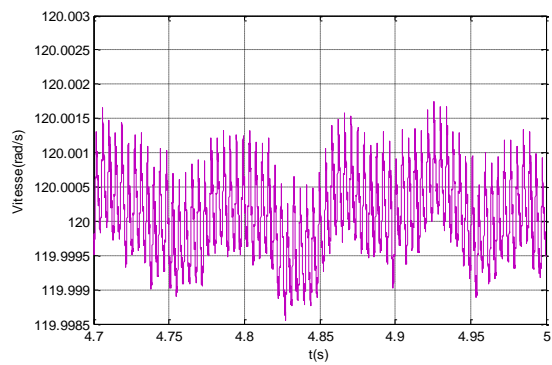
Pour démontrer l'efficacité de la stratégie DTC-RNA proposée, nous pouvons aborder la simulation de celle-ci en utilisant MATLAB/SIMULINK. Nous étudions deux tests suivant:

- ✓ **fonctionne en charge**

Etude et simulation de la MAS avec DTC et réglage neuronale des fonctionnes en charge $w_r = 120 \text{ rad/s}$ et instant $t=2\text{s}$ et $C_r = 3\text{N.m}$.

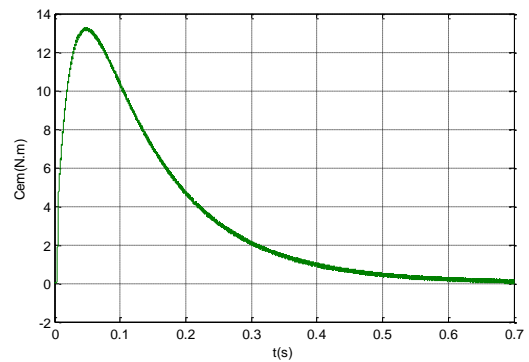
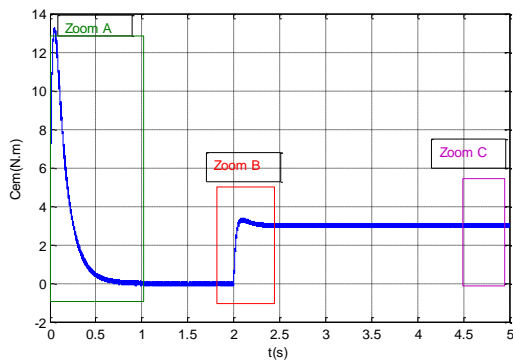


Zoom A {Vitesse (rad/s)}.

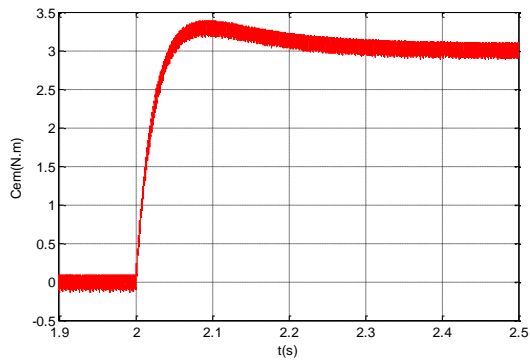


Zoom B {Vitesse (rad/s)}.

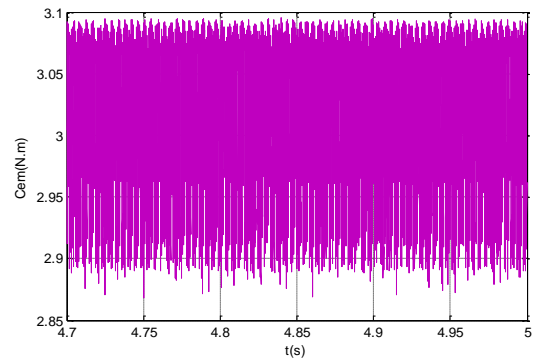
a-1) La vitesse (rad/s).



Zoom A {Cem (N.m)}.

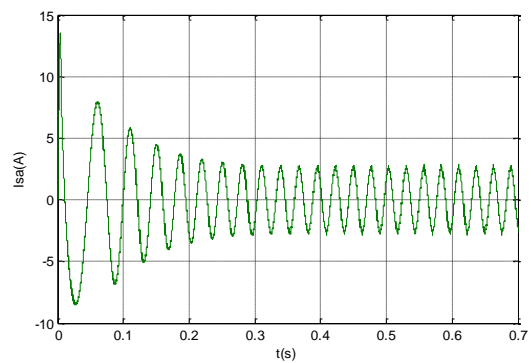
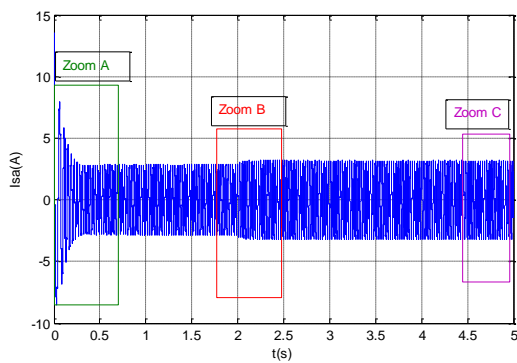


Zoom B {Cem (N.m)}.

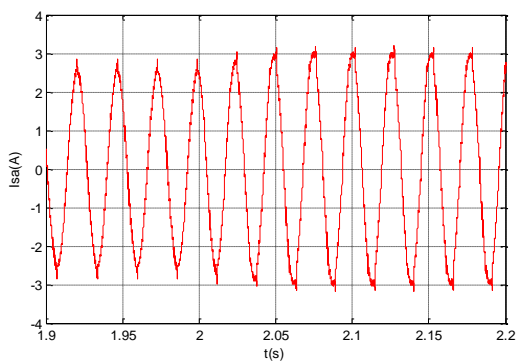


Zoom C {Cem (N.m)}.

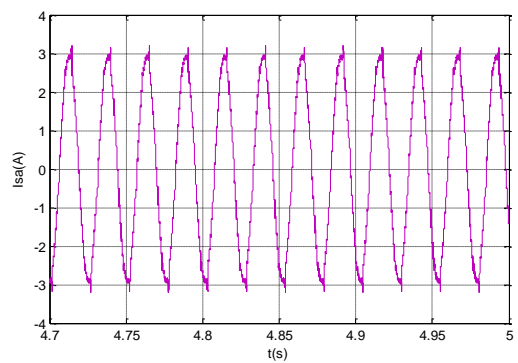
b-1) Le couple électromagnétique Cem(N.m).



Zoom A {Isa(A)}.

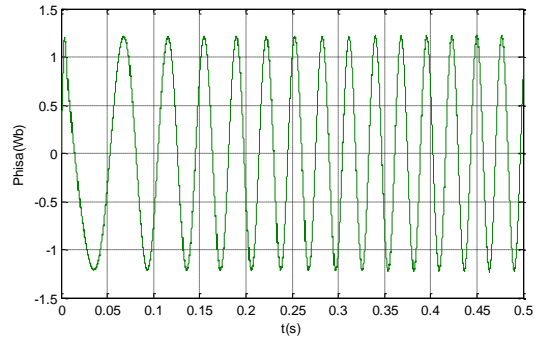
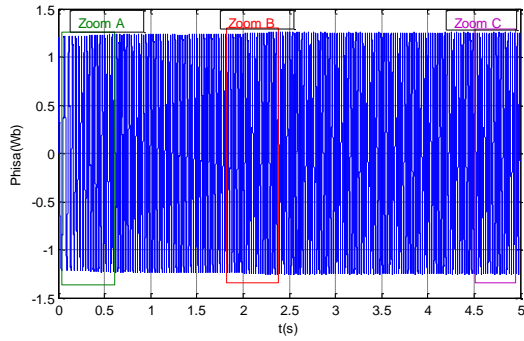


Zoom B {Isa(A)}.

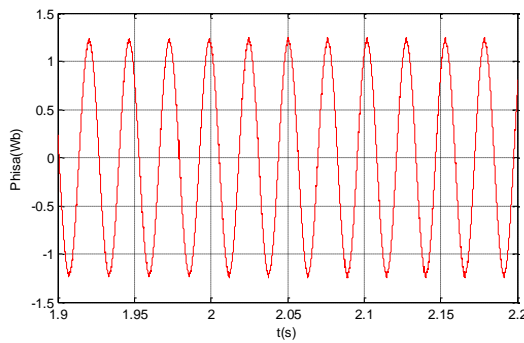


Zoom C {Isa(A)}.

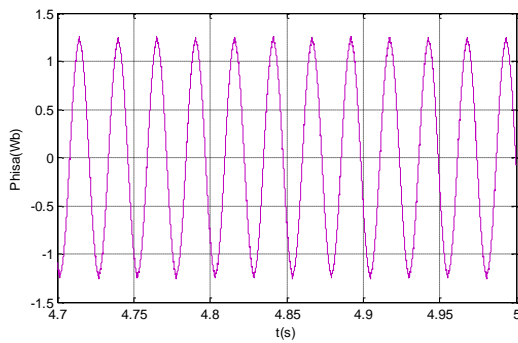
c-1) Le courant statorique Isa(A).



Zoom A {Phisa(Wb)}.



Zoom B {Phisa (Wb)}.



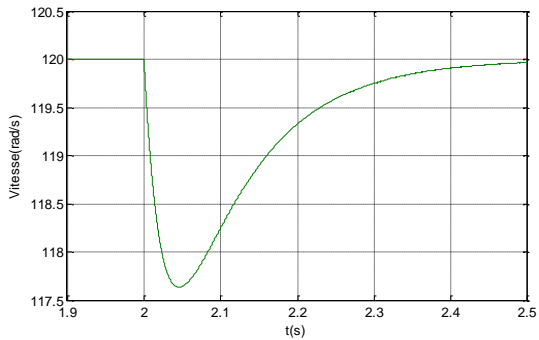
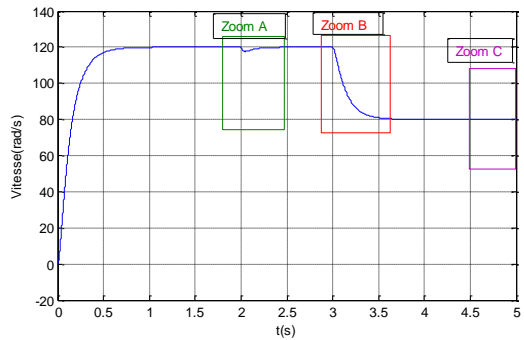
Zoom C {Phisa (Wb)}.

d-1) Flux statorique Phisa (Wb).

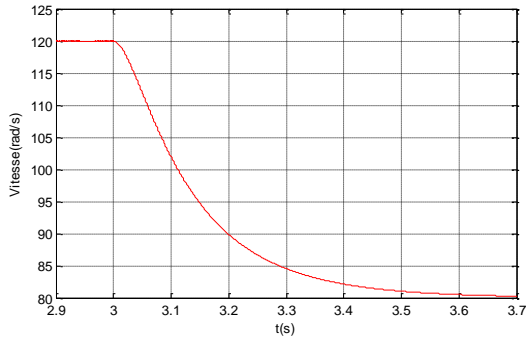
Figure II.15: Performances de la MAS avec DTC et réglage neuronale de fonctionne en charge $w_r = 120 \text{ rad/s}$ et instant $t=2\text{s}$ et $C_r = 3\text{N.m}$.

✓ **Variation de la vitesse**

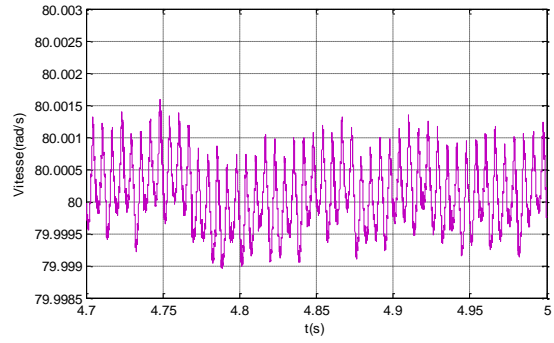
Etude et simulation de la MAS avec DTC et réglage neuronale la variation de vitesse $w_r = [120 \text{ à } 80] \text{ rad/s}$, et instant $t = [t = 2 \text{ et } t = 3] \text{ s}$ et $C_r = 3\text{N.m}$.



Zoom A {Vitesse (rad/s)}.

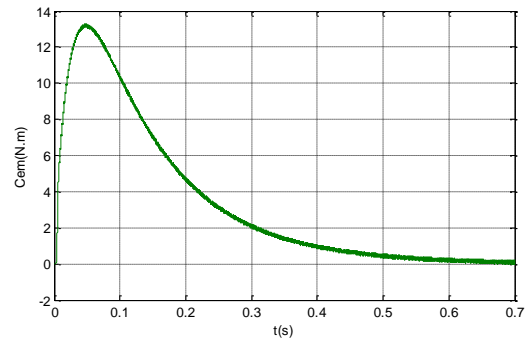
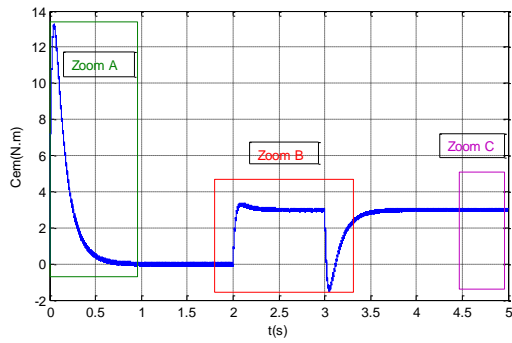


Zoom A { Vitesse (rad/s)}.

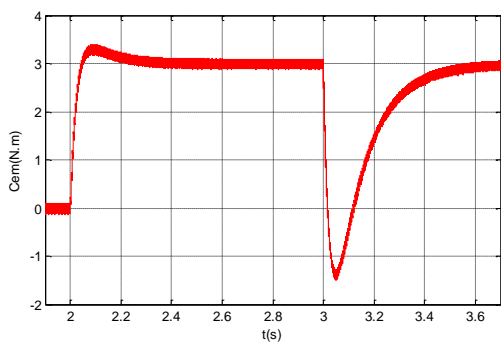


Zoom B { Vitesse (rad/s)}.

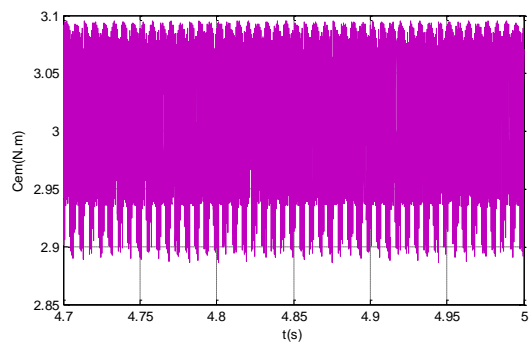
a-2) La vitesse (rad/s).



Zoom A { Cem(N.m) }

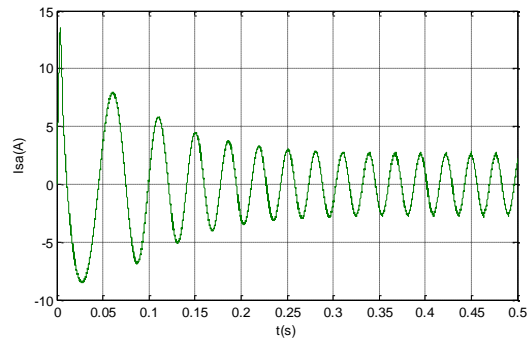
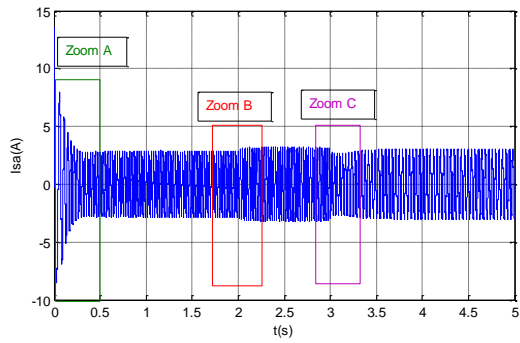


Zoom B { Cem (N.m)}.

