

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande des machines électriques

Par : TAHRAOUI ABDESSAMED
TALBI ZAKARIA

Sujet

Commande d'une génératrice asynchrone à double alimentation par des techniques intelligentes

Président	S.M.MELIANI	MCA	Univ. Tlemcen
Examineur	M.C.BENHABIB	MCA	Univ. Tlemcen
Examineur	A.KHARROUS	MCA	Univ. Tlemcen
Encadrant	M.A.BRIKCI NIGASSA	MAA	Univ. Tlemcen
Co-encadrant	A.MECHERNENE	MCB	Univ. Tlemcen

Année universitaire : 2015-2016

Remerciements

Avant tout, nous remercions ALLAH pour nous avoir donné le pouvoir de réaliser ce modeste travail.

*Nous tenons ensuite à remercier notre encadrant Monsieur **M.A.BRIKCI NIGASSA**, pour son soutien, ses conseils et son encadrement qui nous ont été bénéfique pour mener à bien ce travail.*

*Nous tenons aussi à remercier notre Co-encadrant Monsieur **A.MECHERNENE** pour ses précieux conseils, son aide dans le cheminement de cette étude et pour la peine qu'il s'est donné tout au long de ce travail afin de faire de ce document ce qu'il représente.*

*Nous exprimons notre reconnaissance à Monsieur **S.M. Meliani** pour avoir bien voulu accepter de présider le jury.*

*Nous tenons également à remercier Monsieur **A.KHARROUS** et Monsieur **M.C.BENHABIB** Maître assistant d'avoir accepté d'examiner ce travail.*

Nous voudrions également remercier tous les enseignants que nous avons eu l'honneur d'avoir de connaître et d'apprécier durant notre scolarité.

Nous tenons également à remercier nos parents, pour tout le soutien moral, financier, psychologique et particulièrement pour l'amour qu'ils nous portent.

Enfin, Nos remerciements s'adressent à toutes les personnes qui ont contribué de loin ou de près à la réalisation de ce modeste travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

- *A mes parents, en témoignage de leur affection, et leurs encouragements tout le long de mes études.*
- *A mes sœurs qui me sont très chères.*
- *A mon frère*
- *A tous mes amis*
- *A tous la promotion commande des machines:*

2015/2016

abdessamed

Dédicaces

ce précieux travail, je le dédie :

- *A mes chers parents en témoignage de l'amour
du respect et de gratitude que je leur porte.*
- *A mes très chers frères et sœurs.*
- *A tous mes amis.*
- *A mes oncles.*

A tous la promotion commande des machines:

2015/2016

Zakaria

Nomenclature

Paramètres de modélisation du moteur asynchrone

R_s	résistances statorique par phase,
R_r	résistances rotorique par phase,
L_s	Inductance cyclique statorique,
L_r	Inductance cyclique rotorique,
M	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor),
p	nombre de paires de pôles,
J	Moment d'inertie (Kg. m ²)
C_{em}	couple électromagnétique.
C_r	couple de charge,
T_s	Constante de temps statorique,
T_r	Constante de temps rotorique,
(d, q)	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme)
(α, β)	Axes de référentiel de Park (fixe au stator)
θ	position angulaire du rotor par rapport au stator,
θ_s	position angulaire du stator par rapport à l'axe (d) ,
θ_r	position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d) ,

Grandeurs électriques au stator

v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	tensions statoriques triphasées,
$V_{s,abc}$	Vecteur des tensions statoriques triphasées
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$	tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β) ,
$V_{s,\alpha\beta}$	Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β) ,
v_{sd}, v_{sq}	tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
$V_{s,dq}$	Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	courants statoriques triphasés,
$I_{s,abc}$	Vecteur des courants statoriques triphasés,
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	courants statoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
$I_{s,\alpha\beta}$	Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
i_{sd}, i_{sq}	courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ,
$I_{s,dq}$	Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

Grandeurs électriques au rotor

v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}	tensions rotoriques triphasées,
$V_{r,abc}$	Vecteur des tensions rotoriques triphasées,