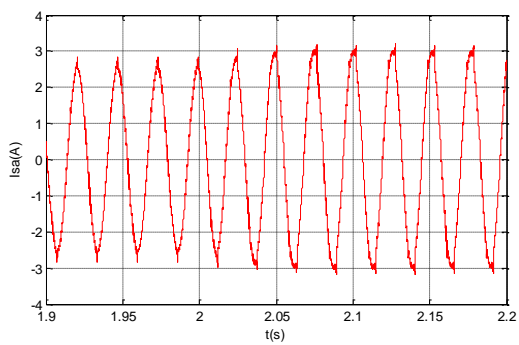


Zoom C { Cem (N.m)}.

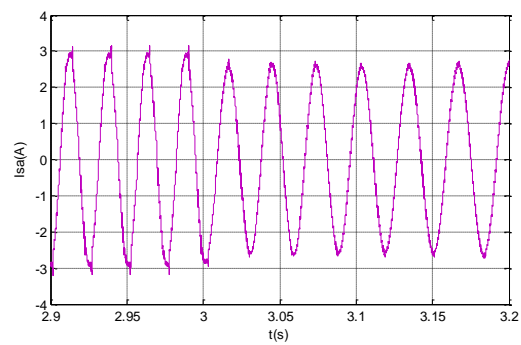
b-2) Le couple électromagnétique Cem (N.m).



Zoom A {Isa(A)}

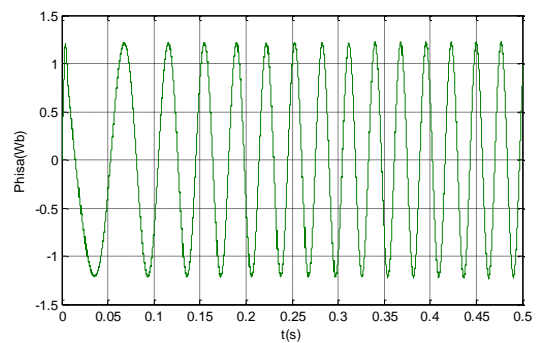
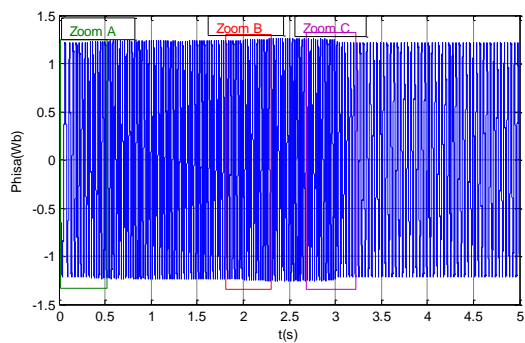


Zoom B {Isa(A)}.

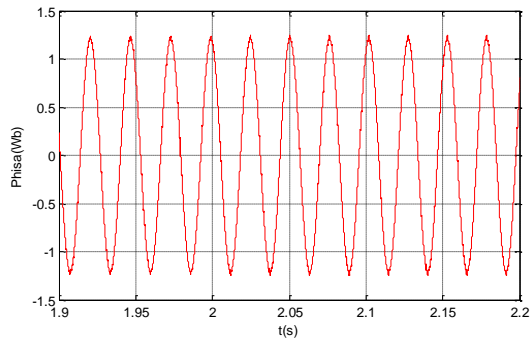


Zoom C {Isa(A)}.

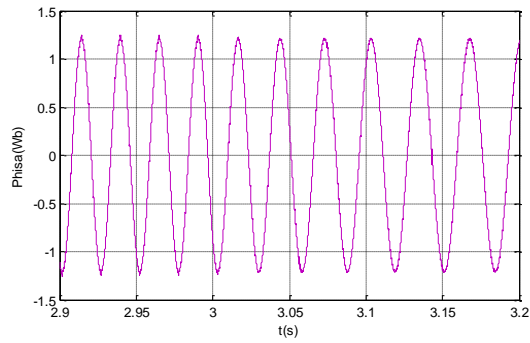
c-2) Le courant statorique Isa(A).



Zoom A {Phisa (Wb)}.



Zoom B {Phisa (Wb)}.



Zoom C {Phisa(Wb)}.

d-2) Flux statorique Phisa (Wb).

Figure II.16: Performances de la MAS avec DTC et réglage neuronale la variation de vitesse $w_r = [120 \text{ à } 80] \text{ rad/s}$, et instant $t = [t = 2 \text{ et } t = 3] \text{ s}$ et $C_r = 3 \text{ N.m}$.

➤ Interprétations des résultats

Comme le montre les figures II.15-16, l'utilisation des réseaux de neurones dans la commande directe du couple en charge et avec variation de la vitesse donne de très bons résultats.

Pour juger la robustesse du régulateur neuronale, deux tests de robustesse ont été effectués à savoir: fonctionnement en charge, variation de vitesse.

➤ pour la vitesse

La vitesse atteint la valeur de consigne après un temps de $t = 0,7 \text{ s}$ sous une forme linéaire sans dépassement

➤ Pour le couple électromagnétique

Le couple électromagnétique a une allure sinusoidale amortie dans le régime transitoire, avec une valeur au démarrage égale 13.35 N.m . Lorsque la vitesse atteint la valeur de consigne le couple oscille autour de zéro pour chacun des trois tests la réponse du couple électromagnétique de la MAS avec une réduction importante des ondulations. Au régime transitoire la réponse du couple est très rapide et au régime permanent se stabilise vers sa valeur de référence avec une erreur statique faible.

➤ Pour Le courant statorique

Le courant statorique (i_{sa1}) répond bien aux variations imposées par le couple, et conserve une forme proche de la sinusoïde. On relève également, que le courant statorique s'établit rapidement passe par une phase de transition puis atteint la valeur max de 14A puis après se stabilise à 3A.

➤ *Pour flux statorique*

Le flux statorique suit parfaitement sa référence avec réduction des grandes ondulations dans chacun des tests, lorsque la charge est insérée il monte très légèrement puis revient à sa valeur de référence.

A partir des résultats de simulation obtenus par la stratégie de commande DTC-RNA de la MAS, les principales contributions dans ce chapitre sont:

- ✓ Amélioration des réponses de la vitesse ; couple et flux électromagnétique.
- ✓ Réduction des oscillations du couple et de flux;
- ✓ Minimisation de la fréquence de commutation de l'onduleur;
- ✓ La Robustesse DTC-RNA pour suivre le couple et son référence.

II.2.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentée une nouvelle amélioration de la stratégie de commande directe du couple DTC appliquée à la MAS en utilisant les réseaux de neurones artificiels RNA, nous avons présenté quelques éléments essentiels et les avantages de mettre en œuvre des réseaux de neurones artificiels, le développement de contrôleurs RNA a été expliqué (structure, la formation, des couches, des règles... etc.),

Les résultats de simulations ont montré que l'application des réseaux de neurones donne une bonne réponse du couple mais la réponse du flux statorique présente un régime transitoire un peu lent, dû au fait qu'il n'y a pas une règle générale de choisir les paramètres du réseau de neurones (le taux d'apprentissage, le nombre de neurones en couche cachée) et de flux concernant la technique DTC-RNA. Les ondulations au niveau du Couple et Flux sont moindres par rapport aux techniques classiques, ce qui est reflété sur l'amélioration des performances de la commande DTC appliquée à la MAS par RNA.

Dans les chapitres suivants on fera appel aux techniques de l'intelligence artificielle (logique flou) dont l'objectifs sera d'examiner l'efficacité de cette technique quand elle est utilisée

avec la commande directe du couple de la MAS puis l'amélioration des performances qu'on a obtenues avec la commande directe du couple RNA tel que:

- La réduction des ondulations du couple électromagnétique.

La réduction des ondulations du flux statorique.

**Chapitre III. Commande DTC basée sur la logique
floue appliquée à la MAS**

Chapitre III.

Commande DTC basée sur la logique floue appliquée à la MAS

III.1 Introduction

La logique floue est l'une des techniques de l'intelligence artificielle qu'on trouve dans plusieurs domaines : médical, industriel, transport ferroviaire, etc. Les applications de la logique floue sont : le diagnostic des défauts, l'identification des paramètres, le traitement des images, le contrôle des systèmes, etc. L'utilisation de la logique floue à grande échelle vient de sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Elle a une capacité de traduire l'expérience d'un opérateur humain qualifié à une stratégie applicable selon nos besoins exigés dans les différents domaines [20] [26].

Le régulateur flou tient compte du raisonnement d'un opérateur humain qualifié et le présente sous une stratégie de commande (ensembles des règles : Si conditions Alors action) capable de contrôler les systèmes non linéaires, l'autre avantage de la commande floue est que la conception de ce régulateur ne nécessite pas un modèle exact du système commande et que la régulation floue donne une bonne performance [30] [18].

Dans ce chapitre on donne un aperçu général sur les ensembles flous et un aperçu général sur la logique floue, ainsi que son application pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone triphasée.

III.2 Historique de la logique floue

La logique floue (en anglais fuzzy logic) est de grande actualité actuellement. En réalité, elle existait déjà depuis longtemps et nous pouvons diviser son histoire de développement en trois étapes. Ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit à l'évolution de la «logique à valeurs multiples» ou «logique floue» dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe Max Black a appliqué la logique continue, on introduit la troisième valeur $\frac{1}{2}$ dans le système logique bivalent $\{0, 1\}$ pour classer les éléments ou symboles. Il a dessiné la première fonction d'appartenance «Membership function» [15].

La théorie des ensembles flous a été établie en 1965 par le professeur Lofti A. Zadeh de l'université de Californie (Berkeley) dans son article intitulé "Fuzzy Set". A cette époque, la théorie des ensembles flous n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non-exactes dont la valeur peut varier entre (0 et 1) [15].

En 1975, Ebrahim Mamdani expérimentait la théorie des ensembles flous énoncée par Zadeh sur un système de commande dans le but de commander une machine à vapeur et des chaudières, ce qui introduisait la commande floue dans la régulation des processus industriels. Le fonctionnement du système de commande se fonde sur l'article de Lotfi Zadeh. Il s'en suit une émergence des applications en Europe, telle que la régulation de fours de cimenterie réalisée par la société Smidt-Fuller en 1978.

Grâce au chercheur japonais Michio Sugeno, la logique floue fut implantée au Japon en 1985. Dès lors, Les sociétés japonaises commencent à utiliser cette dernière dans des produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande [15].

À partir de 1990, les fabricants intègrent de plus en plus la technologie de la logique floue dans les appareils de grande consommation (appareils de photos, vidéo, ...) Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement [15].

III.3 Principe de la logique floue

La logique floue traduit le raisonnement humain basé sur des données imprécises ou incomplètes c'est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeurs intermédiaires « vrai » ou « faux » avec certains degrés. La formulation mathématique de la logique floue donne naissance à une théorie dite théorie des ensembles flous. Cette théorie n'est qu'une extension de la théorie classique des ensembles, sauf que la logique floue est caractérisée par la notion des valeurs intermédiaires, d'où la nécessité de mettre en évidence certaines notions de cette théorie. La logique floue permet de traiter des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel [30].

III.3.1 Définition

La logique floue est une technique de traitement des incertitudes et a pour objet : la représentation des connaissances imprécises, elle est basée sur des termes linguistiques courants comme petit, grande, moyen.....etc. Elle autorise des valeurs intermédiaires entre le

vrai et faux et admet même des chevauchements entre eux [5].

III.3.2 Application de la logique floue

Au cours des années soixante dix, différentes équipes de recherche ont contribué à faire connaître cette nouvelle technique, de ces recherches ont découlé divers concepts nouveaux tels que : langage flou, système flou, relation floue...etc. Parallèlement aux travaux sur la recherche, différentes applications industrielles ont été menées, la plus importante est sans doute celle menée dans les années quatre vingt par Hitachi consistant à faire la commande automatisée du métro de Sendaï (ville située à 300 Km de Tokyo), ce dispositif géré par un ordinateur utilisant des algorithmes flous a permis une réduction de 10% de la consommation d'énergie, de plus la conduite était tellement douce [20].

III.3.3 But de la Commande Floue

La commande floue a pour but de traiter des problèmes de commande classique de processus à partir uniquement de connaissances de comportement que les spécialistes du Procédé doivent formuler sous forme linguistique (floue).

III.3.4 Variables linguistiques

Une variable linguistique est caractérisée par un triplet $(x, T(x), u)$ ou :

X : le nom de variable

$T(x)$: ensemble de terme de variable, c'est l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x dont chaque valeur est un sous ensemble flou défini dans U .

U : l'univers de discours Comme exemple de la variable linguistique, on prend la vitesse de rotation du moteur. Son ensemble de terme T (vitesse) peut être : T (vitesses) = (lente, moyenne, rapide, ...).

Ou chaque terme dans T (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans l'univers de discours $U = [0,120]$ par exemple. Pour les vitesses inférieures ou égales à 40 intervient la variable linguistique (lente), et pour les vitesses supérieures ou égales à 70 intervient la variable linguistique (rapide). Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur cette figure [9] :

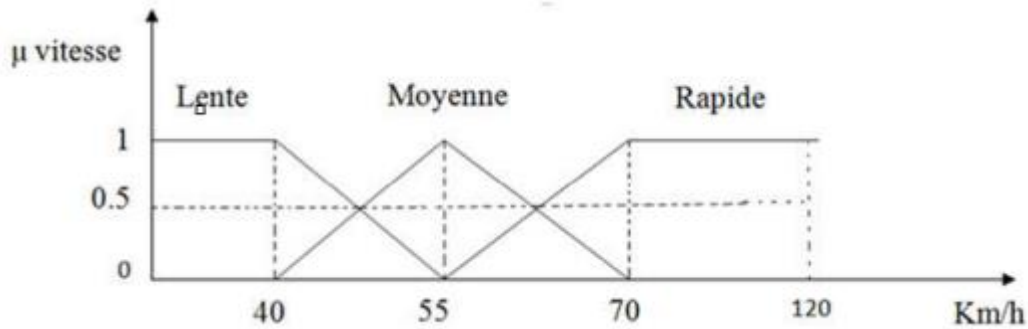


Figure III.1: Représentation des variables linguistiques

III.3.5 Ensembles flous

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certains ensembles [35]. La théorie de ces ensembles flous repose donc sur la notion d'appartenance partielle : chaque élément appartient partiellement ou graduellement aux ensembles flous définis au préalable. Le contour de chaque ensemble flou de la figure III.2 n'est pas "net", mais "flou" ou "graduel", ce qui différencie les deux théories sur les ensembles. Dans les ensembles flous, la permission qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble s'appelle le degré d'appartenance. Zadeh a défini les ensembles flous comme étant des termes linguistiques du genre : zéro, grand, négatif, petit [35].

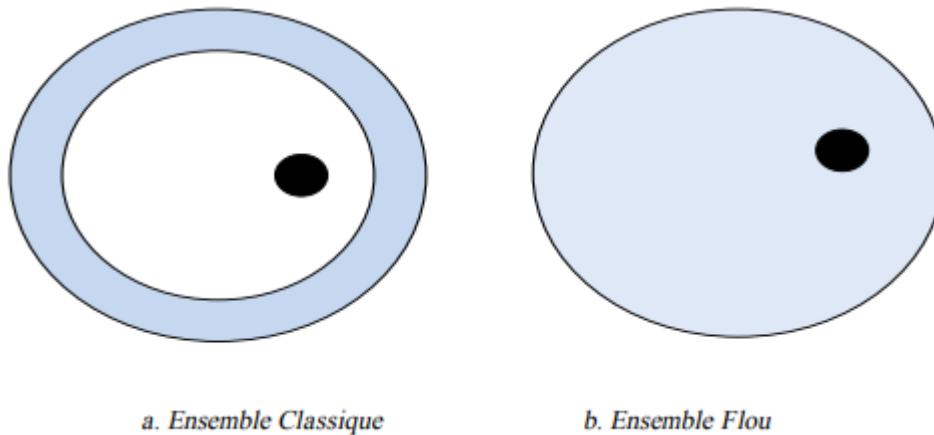


Figure III.2. Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou

Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors que dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1, on parle alors de fonction d'appartenance μ .

Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leurs âges en trois ensembles : jeune, moyen et vieux. Deux façons sont possibles pour établir cette classification. Contrairement à la 1^{ère} représentation, la 2^{ème} montre que les limites entre ces trois groupes ne varient pas soudainement, mais progressivement. Par exemple, une personne de 34 ans appartient à l'ensemble "jeune" avec une valeur $\mu = 0.75$ de la fonction d'appartenance et à l'ensemble moyen avec une valeur $\mu = 0.25$. La figure III.3 donne le degré d'appartenance d'une personne, selon son âge, à un certain ensemble flou. Pour cette raison, ce type de figure s'appelle « fonction d'appartenance » [13].

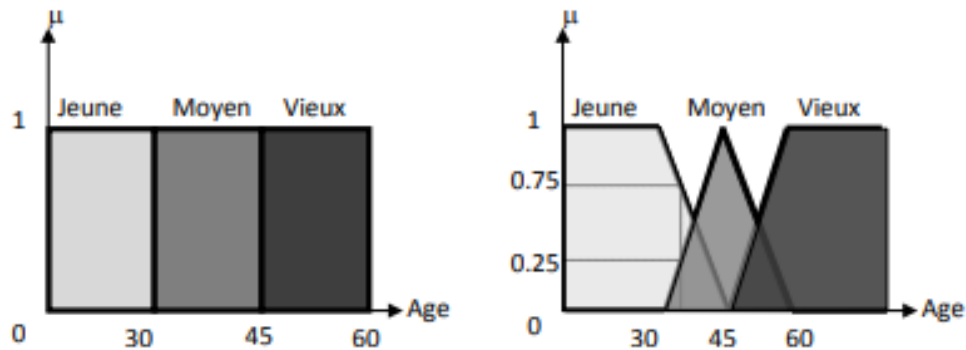


Figure III.3. Classification des personnes suivant leurs âges

On peut ainsi résumer la terminologie pour cet exemple dans l'illustration suivante :
Variable linguistique : âge

Valeur d'une variable linguistique : jeune, moyen, vieux...

Ensembles flous : jeune, moyen, vieux

Plage de valeurs : (0, 30, 45, 60...)

Degré d'appartenance à un ensemble flou E : $\mu_E(X) = a$, avec $0 < a < 1$.

III.3.5.1 Propriétés des Ensembles flous

La « forme » de la fonction d'appartenance est un critère important à prendre en considération. Il existe différentes méthodes pour former des fonctions d'appartenance mais la caractéristique de ces fonctions est définie par trois propriétés (Figure III.4) :

Noyau : $\mu_A(X) = 1$

Support : $\mu_A(X) > 0$

Bordures : $0 < \mu_A(X) < 1$

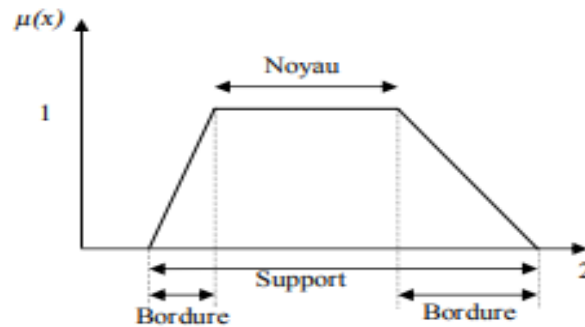


Figure III.4: Caractéristiques de la fonction d'appartenance

III.3.6 Fonctions d'appartenances

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré d'existence de ces variables aux différents sous-ensembles flous [11].

Les représentations graphiques des fonctions d'appartenances les plus utilisées sont illustrées dans la figure III.5.

Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaires et trapézoïdales, donc par des segments de droite, et sont alors dites linéaires par morceaux, aussi elles sont très employées car elles sont simples et comportent des points permettant de définir les zones où la notion est vraie ou fausse, ce qui simplifie le recueil de l'expertise [12].

De façon générale, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous. Cependant, les formes cloches et gaussienne peuvent être utilisées car elles donnent dans certains cas une meilleure représentation des ensembles flous [13] [12].

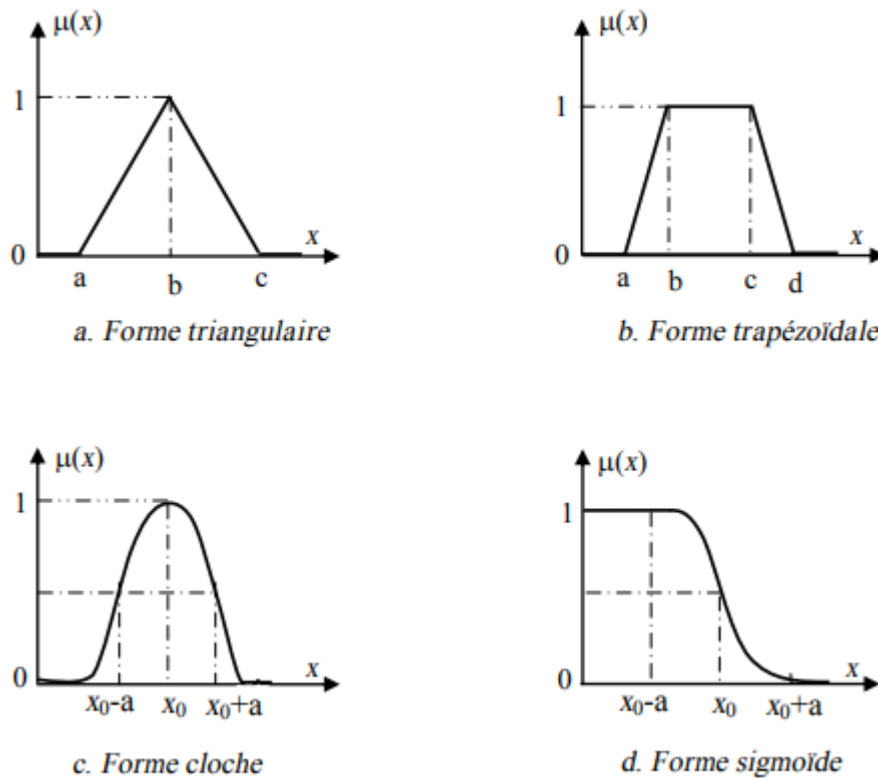


Figure III.5 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

III.3.7 Opérateurs de la logique floue

Supposant deux fonctions d'appartenance $\mu_A(X)$ et $\mu_B(X)$ de deux variables floues x et y caractérisant la température de l'air et la force du vent, l'exemple "l'air est froid et le vent est fort" ou encore "si l'air est froid ou le vent n'est pas faible" il faut fermer la porte. Les compositions ET et OU en plus de la négation apparaissent et doivent être définies. Pour pouvoir décider de fermer la porte ou non il faut que deux conditions soient vérifiées en même temps. Alors, il est important de pouvoir composer entre les divers prédicats et leurs fonctions d'appartenance [6].

➤ Opérateurs ET (l'intersection)

De nombreuses possibilités existent, la première proposition, la proposition de ZADEH, est encore aujourd'hui souvent utilisée la fonction MINIMUM. Comme le montre la figure III.6

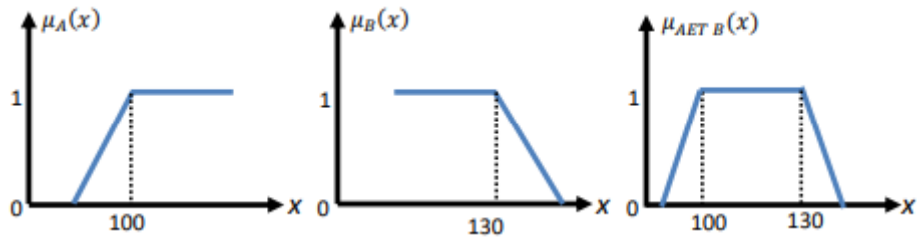


Figure III.6. Fonction d'appartenance de l'opérateur « ET »

➤ **Opérateurs OU (l'union)**

Parmi les choix possibles c'est généralement la fonction maximum qu'on utilise. La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ de l'union A ou B est définie pour tout $X \in U$ par :

$$\mu_{A \cup B}(X) = \max(\mu_A(X) , \mu_B(X))$$

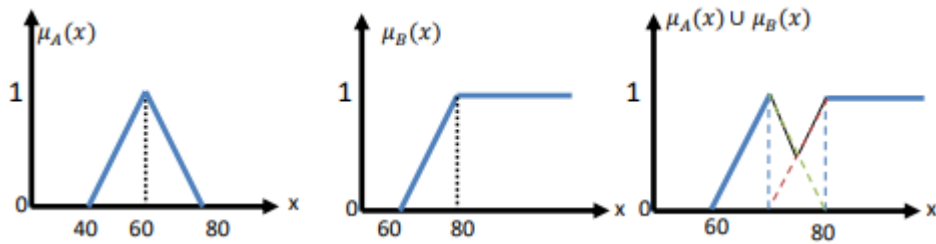


Figure III.7: Fonction d'appartenance de l'opérateur « OU »

➤ **Opérateurs NON (complément)**

La fonction d'appartenance non ($\mu_A(X)$) du complément de l'ensemble flou A est définie par :

$$\text{NON} (\mu_A(X)) = 1 - \mu_A(X)$$

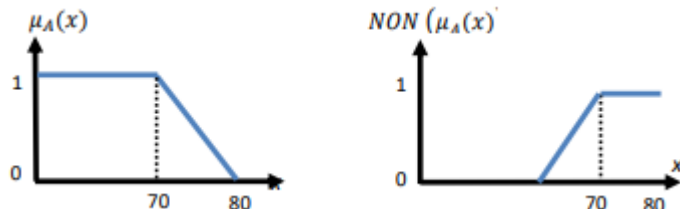


Figure III.8: Fonction d'appartenance de l'opérateur NON

III.4 Structure générale d'un Système Flou

III.4.1 La structure d'une Commande Floue

La structure conventionnelle d'une commande floue [8], est présentée par la figure III.9. Elle est composée de quatre blocs distincts dont les définitions sont données ci-dessous [5] :

- Une interface de fuzzification à l'entrée ;
- Une base de règles ;
- Une logique de prise de décision (Mécanisme d'inférence) ;
- Une interface de défuzzification en sortie

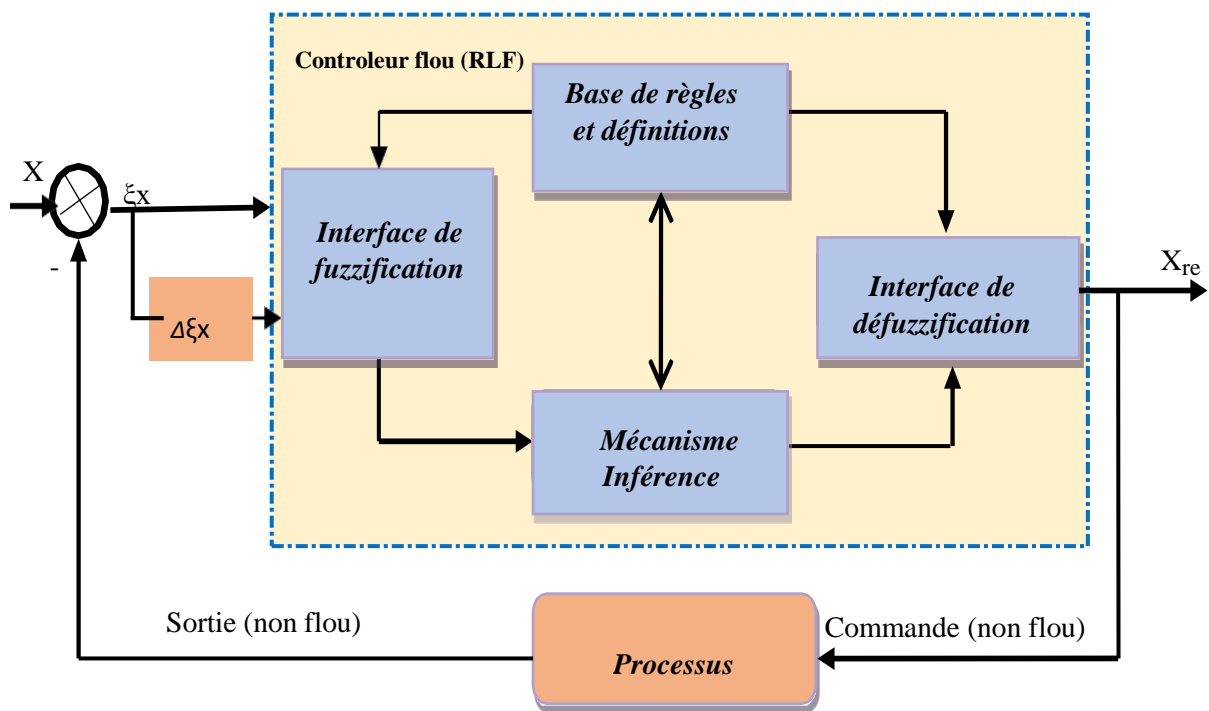


Figure III.9. La structure d'une commande utilisant de la logique floue.

Comme le système à commander ne reçoit que des valeurs déterministes (non floues), un RLF devrait convertir des valeurs déterministes à son entrée en valeurs floues, les traiter avec les règles floues et convertir le signal de commande de valeurs en valeurs déterministes pour les appliquer au procédé.

III.4.1.1 Bloc de Fuzzification

Les entrées numériques d'un contrôleur flou doivent être tout d'abord fuzzifiées, donc, il est nécessaire de les transformer en des sous-ensembles flous. Pour se faire, on utilise un opérateur dit de fuzzification qui associe à une mesure de la variable x_0 une fonction d'appartenance $\mu_{x_0}(x)$ [13] [40].

Le choix de la forme des fonctions d'appartenance (triangulaires, trapézoïdaux, exponentielles, gaussiennes,...etc.) est arbitraire. Des études comparatives ont montré, selon différentes formes de fonctions d'appartenance, des résultats pratiquement similaires en boucle fermée mais les formes triangulaires facilitent la programmation ce qui explique qu'elles soient le plus fréquemment utilisées. Quant au nombre de fonctions d'appartenance, il est généralement impaire car elles se répartissent autour de zéro (trois, cinq et sept sont les valeurs courantes) [7]. La figure (Figure III.10) montre un exemple de fonction d'appartenance triangulaire [11]:

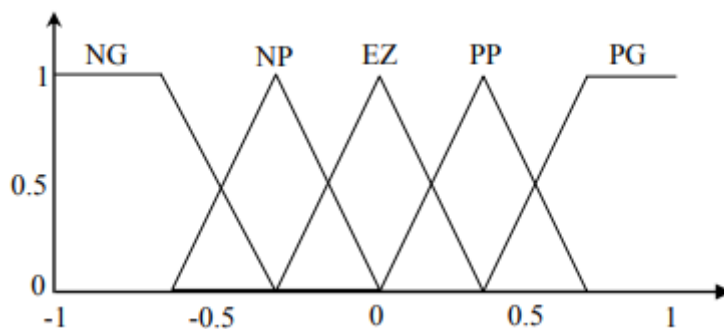


Figure III.10: Fuzzification avec cinq fonctions d'appartenance triangulaires

III.4.1.2 Base de règle

Un ensemble flou est caractérisé par un ensemble d'expression linguistique (règles) basé sur une connaissance d'expert. Cette connaissance est d'habitude représentée sous forme des règles «Si – Alors » simple à implémenter. La collection de ces règles forme ce qu'on appelle la base de règles ou ensembles des règles d'un régulateur flou, dans cette partie, on va essayer de détailler les points relatifs aux règles floues, à savoir le choix des variables d'entrée, des variables de sortie, les variables linguistiques, les règles d'inférences floues, l'implication et la défuzzification [10].