Nomenclature

$v_{r\alpha}, v_{r\beta}$	tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β) ,
$V_{r,\alpha\beta}$	Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β) ,
v_{rd}, v_{rq}	tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
$V_{r,dq}$	Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	courants rotoriques triphasés,
$I_{r,abc}$	Vecteur des courants rotoriques triphasés,
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	courants rotoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
$I_{r,\alpha\beta}$	Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
i_{rd}, i_{rq}	courants rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ,
$I_{r,dq}$	Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

Grandeurs magnétiques au stator

$\phi_{s,abc}$	Vecteur de flux magnétiques au stator,
$\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$	flux statoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
$\phi_{s,\alpha\beta}$	Vecteur de flux statoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
ϕ_{sd}, ϕ_{sq}	flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ,
ϕ_{sdq}	Vecteur de flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ,

Grandeurs magnétiques au rotor

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$	flux magnétiques au rotor,
$\phi_{r,abc}$	Vecteur de flux magnétiques au rotor,
$\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$	flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
$\phi_{r,\alpha\beta}$	Vecteur de flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
ϕ_{rd}, ϕ_{rq}	flux rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ,
$\Phi_{r,dq}$	Vecteur de flux rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ,
ω	pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation,
ω_s	pulsation électrique des grandeurs statoriques,
ω_r	pulsation électrique des grandeurs rotoriques,
g	Glissement de la vitesse de rotation $(\omega_s - \omega) / \omega_s$,
Ω	vitesse mécanique de rotation (rad/s),

Table de matière

Introduction générale.....	
Chapitre I : Etat de l'art sur les techniques de contrôle des machines asynchrone	
I.1 Introduction.....	9
I.2 Commande par flux orienté	9
I.3 La logique floue	10
I.3.1 Définition et historique	10
I.3.2 Intérêt et utilisation de la logique floue	11
I.3.3 Utilisation de la logique floue	12
I.4 Les réseaux de neurones artificiels (RNA)	12
I.4.1 Historique des réseaux de.....	15
I.4.2 Domaines d'application des réseaux de neurones	16
I.4.3 Architecture des réseaux de neurones artificiels	16
a. Les réseaux de neurones non bouclés	16
b. Les réseaux bouclés	18
I.5 Neuro-Flou	18
I.5.1 Introduction.....	18
I.5.2 Définition du neuro-flou.....	18
I.5.2.1 Avantages et inconvénients	19
I.5.3.2 Méthodes des combinaisons neuro-floue	20
A. Première méthode.....	20
b. Deuxième méthode	21
c. Troisième méthode	21
I.6 Commande avec le mode de glissement	22
I.6.1 Historique.....	22
I.6.2 définition et nécessité technique de la commande avec le mode de glissement....	23
I.6.3 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement	23
a. Choix de la surface de glissement	23
b. Conditions de convergence.....	24
b.1 La fonction discrète de commutation	24
I.6.4 Théorie de la commande	24
I.7 Algorithmes génétiques	26

I.7.1 Terminologie.....	28
I.7.2 Fonctionnement général des algorithmes génétiques	29
I.7.3 Description	30
I.8 Conclusion	34

Chapitre II : Commande vectorielle directe et indirect d'une MADA

II.1 Introduction.....	36
II.2 Machine Asynchrone à Double Alimentation.....	36
II.3. Modes de fonctionnement de la MADA.....	37
II.4 Modélisation.....	38
II.4.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la MADA.....	38
II.4.2 Modèle triphasé de la MADA	38
II.4.2.1 Représentation de la machine dans l'espace électrique.....	38
II.5 Modèle de la MADA dans le repère dq.....	41
II.5.1 La transformation de Park.....	41
II.6 Choix de référentiel dq.....	43
II.7 Mise sous forme d'équation d'état.....	44
II.8 la Commande Vectorielle.....	45
II.8.1 Commande vectorielle directe.....	46
II.8.2 Modèle de la MADA dans le repère de Park.....	47
II.8.3 la commande vectorielle directe des puissances.....	48
II.8.3.1 Technique d'orientation du flux.....	49
II.8.4 Commande vectorielle indirecte.....	53
II.8.4.1 la commande vectorielle indirecte des puissances.....	53
II.9 Alimentation de la MADA.....	54
II.10 Conclusion.....	69