III.4.1.3 Logique de prise de décision (Mécanisme d'inférence)

Pour exprimer les inférences, il existe plusieurs possibilités, à savoir la description linguistique et symbolique ou l'utilisation des tableaux et matrices d'inférence. Le grand intérêt de cette méthode est la possibilité de regrouper les règles en une matrice. C'est une représentation graphique. À l'intersection d'une colonne et d'une ligne se trouve l'ensemble correspondant de la variable de sortie, définie par une règle d'inférence [12].

Dans les règles flous interviennent les opérateurs « et » et « ou ». L'opérateur « et » s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur « ou » lie les différentes règles, il existe plusieurs possibilités pour interpréter ces opérateurs.

Pour le réglage par la logique floue, on distingue les méthodes suivantes :

- ✓ Régulateur de type Mamdani (méthode d'inférence maximum/minimum: maxmin);
- ✓ Régulateur de type Larsen (méthode d'inférence maximum – produit : max – prod) ;
- ✓ Méthode de Sugeno.

➤ **Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)**

La méthode d'inférence max-min réalise, au niveau de la condition, l'opérateur « ET » par la formulation du minimum, la conclusion dans chaque règle introduite par « Alors », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie, réalisé par la formation de minimum. Enfin, l'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum [12].

➤ **Méthode d'inférence max-prod (méthode de Larsen)**

La méthode de l'inférence max-prod est réalisée au niveau de la condition et l'opérateur « ET » par la formation du produit. La conclusion dans chaque règle introduite par « Alors » est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

➤ **Méthode d'inférence som-produit (méthode de Zadeh)**

Par opposition aux méthodes précédentes, les opérateurs « ET » et « OU » dans la méthode « Som-Prod » sont réalisés respectivement par la fonction du produit et de la somme

arithmétique quel que soit leurs positions au niveau de la condition ou de la conclusion ou entre deux règles.

- **Méthode de Sugeno:** L'opérateur «ET» est réalisé par la formulation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale.

III.4.1.4 Bloc de Défuzzification

Enfin, le dernier module, l'interface de défuzzification, va permettre de transformer les degrés d'appartenance des sous-ensembles flous de commande (la décision floue) en grandeur numérique. C'est la transformation inverse du bloc de fuzzification [19]. Les méthodes de défuzzification les plus utilisées sont. En effet le procédé ne peut pas interpréter des ordres de type « petit » ou « grand » ...etc., on doit lui envoyer une valeur physique. [21], [23], [22], [25], [24]

Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont [10]:

- ✓ Méthode du maximum ;
- ✓ Méthode de la moyenne des maxima ;
- ✓ Méthode du centre de gravité ;
- ✓ Méthode des hauteurs pondérées

1. Méthode par valeur maximum

Cette méthode est beaucoup plus simple, elle ne s'utilise que dans le cas discret. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance. La figure ci-dessous illustre le principe de cette méthode.

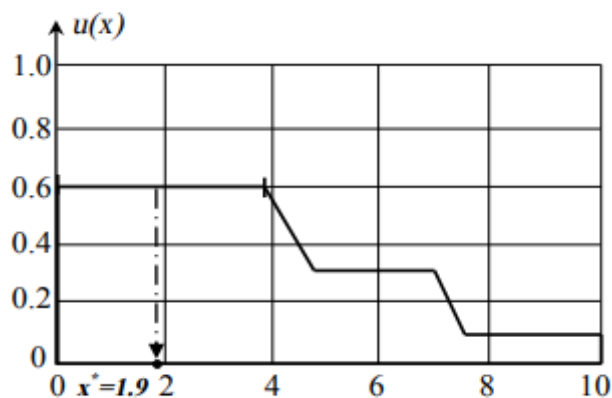


Figure III.11 : Méthode de Défuzzification par valeur maximum

2. Méthode de la moyenne des maximums

Dans cette méthode, la valeur de sortie est estimée par l'abscisse du point correspondant au centre de l'intervalle pour lequel la fonction d'appartenance est maximale. Cette valeur est fournie par l'expression:

$$Y_{cm} = \frac{\inf M + \sup M}{2} \quad (\text{III. 1})$$

Où: M est l'ensemble des points pour lesquels la fonction d'appartenance est maximale.

3. Méthode du centre de gravité

C'est la méthode de défuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur.

$$X_G = U = \frac{\int_{X_0}^{X_1} X\mu(X)dX}{\int_{X_0}^{X_1} \mu(X)dX} \quad (\text{III. 2})$$

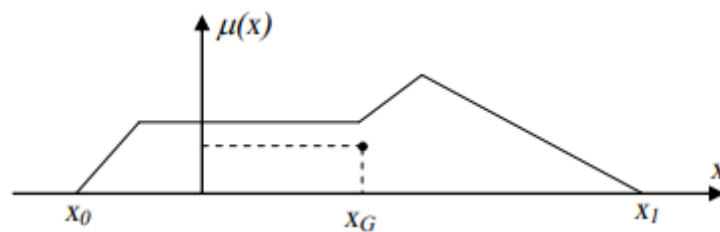


Figure III.12 : Défuzzification par centre de gravité.

4. Méthode des hauteurs pondérées

Cette méthode n'est rien d'autre qu'un cas particulier de la méthode du centre de gravité. Dans ce cas, on choisit des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des barres (rectangles de largeurs étroites) et on aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité, l'abscisse du centre de gravité se calcule alors à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{Y} = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i \bar{Y}_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i} \quad (\text{III. 3})$$

Où : M : nombre de règles.

μ_i : représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_i .

\bar{Y}_i : est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou du variable de sortie associé à la règle R_i .

Braae et Rutherford ont présenté une analyse détaillée de plusieurs stratégies de défuzzification et ils ont conclu que la méthode du centre de gravité donne des résultats meilleurs que les autres.

III.4.2 Les avantages et les inconvénients du réglage par logique floue [21], [23], [22], [25], [24]

Les avantages sont:

- La théorie est simple et peut s'appliquer à des systèmes complexes.
- Nous n'avons pas besoin d'établir le modèle mathématique.
- Ensuite la logique floue permet de prendre en compte les typologies linguistiques et donc toutes les nuances que l'on a créées dans le but d'imiter au mieux le réel.
- Traitement des systèmes à comportement complexe (même si on a un exemple simplifié, cela reste un système complexe en mathématique pure).
- Nous pouvons aujourd'hui servir des solutions matérielles comme des microprocesseurs uniquement dédiés aux calculs flous, ce qui permet d'accroître le rendement puisque cela réduit la programmation.
- L'ajoute ou le retrait des règles ne change quasiment rien au principe de la logique Floue, alors qu'en logique bivalente (logique classique), cela peut changer du tout au Tout.
- La commande peut facilement être auto-adaptative
- On peut augmenter facilement le nombre d'entrées sans réellement compliquer les calculs (alors qu'en logique simple la taille des calculs est exponentielle).

Par contre, les inconvénients sont :

- Réglage empirique.
- Performances en boucle fermée dépendent de l'expertise.
- La précision du réglage souvent peu élevée.

- Il n'existe pas de théorie générale qui caractérise rigoureusement la stabilité, la robustesse (difficulté de certification dans le transport, espace).

III.5 Application de la logique floue à la commande de la MAS

Dans cette section, nous présentons le régulateur flou pour le réglage de la vitesse d'une MAS à savoir : Le régulateur de type Mamdani.

III.5.1 Régulateur de type Mamdani

En 1974, E.H. Mamdani est le premier qui a appliqué la technique de réglage par la logique floue utilisant le premier régulateur flou, celle-ci est construite d'un organe de décision utilisant des règles subjectives et imprécises données par des experts qui connaissent bien le système.

III.5.2 Synthèse du régulateur

La majorité des contrôleurs flous utilisent des algorithmes se basant sur le schéma simple de Mamdani [66]; pour un système mono-variable, ce schéma est représenté par la figure (III.13).

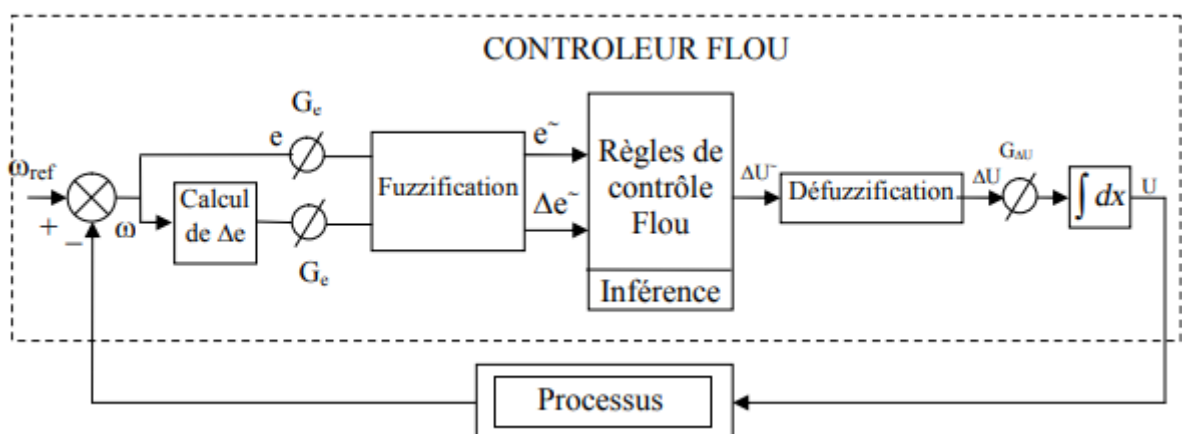


Figure III.13: Schéma bloc d'une boucle de régulation à contrôleur flou

D'après le schéma ci-dessus, le système de régulation floue se compose essentiellement du contrôleur flou et du processus à contrôler.

Le contrôleur flou comprend :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps.
- Les facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à celle de la commande.
- Un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- Les règles de contrôle flou.
- Un bloc de défuzzification de la variation de la commande.
- Un bloc intégrateur.

III.5.3 Loi de commande

La loi adoptée est fonction de l'erreur et de sa variation ($U = f(e, \Delta e)$). Par conséquent, la variation de la commande nécessaire est donnée par l'activation de l'ensemble des règles de décision associées. Dans les cas simples, cette variation de commande est obtenue par lecture d'une table de décision définie hors ligne. La forme générale de cette loi de commande est donnée par:

$$U_{K+1} = U_K + G_K + 1\Delta U_{K+1} \quad (\text{III. 4})$$

Où G_{K+1} est le gain associé à la commande U_{K+1} , généralement choisi faible pour assurer la stabilité du système et ΔU_{K+1} est la variation de la commande.

III.5.4 Implémentation

La valeur de la commande correspondant à une telle situation peut être obtenue en suivant les étapes suivantes :

- 1) Calcul de la présente erreur et de sa variation.

$$e(K + 1) = \text{Référence} - \text{Sortie du processus.} \quad (\text{III. 5})$$

$$\Delta e(K + 1) = e(K + 1) - e(K) .$$

- 2) Normalisation de l'erreur et de sa variation à l'aide de facteurs d'échelle ou gains correspondants

$$e^*(K + 1) = e(K + 1) * G_e \quad (\text{III. 6})$$

$$\Delta e * (K + 1) = \Delta e(K + 1) * G\Delta e$$

- 3) Conversion des valeurs obtenues en variables floues.
- 4) Lecture du niveau de quantification de la variation de la commande dans la table de décision correspondante.
- 5) Conversion du niveau obtenu en valeur numérique normalisée de la variation de la commande.
- 6) Détermination de la commande à appliquer à l'entrée du processus à réguler à l'aide du facteur d'échelle ou du gain correspondant

$$U * (K + 1) = U * (K) + G_u U(K + 1) \quad (\text{III. 7})$$

III.5.5 Commande floue Directe du Couple: (DTFC)

Le schéma bloc de la commande floue directe du couple d'une machine asynchrone est présenté par la figure(III.14). Pour obtenir les meilleures performances de la DTC-RNA, un contrôleur flou a été introduit pour remplacer le régulateur PI de vitesse [67].

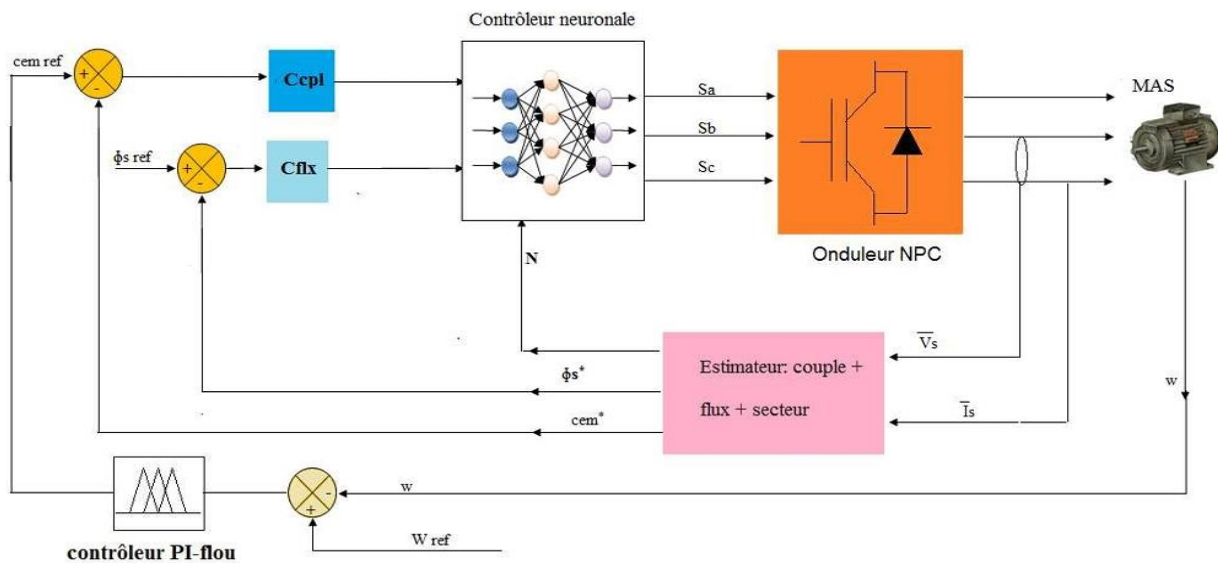


Figure III.14: Commande directe du couple d'une MAS basé sur la logique floue.

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède sept ensembles flous, ce qui donne un

ensemble de quarante-neuf règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivant:

e de	NG	NP	EZ	PP	PG
NG	NG	NG	NG	NP	EZ
NP	NG	NG	NP	EZ	PP
EZ	NG	NP	EZ	PP	PG
PP	NP	EZ	PP	PG	PG
PG	EZ	PP	PG	PG	PG

Tableau III.1. La table d'inférence du régulateur flou.

Les ensembles flous sont notés comme suit:

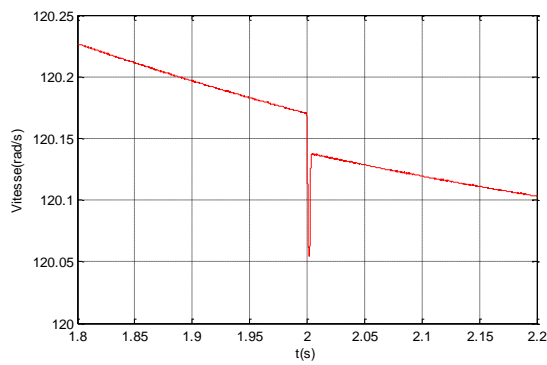
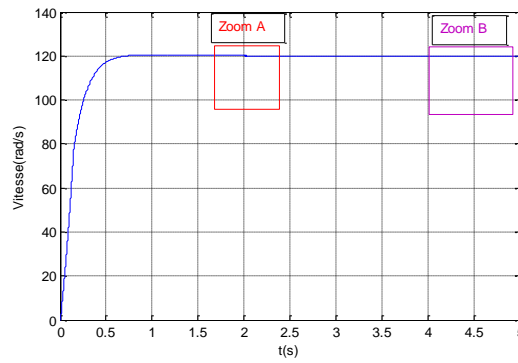
- NG : Négatif Grand (Negative Big).
- NP : Négatif Petit (Negative Small).
- EZ : Environ zéro
- PP : Positif petit
- PG : Positif grand

III.6 Résultats de Simulation

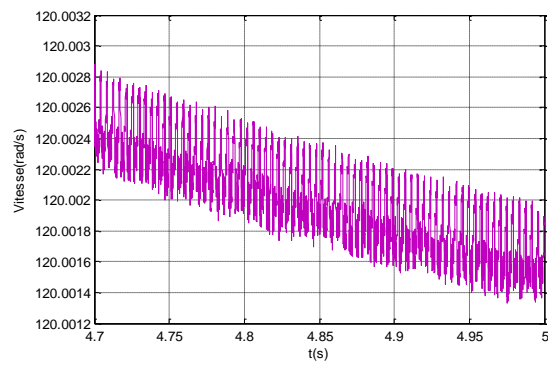
Pour démontrer l'efficacité de la stratégie DTC-PI-FLOU proposée, nous pouvons aborder la simulation de celle-ci en utilisant MATLAB/SIMILINK. Nous étudions deux tests suivant:

➤ fonctionnement en charge

Etude et simulation la MAS avec DTC-RNA et réglage flou de fonctionne en charge $w_r = 120$ rad/s et instant $t=2$ s et $C_r = 3$ N.m.

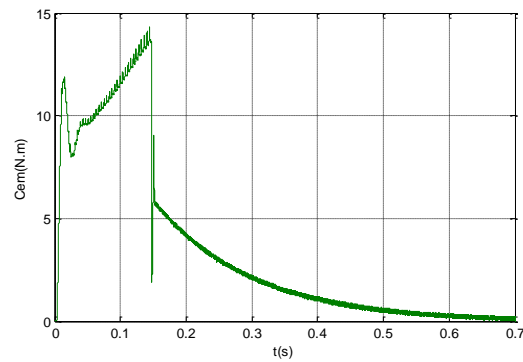
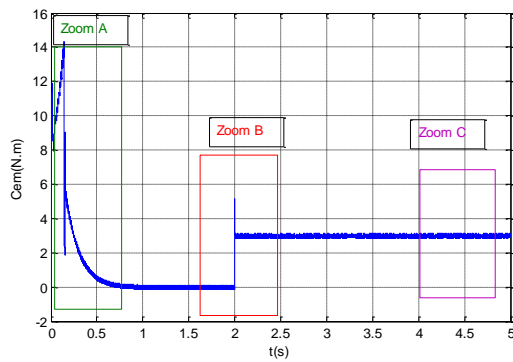


Zoom A {Vitesse (rad/s)}.

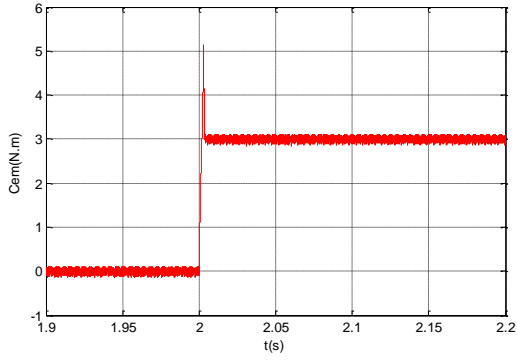


Zoom B {Vitesse (rad/s)}.

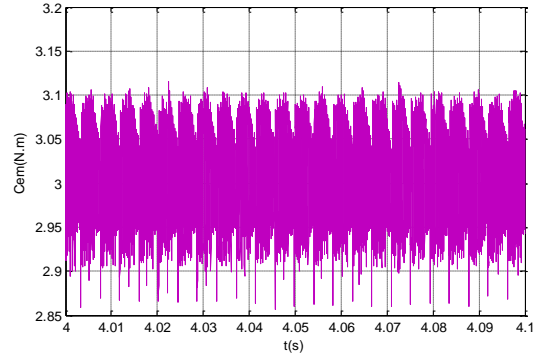
a-1) La vitesse (rad/s).



Zoom A { Cem(N.m)}.

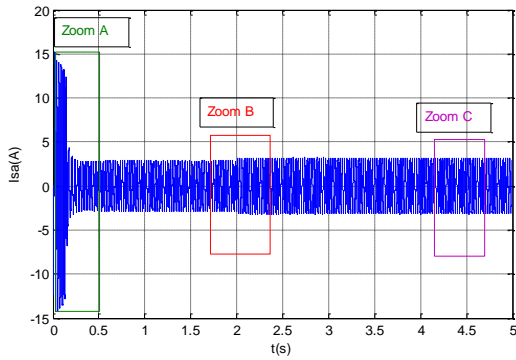


Zoom B {Cem(N.m)}.

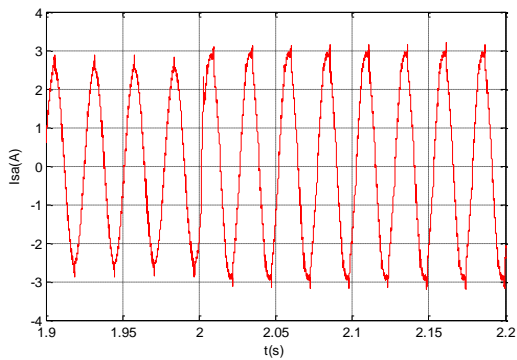
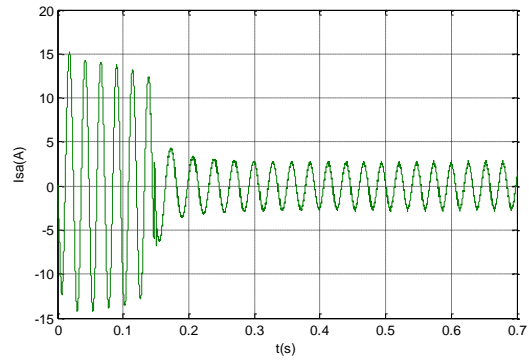


Zoom C {Cem(N.m)}.

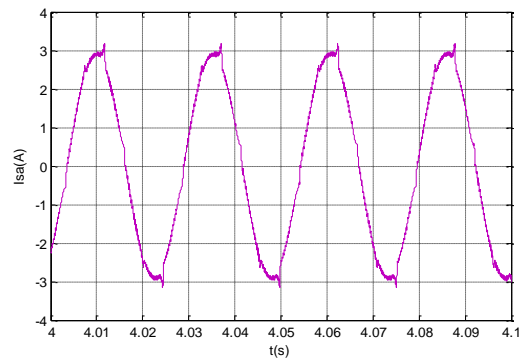
b-1) Le couple électromagnétique Cem(N.m).



Zoom A {Isa(A)}.

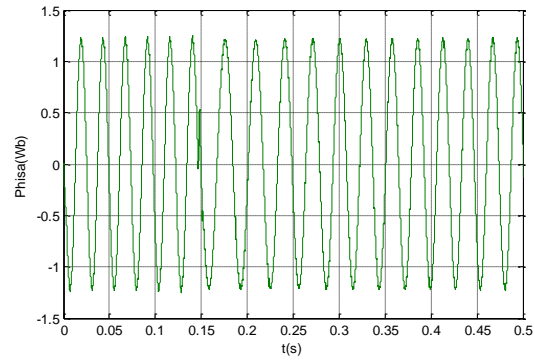
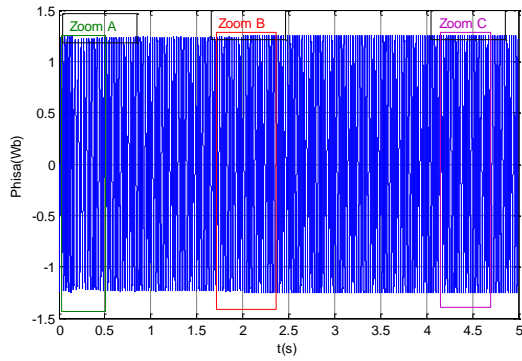


Zoom B {Isa(A)}.

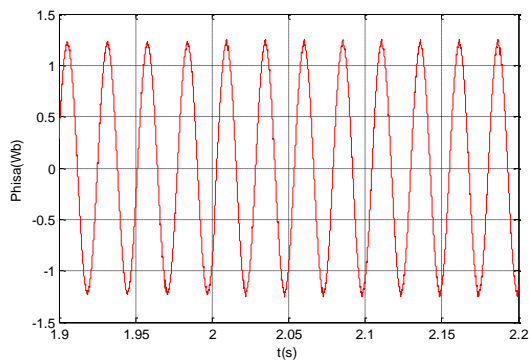


Zoom C {Isa(A)}.

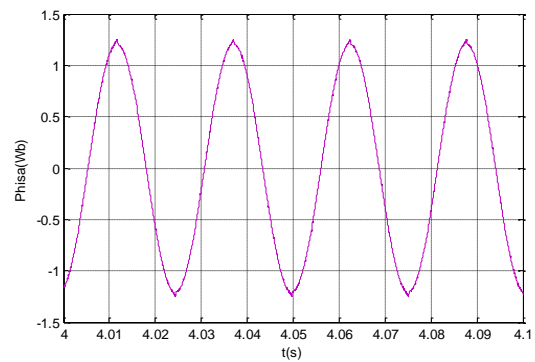
c-1) Le courant statorique Isa(A).



Zoom A {Phisa(Wb)}.



Zoom B {Phisa(Wb)}.



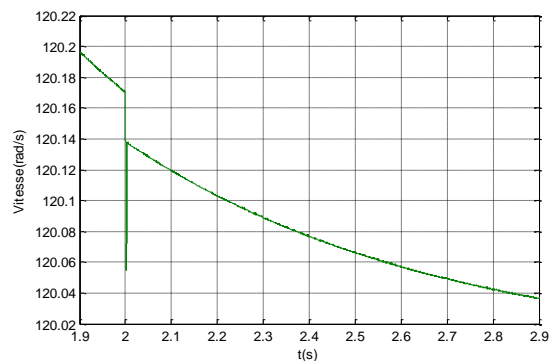
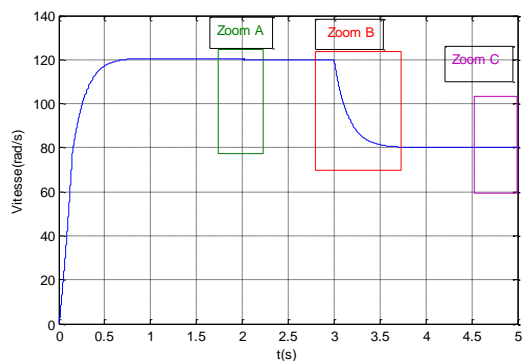
Zoom C {Phisa(Wb)}.

d-1) Flux statorique Phisa(Wb).

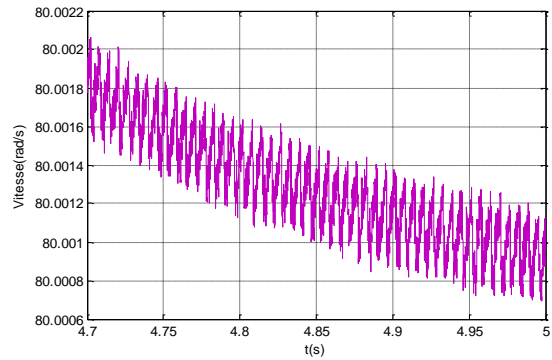
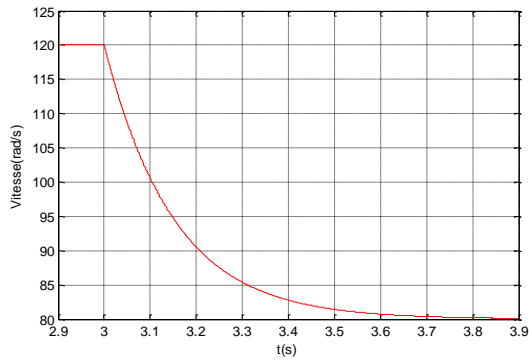
Figure II.15: Performances de la MAS avec DTC-RNA et réglage floue de fonctionne en charge $w_r = 120 \text{ rad/s}$ et instant $t=2\text{s}$ et $C_r = 3\text{N.m}$.

➤ **Variation de la vitesse**

Etude de simulation la MAS avec DTC-RNA et réglage floue de variation de vitesse $w_r = [120 \text{ à } 80] \text{ rad/s}$, et instant $t = [t = 2 \text{ et } t = 3] \text{ s}$ et $C_r = 3\text{N.m}$.



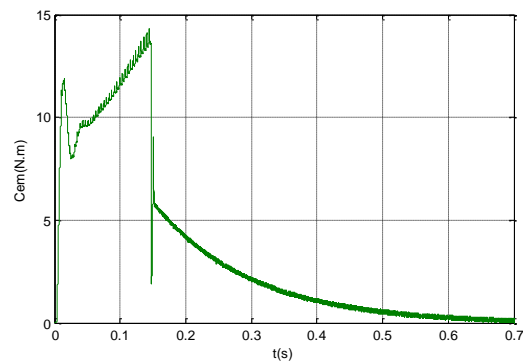
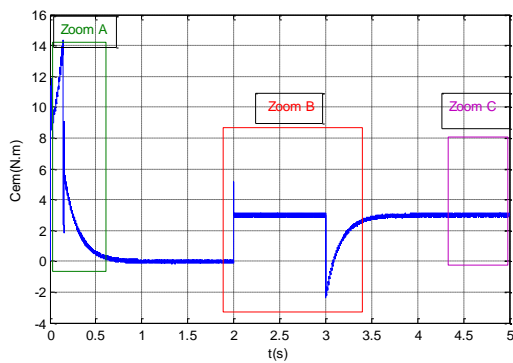
Zoom A { Vitesse (rad/s).



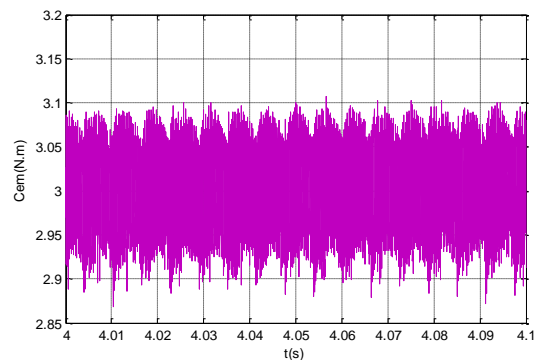
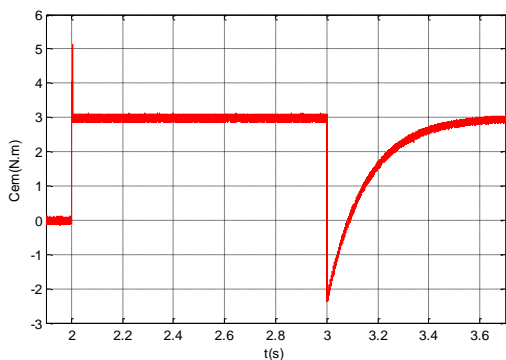
Zoom B { Vitesse (rad/s)}.

Zoom C { Vitesse (rad/s)}.

a-2) La vitesse (rad/s).



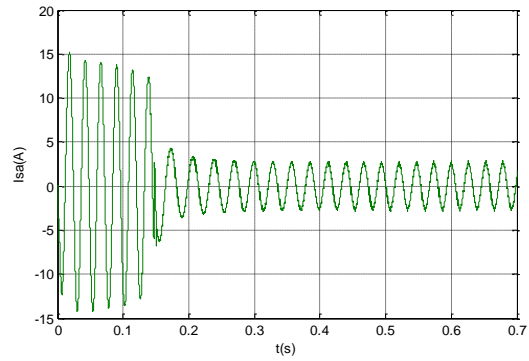
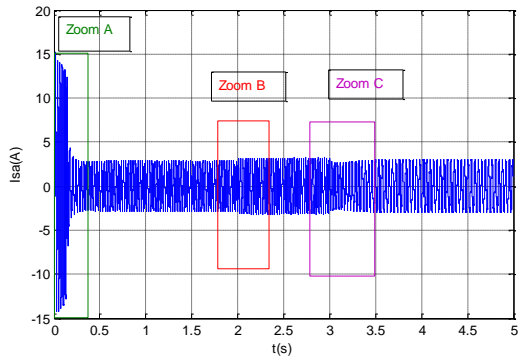
Zoom A { Cem(N.m)}.



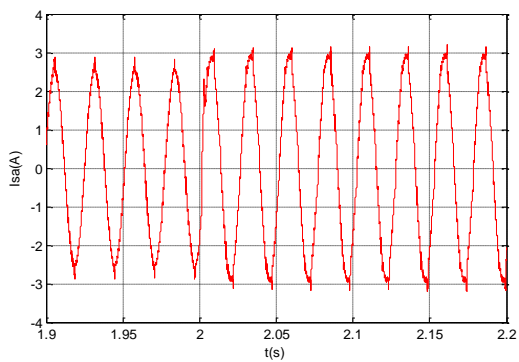
Zoom B { Cem(N.m)}.

Zoom C { Cem(N.m)}.

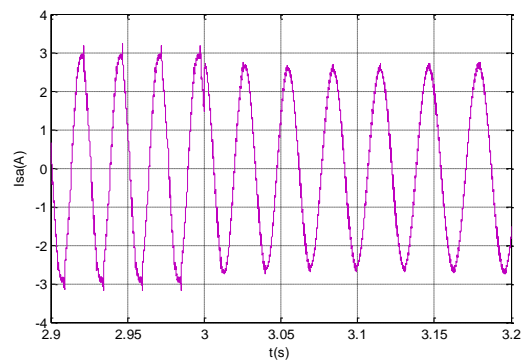
b-2) Le couple électromagnétique Cem(N.m).



Zoom A {Isa(A)}.

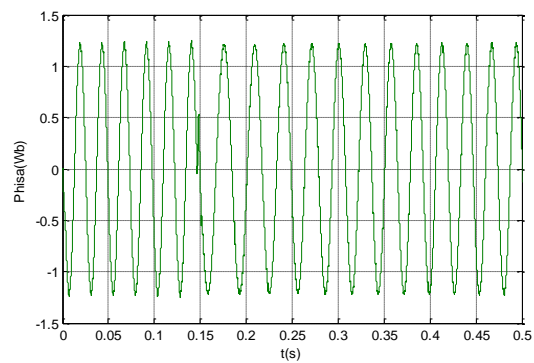
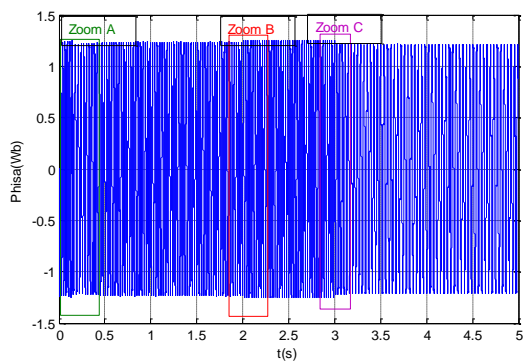


Zoom B {Isa(A)}.

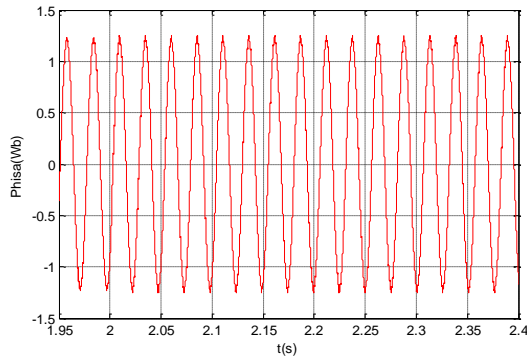


Zoom C {Isa(A)}.

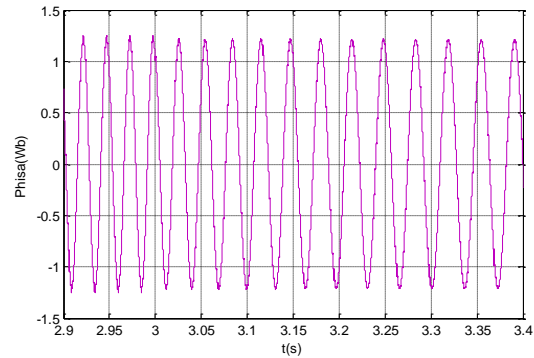
c-2) Le courant statorique $I_{sa}(A)$.



Zoom A {Phisa(Wb)}.



Zoom B {Phisa(Wb)}.



Zoom C {Phisa(Wb)}.

d-2) Flux statorique Phisa(Wb).

Figure II.16: Performances de la MAS avec DTC-RNA et réglage de floue de variation de vitesse $w_r = [120 \text{ à } 80] \text{ rad/s}$, et instant $t = [t = 2 \text{ et } t = 3] \text{ s}$ et $C_r = 3 \text{ N.m}$.

• Interprétations des résultats

Pour juger la robustesse du régulateur flou, deux tests de robustesse ont été effectués à savoir: fonctionne en charge, variation de vitesse.

La vitesse atteint sa référence (120 rad/s) à $t=0.7 \text{ s}$. Le couple électromagnétique atteint les 14.4 N.m au démarrage puis il se stabilise à une valeur presque égale à zéro en régime permanent. Pour test1 a ($t=2 \text{ s}$) on a appliqué un couple résistant égal à 3 N.m et test2 a ($t=2 \text{ et } 3 \text{ s}$) on a appliqué un même de couple résistant de test 1, la machine développe un couple électromagnétique pour compenser le couple de charge, une faible chute de vitesse a été enregistrée lors de l'application du couple résistant, et qu'elle a été rétablie rapidement par le régulateur flou pour rendre la vitesse à sa référence. Un fort appel du courant statorique lors de l'application du couple de charge a été enregistré. Le flux statorique suit bien sa valeur de référence (1.2 Wb) avec une rapidité remarquable.

Les résultats de simulation montrent bien la robustesse et les bonnes performances dynamiques (stabilité, rapidité, précision) du réglage par logique flou, il permet d'avoir des réponses sans dépassement avec réduction du temps d'inversion du sens de rotation. En outre, il est robuste vis-à-vis les variations paramétriques, ceci revient au fait que la synthèse du régulateur flou ne se repose pas sur le modèle de la machine.

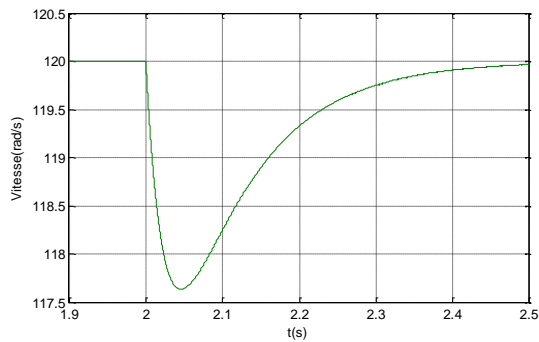
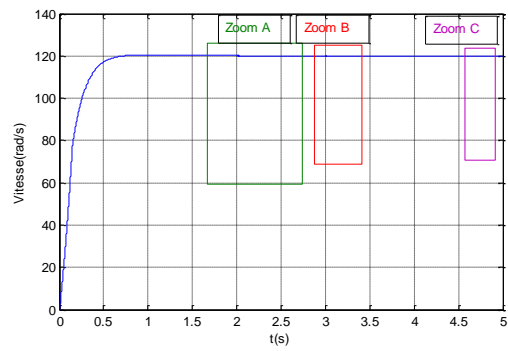
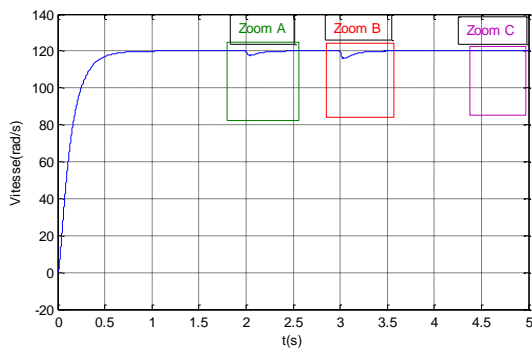
III.7 Etude comparative

Nous étudions la comparaison entre les deux commandes (DTC-neuronale et DTC-neuronale avec PI floue sur la vitesse) avec variation de la charge afin de connaître la meilleure technologie sur le moteur asynchrone. La figure suivante présentée la comparaison entre elles : Etude de simulation la MAS de la DTC-RNA et DTC-PI-FLOU $w_r = 120\text{rad/s}$, et variation de la charge [$t = 2\text{ Cr} = 3\text{N.m}$] et [$t = 3\text{ Cr} = 8\text{N.m}$]

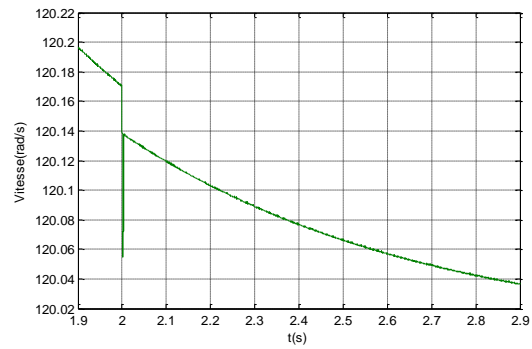
DTC-RNA

DTC-PI-FLOU

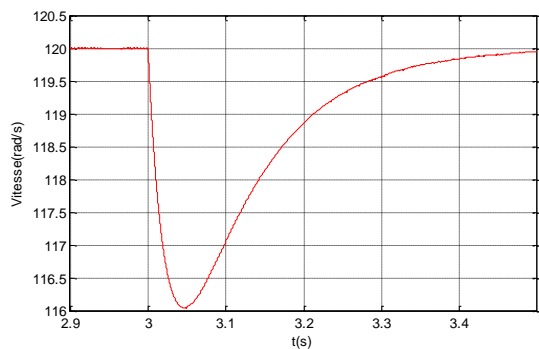
La figure suivante présente la comparaison de vitesse pour les deux techniques.



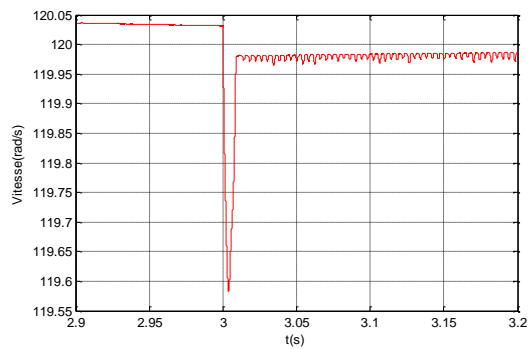
Zoom A {Vitesse RNA (rad/s)}.



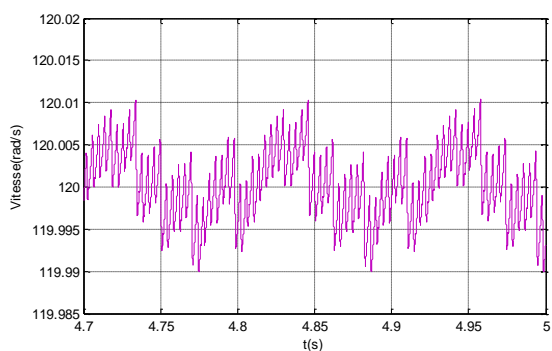
Zoom A {PI - FLOU (rad/s)}.



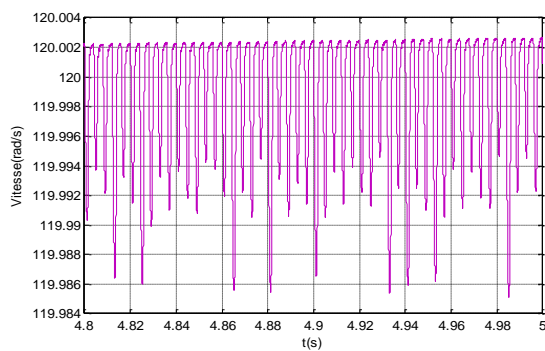
Zoom B {Vitesse RNA (rad/s)}.



Zoom B {PI - FLOU (rad/s)}.

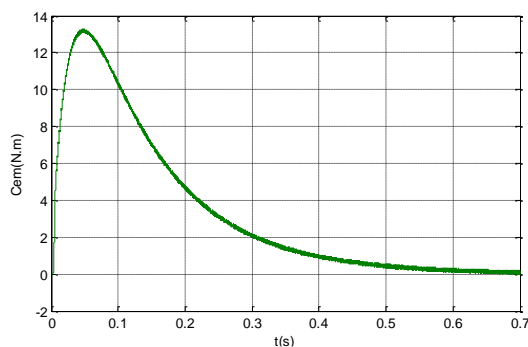
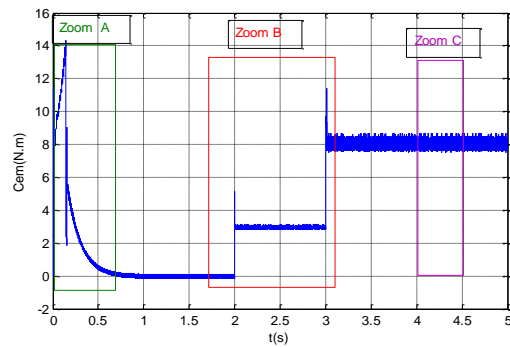
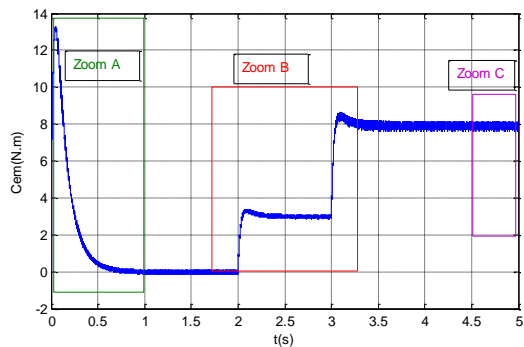


Zoom C {Vitesse RNA (rad/s)}.

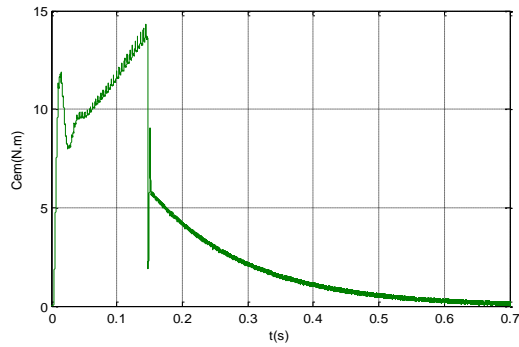


Zoom C {PI - FLOU (rad/s)}.

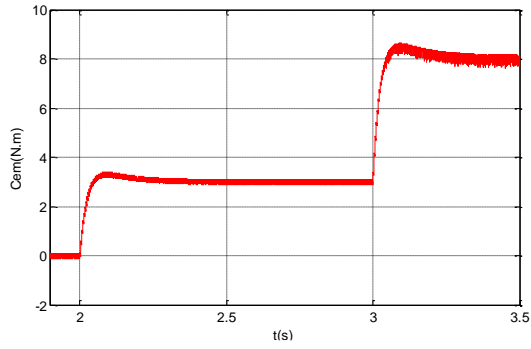
La figure suivante présente la comparaison du couple électromagnétique pour les deux techniques



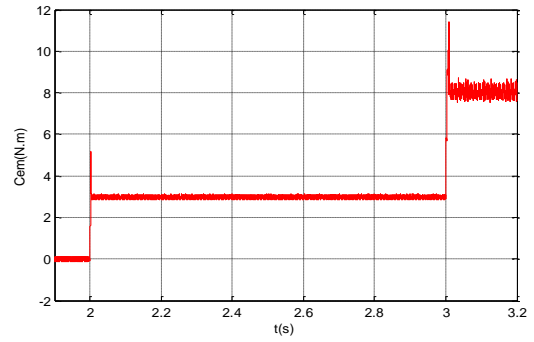
Zoom A {Cem RNA (N.m)}



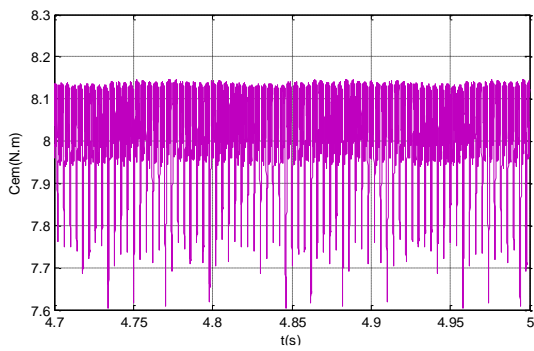
Zoom A {Cem PI - FLOU(N.m)}



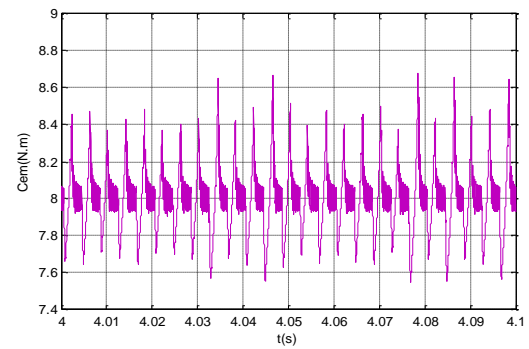
Zoom B {Cem RNA(N.m)}



Zoom B {Cem PI - FLOU (N.m)}

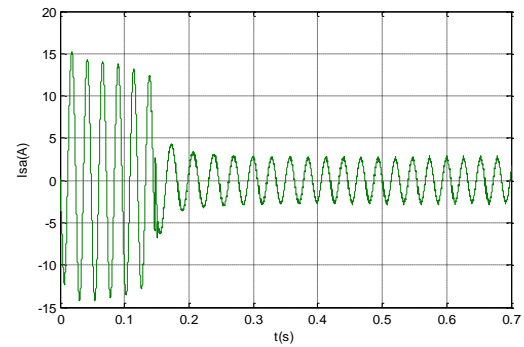
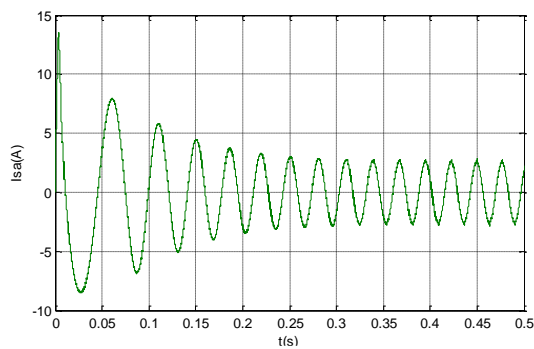
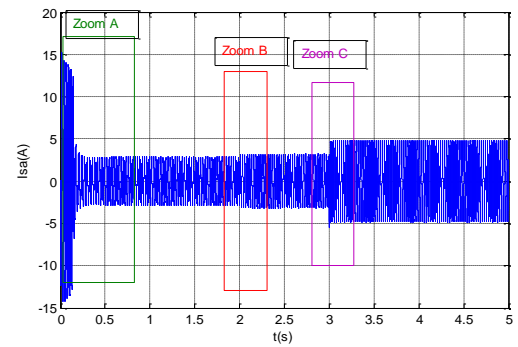
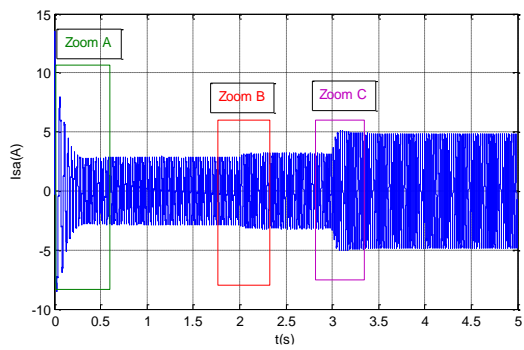


Zoom C {Cem RNA (N.m)}

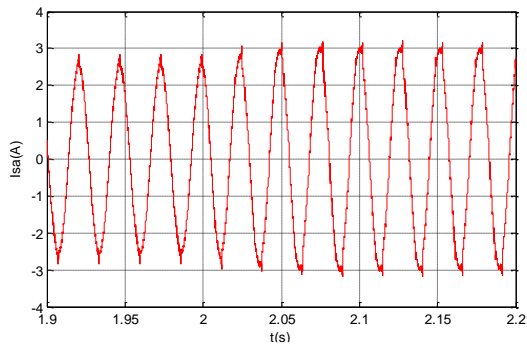


Zoom C {Cem PI - FLOU (N.m)}

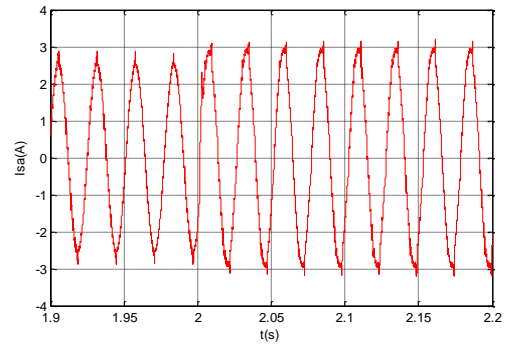
La figure suivante présente la comparaison du courant statorique pour les deux techniques



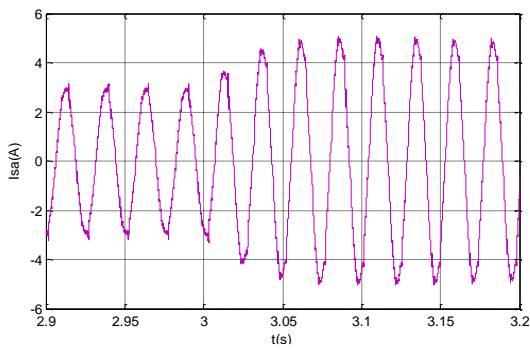
Zoom A {Isa RNA(A)}



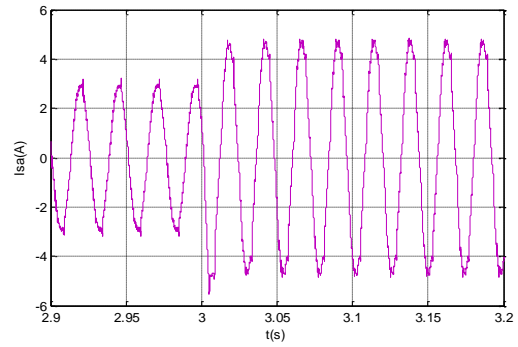
Zoom A {Isa PI- FLOU(A)}



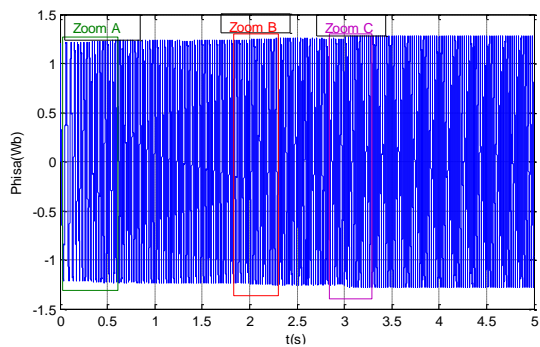
Zoom B {Isa RNA (A)}



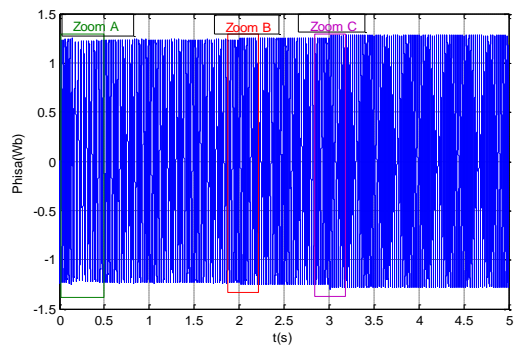
Zoom B {Isa PI - FLOU (A)}



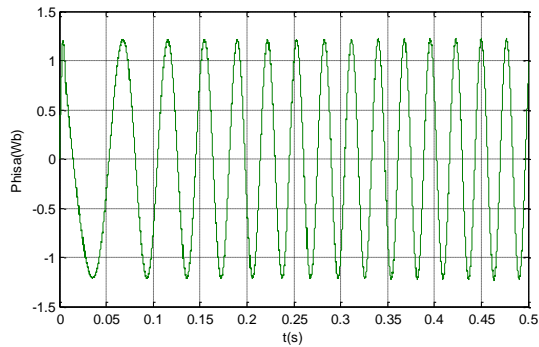
Zoom C {Isa RNA (A)}



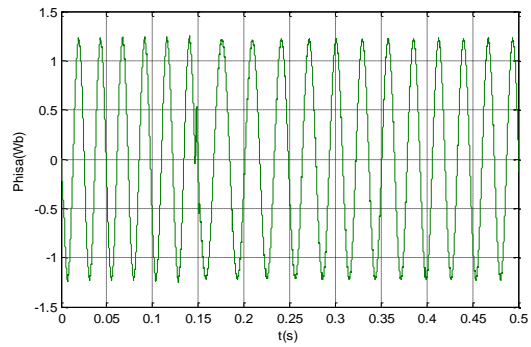
Zoom C {Isa PI - FLOU (A)}



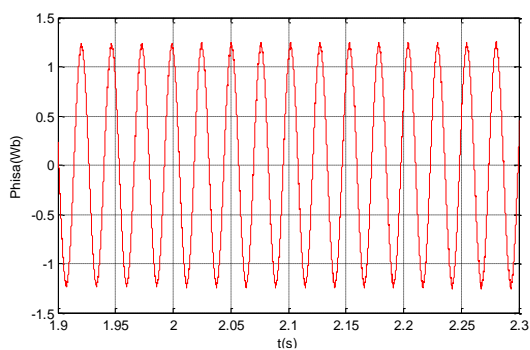
La figure suivante présente la comparaison du flux statorique pour les deux techniques



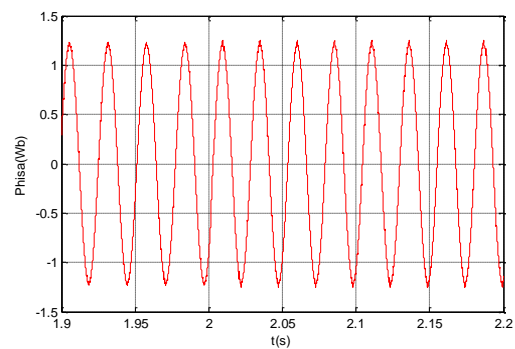
Zoom A {Phisa RNA (Wb)}



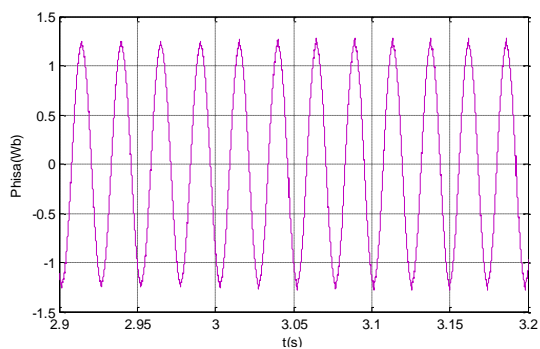
Zoom A {Phisa PI - FLOU (Wb)}



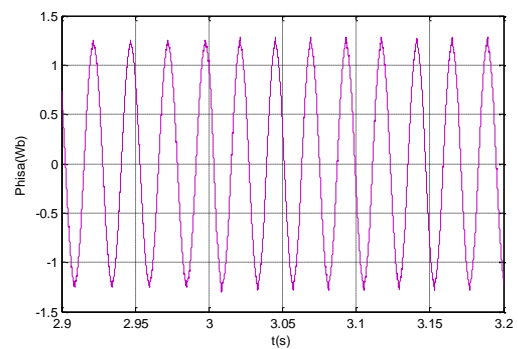
Zoom B {Phisa RNA (Wb)}



Zoom B {Phisa PI - FLOU (Wb)}



Zoom C {Phisa RNA (Wb)}



Zoom C {Phisa PI - FLOU (Wb)}

Nous concluons en comparant d'après les résultats de simulations obtenus par les deux techniques de commande DTC-RNA et DTC-PI- FLOU : Les résultats de simulation ont montré que l'application des réseaux de neurones donne une bonne réponse du couple, mais la réponse du flux statorique présente un régime transitoire un peu lent, dû au fait qu'il n'y a pas une règle générale de choisir les paramètres du réseau de neurones (le taux d'apprentissage, le nombre de neurones en couche cachée).

La DTC floue apporte quelques améliorations du point de vue de la rapidité du rejet de perturbation et aussi une meilleure poursuite à la référence.

Les avantages des réseaux de neurones [68]	Les avantages de la logique floue [68]
<ol style="list-style-type: none"> 1. Le modèle mathématique non requis. 2. Aucune connaissance basée sur les règles. 3. Plusieurs algorithmes d'apprentissage sont disponibles. 4. La DTC neuronale a donné des très bons résultats 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Le modèle mathématique non requis. 2. La connaissance antérieure sur les règles peut être utilisée. 3. Une interprétation et implémentation simple. 4. La DTC-RNA flou a donné des très bons résultats
Les inconvénients des réseaux de neurones [68]	Les inconvénients de la logique floue [68]
<ol style="list-style-type: none"> 1. Boite noire. 2. L'adaptation aux environnements différents est difficile & le réapprentissage est souvent obligatoire. 3. La connaissance antérieure ne peut pas être employée (apprentissage à partir de zéro). 4. Aucune garantie sur la convergence de l'apprentissage. 5. l'implantation demande une capacité de calcul importante. 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Les règles doivent être disponibles 2. Adaptation difficile au changement de l'environnement. 3. Aucune méthode formelle pour l'ajustement. 4. Problème de tâtonnement pour le réglage des gains. 5. l'implantation demande une capacité de calcul importante.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé la commande direct du couple de la machine asynchrone à base de la logique floue a donné des résultats exceptionnels, le contrôleur flou est très sensible aux variations des paramètres du système ainsi qu'aux perturbations externes ce qui justifie sa robustesse.

Il permet d'obtenir des temps de montée très faibles grâce à sa structure qui s'adapte avec le système et grâce aussi à ses caractéristiques non linéaires. Les résultats obtenus montrent que la commande floue directe du couple présente de très bonnes performances telles que la minimisation des ondulations au niveau du couple électromagnétique.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les travaux présentés dans cette mémoire concernent, d'une façon générale, l'étude et la modélisation d'une machine asynchrone (MAS), nombreuses techniques de commande ont été présentées et validées par simulation sur la MAS, de cette mémoire deux nouvelles techniques intelligentes proposées et validées, en utilisant des algorithmes de réglage robuste la première technique est la commande DTC améliorée par les réseaux de neurones artificiels et deuxième technique est la commande DTC –RNA avec PI par la logique floue sur la vitesse.

Afin de réaliser les objectifs de mémoire, nous avons réparti notre manuscrit en trois chapitres:

Le premier chapitre de ce travail, a été consacré à la modélisation de la MAS et de son alimentation, en se basant sur le modèle équivalent de Park tout en tenant en compte des hypothèses simplificatrices, Ce modèle a été validé en simulation.

Dans le deuxième chapitre, pour améliorer nous avons proposé la commande DTC basée sur les réseaux de neurones artificiels (RNA). Dans cette approche, la table de commutation des vecteurs des tensions et remplacés par un contrôleur basé sur le réseau de neurones artificiel. Les résultats de simulation ont montré que la combinaison entre la méthode classique et réseaux de neurones artificiels a permis d'aboutir à plusieurs avantages: des performances remarquables comparativement à la DTC classique et une réduction sensible des fluctuations des grandeurs de sortie de la MAS.

Dans le troisième chapitre, nous avons pu améliorer les performances de la commande en utilisant le formalisme de la logique floue pour développer l'algorithme DTC. Cette partie nous a permis d'étudier la structure générale d'un contrôleur flou et la méthodologie de sa conception. En fait, le contrôle flou a remplacé le contrôle classique pour améliorer les performances de l'entraînement asynchrone car le contrôleur flou est très peu sensible aux variations des paramètres du système ainsi qu'aux perturbations externes, ce qui justifie sa robustesse. A la fin du chapitre, nous avons examiné la comparaison entre la commande DTC-RNA et DTC -PI -FLOU.

Les travaux présentés dans notre mémoire ont montré de nombreux avantages, des perspectives intéressantes pouvant contribuer à l'amélioration des performances des commandes du MAS, tel que:

- Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la commande adaptative, backstepping.

Références bibliographiques

Références bibliographiques



- [1] **R ABDESSEMED, M KADJOU DJ**, « Modélisation Des Machine Electriques », Presses De L'université De Batna 1997.
- [2] **L. BAGHLI**. « Modélisation et Commande Des Machines Asynchrone », Cours De Commande IUFM De Lorraine UHP, 03/04
- [3] **F BARRET**, « Régime Transitoire Des Machines Tournantes Electriques » Collection Des Etudes De Recherches Edition Eyrolles, Paris 1982.
- [4] **M FILOPPICH**, « Digital Control of a Three Phases Induction Motor », Engineering Thesis, University Of Queensland, October 2002.
- [5] **T. MINH**, «Commandes numérique de machines asynchrones par logique floue», thèse en vue de l'obtention du grade de PHD, Université de Laval, Faculté des sciences et de génie Québec, soutenue en décembre , 1997
- [6] **M. CAO, J.L. SILWANETO, H. HUY**, " Fuzzy logic based controller for induction motor drives," IEEE. Trans. Fuzzy systems, pp. 631-634, 2000.
- [7] **K. LAROUCSI**, Développement d'un superviseur flou appliqué à la commande d'un moteur à induction, Thèse de Doctorat de l'université de Boumerdes, Algérie, 2013.
- [8] **D. SON, W. HEO, E. SANTI, A. MONTI**, «Synergetic control approach for induction motor speed control», The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, November 2-6-2004, PP.883-887, Busan, Korea
- [9] **FERHAT. HADJERR** « Commande adaptative floue d'un moteur Asynchrone » mémoire de master, université de Mohamed Boudiaf- M'sila 2016
- [10] **C. ALTROCK, B. KRAUSE**, «Fuzzy Logic and Neuro-fuzzy Technologies in Embedded Automotive Applications», Proceedings of Fuzzy Logic '93, pp. A113- 1-A113-9.
- [11] **R. SADOUNI**, Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile, Mémoire de Magister de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2010.
- [12] **Z. L. BOUDJEMAA**, Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI-flou, Mémoire de magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technologique (ENSET) d'Oran, Algérie, 2009
- [13] **M. T. BENCHOUIA**, Commande de la machine à courant alternatif par différentes techniques de contrôle avancées, Thèse de Doctorat de l'université de Biskra, Algérie, Juin 2006.
- [14] **L. BAGHLI**, " Contribution a La Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques", Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, 1999.
- [15] **Z. TIR** " Contribution à l'étude d'une machine asynchrone a double alimentation sans balais en vue de son application dans le domaine de l'énergie éolienne", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2014.

- [16] **DARIUSZ L. SOBCZUK**, "Application of ANN for Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives" Thesis Warsaw University Of Technology Poland 1999.
- [17] **LUC CONSTANT**, “ Modélisation de Dispositifs Electriques par Réseaux de Neurones en Vue de L'émulation Temps Réel”, Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 2000.
- [18] **C. M. LIAW, F.J. LIN**" Position control with fuzzy adaptation for induction servomotor drive", IEEE Proc. Elec. Power Appl., vol. 142, no. 6, pp. 397-404, 1995.
- [19] **T.TAKAGI, N.SEGENO**, «fuzzy identification of system and its applications to modeling and control», IEEE, trans, on systems Man and Cybernetics Vol Smc15 (1985) pp.116-132.
- [20] **M. N. UDDIN, T. S. RADWAN, M. A. RAHMAN** " Performances of fuzzy-logic based indirect vector control for induction motor drive", IEEE Trans. Ind. App., vol. 38, no. 5, pp. 1219-1225, 2002.
- [21] **S. GALICHET, L. FOULLOY**, «Fuzzy Controllers: Synthesis and Equivalences», IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 3, No. 2, PP. 140-148, May 1995.
- [22] **K. AISSA**, « Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté», Thèse de Doctorat Boumerdès, 2007.
- [23] **H. BüHLER**, « Réglage par logique floue », Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [24] **D. RUMELHART, G. HINTON, R. WILLIAMS**, «Learning internal representations by error propagation», Parallel Distributed Processing: Explorations in the Microstructures of Cognition, vol. 1, 1986, p. 318-362.
- [25] **F. MOUTARDE**, «Introduction aux Réseaux de Neurones», Centre de Robotique (CAOR), Ecole des Mines de Paris, Mai 2008.
- [26] **V. LACROSE**" Réduction de la complexité des contrôleurs flous : application à la commande multivariable", Thèse de doctorat, d'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 1997.
- [27] **M.DEPENBROK**,“Direct Self-Control (Dsc) Of Inverter Fed Induction Machine”, IEEE Trans. Power Electron., Vol. Pe-3, pp. 420–429, Oct 1988.
- [28] **S.CHEKROUN**,‘ Commande Neuro-Floue Sans Capteur De Vitesse D'une Machine Asynchrone Triphasée ‘; Mémoire de Magister décembre 2009.
- [29] **I.TAKAHASHI, T. NOGUCHI**,‘A new quick response and high efficiency control strategy of induction motor’. IEEE Transactions on Industrial Electronics, IE-22, 820-827. (1986).
- [30] **C. B. BUTT, M. A. HOQUE, M. A. RAHMAN** " Simplified fuzzy-logic bas
- [31] **ADEL MERABET** ‘ ‘Commande Non Linéaire a Modèle Prédicatif pour une Machine Asynchrone’ ’ Thèse De Doctorat Université Du Québec Mai 2007.
- [32] **DARIUSZ L. SOBCZUK**, "Application of ANN for Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives" Thesis Warsaw University Of Technology Poland 1999.
- [33] **LUC CONSTANT**, “ Modélisation de Dispositifs Electriques par Réseaux de Neurones en Vue de L'émulation Temps Réel”, Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 2000.

- [34] **MONDAL, S.K.; J.O.P. PINTO, B.K.BOSE**, “ A Neural-Network-Based Space-Vector PWM Controller for Athree-Level Voltage-Fed Inverter Induction Motor Drive”, Industry Applications, IEEE Transactions on. Vol 38, Issue 3, May/Jun 2002 Page(s):660 – 669.
- [35] **M. CIRSTEA, A. DINU, J. KHOR, M. MCCORMICK**, "Neural and Fuzzy Logic Control of Drives and Power Systems", Newnes, An imprint of Elsevier Science First published 2002. 412 pages.
- [36] **R. WILLIMAS, K. HERRUP** «The Control of Neuron Number», The Annual Review of Neuroscience 11:423–453 (1988). Last revised, 2001.
- [37] **A. JAMES, D. SkAPURA**, «Neural Networks Algorithms, Applications and Programming Techniques», Addison Wesley, 1992.
- [38] **J. ANDERSON**, «An Introduction to Neural Networks», Bradford - MIT Press, 1995.
- [39] **M. PARIZEAU**, «Réseaux de neurones», Edition université de Laval, 2004.
- [40] **S. KERMICHE**, Modélisation et commande d'un robot par méthodes intelligentes, Thèse de Doctorat de l'université d'Annaba, Algérie, 2006.
- [41] **F. MOUTARDE**, «Introduction aux Réseaux de Neurones», Centre de Robotique (CAOR), Ecole des Mines de Paris, Mai 2008.
- [42] **MIROSLAW WLAS; ZBIGNIEW KRZEMINSKI**; “Artificial-Neural-Network-Based Sensorless Nonlinear Control of Induction Motors”; IEEE Transactions on energy conversion. Vol. 20, N.3, September 2005.
- [43] **C. TOUZET** ; « Les réseaux de neurones artificiels Introduction au connexionisme ; cours ; exercices et travaux pratiques » ; juillet 1992.
- [44] **BENBOUHENNI H**, Commande directe du couple par les techniques de l'intelligence artificielle d'un moteur asynchrone (1MW) alimentée par onduleur NPC de tension à sept niveaux. Journal of Advanced Research in Science and Technology, 2018, 5(1), 680-696
- [45] **A. LOUKRIZ**, Optimisation de la modélisation et de la commande d'un système photovoltaïque par les techniques d'intelligence artificielle, Mémoire de Magister de l'Université de M'sila, Algérie, Décembre 2014.
- [46] **DISSA ABDENNOUR** ; Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire ; université de Batna.
- [47] **F.NACERI**, Commande non linéaire adaptative des machines électriques associées à des convertisseurs statiques ; projet « J0201320070006 »
- [48] **M. LAMINE, A. Traoré** « Modélisation et Simulation d'une Machine Asynchrone à Cage à l'aide du Logiciel Matlab/Simulink » pp038 45. 2004.
- [49] **C. CANUDAS** «Commande des Moteurs Asynchrones : Modélisation Contrôle Vectorielle et DTC» Vol. 1, Hermès Science Publications, Paris, 2000.
- [50] **Y. CHAPUIS**, «Contrôle Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique », Thèse Doctorat INPG, génie électrique.
- [51] **H.A.TOIYAT ,T.A.LIPO ,J.C.WHILE** , "Analysis of Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications-part2 (Motor Designed Performance)", IEEE Transactions on Energy Conversion ,Vol.6,No.4 ,pp.685-692, Dec.1991.

- [52] **M.MEDDAH ; T.KHEFFACHE**, « Etude et validation expérimentale de la commande d'une machine asynchrone double étoiles», Mémoire Magister de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, 2007.
- [53] **A.CHEBABHI, N.E.ROUABAH, E.GUERBAI**,« Application des techniques de l'intelligence artificielle pour le contrôle direct du couple d'une MAS» Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2009.
- [54] **A.BRKANI**, « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux basé sur la logique floue et l'apprentissage par renforcement» , Mémoire de Magister de l'école militaire polytechnique d'Alger, Algérie, 2009.
- [55] **D. YOUCEF**, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle.» , Thèse de doctorat en Electrotechnique, université djillali liabes de SIDI-BEL-ABBES ,Algérie, 2015.
- [56] **Y.DAILI**, « Contrôle de la Fréquence de Commutation des Hystérésis Utilisés dans les Commandes d'une Machine à Induction» , mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Novembre 2007.
- [57] **K.MAROUANI**,« Etude et Réalisation d'un Banc Expérimental de Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone Commandée par PC sans Capteur Mécanique» , Mémoire de Magister de l'école militaire polytechnique d'Alger, Algérie, janvier 2001.
- [58] **M.ZELECHOWSKI**, « Space Vector Modulated_Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter_Fed Induction Motor Drive» , Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology ,Warsaw, Poland, 2005.
- [59] **Y.BEKAKRA, D.BEN ATTOUS**,« Sliding Mode Control of Doubly Fed Induction Machine », Proceedings of 3rd International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies (ICEEDT'09), Oct. 31 – Nov. 02, 2009, Soussa, Tunisia.
- [60] **A.M.ARCKER**,« Contrôle direct du couple électromagnétique des machines asynchrones de grande puissance » , Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Février 1999.
- [61] **R.ZAIMEDDINE**,« Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux» , Thèse de Doctorat de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, juillet 2007.
- [62] **C.DE ALMEIDA MARTINS**,« Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée» ,Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2000.
- [63] **J.BELHADJ**,« Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone-Structures d'observation, Application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs» , Thèse de Doctorat de l'école nationale d'ingénieurs de Tunis, Tunisie, juillet 2001.
- [64] **M. S. VICATOS et A. J. TEGOPOULOS**, « A doubly-fed induction machine differential drive model for automobiles », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, No. 2, pp. 225- 230, 2003.
- [65] **S. DRID**, Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation théorie et expérimentation » , Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.

- [66] **L.A.ZADEH**; "Fuzzy Sets, Information and Control", Vol. 08, pp. 29 - 44, 1965.
- [67] **MILOUDI ABDALLAH** “ Etude Et Conception De Régulateurs Robustes Dans Différentes Stratégies De Commandes D’un Moteur Asynchrone’ ’ thèse Doctorat Es-Science Université Oran JUIN 2006.
- [68] **HECHELEF MOHAMMED** « Commande directe du couple d’une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l’intelligence artificielle » Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de SIDI-BEL-ABBES, Algérie, 2017.
- [69] **G.BUCHE** « Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/SIMULINK »*Mémoire d’ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble*, Mars 2001.
- [70] **Y. A. CHAPUIS, D. ROYES, S. COURTINE**, ‘’Commande directe du couple d’une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique’’, J. Phys. III., 1995, vol. 5, N°. 6, pp.863-880
- [71] **J. P. CARON, J.P. HAUTIER**, ‘’Modélisation et commande de la machine asynchrone’’,Technip,1995.

Annexes

Annexe A

Paramètres de la machine Asynchrone (MAS) :

Les paramètres de la MAS utilisés sont : « 09 »

- **PARAMETRES DE LA MAS**

- Résistance du stator $R_s = 10 \Omega$
- Résistance du rotor $R_r = 6.3 \Omega$
- Inductance du stator $L_s = 0.4642 H$
- Inductance rotor $L_r = 0.4612 H$
- Puissance électrique $P = 0.7 KW$
- Inductance mutuelle $M = 0.4212 H$

- **PARAMETRES MECANIQUES**

- Moment d'inertie $J = 0.02 \text{ kg. m}^2$
- Coefficient de frottement $f = 0 \text{ N. ms/rd}$

- **PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES**

- Couple nominale $C_{em} = 8 \text{ Nm}$
- Fréquence nominale $f = 50 \text{ Hz}$
- Nombre de paires de pôles $p = 2$