Chapitre III : Commande flou directe et indirecte d'une MADA

III.1.Introduction.....	71
III.2.Principe de la logique floue.....	71
III.3.Notion de base et connaissance préliminaire	72
III.3.1.Ensemble flou	72
III.3.2.Variables linguistiques.....	73

III.3.2.Fonction d'appartenance	73
III.3.3.Intervalles d'inférence	73
III.4.Opérateurs de la logique floue	74
III.4.1.Opérateur ET (Intersection floue)	75
III.4.2.Opérateur OU (Union floue)	75
III.5.Description d'une commande par la logique floue	76
III.5.1.Interface de Fuzzification.....	77
III.5.2.Base des règles	78
III.5.3.Mécanisme d'inférence flou	79
III.5.4.1.Interface de Défuzzification.....	80
III.6.Application de la logique floue pour le réglage de vitesse de laMADA	82
III.7.Les résultats de simulation	85
III.8.Conclusion	93
Conclusion Générale	94
Bibliographie	
ANNEXE (A)	
ANNEXE (B)	
Résumé	

Introduction générale

L'énergie électrique est devenue un élément fondamental. Dans notre vie à cause de nos différentes exigences en plusieurs termes domestiques et industriels.

Alors, on a besoin de chercher d'autres solutions alternatives aux énergies fossiles pour produire l'électricité avec des sources renouvelables non polluantes et plus économiques en exploitant bien les éléments de la nature comme l'eau, le soleil et le vent.

Par exemple éolienne, sont appelés à être de plus en plus utilisés dans le cadre du développement durable, elle transforme l'énergie issue du vent en énergie électrique. Pour réaliser ceci il est important de disposer de différentes technologies de générateurs telles que la génératrice asynchrone à double alimentation.

Plusieurs travaux ont été étudiés de la machine asynchrone à double alimentation

Cette dernière présente une solution idéale pour les entraînements à hautes puissances et à vitesse variable, grâce au développement des équipements de l'électronique de puissance et l'apparition des techniques de commande modernes.

La MADA présente des avantages et des inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs, sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

- La configuration avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- on peut contrôler à la fois le couple et le facteur de puissance (fonctionnement en mode génératrice).
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au delà de la vitesse nominale.
- La MADA se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très importants.
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux convertisseurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation.
- Rendement élevé.

Les inconvénients sont :

- Machine plus volumique que celle à cage, généralement elle est plus longue à cause des balais.
- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).

Dans le domaine de la commande, plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré, Les techniques de commande classique de type PI ou PID couvrent une large gamme dans les applications industrielles, ces techniques sont linéaires et présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse

Au cours de temps, ses applications seront non efficaces, spécialement si les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires. De plus, l'application de ces techniques exige la connaissance des différents paramètres du modèle de la machine.

Trouver le remplaçant de ces techniques classiques est le souci de plusieurs chercheurs.

La commande intelligente est un vocabulaire qui a apparu ces dernières années et occupe une large place dans les domaines de recherche modernes. Elle est basée sur l'utilisation de l'intelligence artificielle qui permet de reproduire le raisonnement humain.

La logique floue est une branche de l'intelligence artificielle. Les bases théoriques de cette logique ont été établies en 1965 par le Professeur Lotfi Zadeh à l'Université de Berkeley en Californie, qui introduit la notion de l'ensemble flou. Tout récemment, en Europe et en Amérique du Nord, une intense activité de recherche a débuté afin d'introduire le principe du réglage par la logique floue, qui est en pleine expansion. Celle-ci permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies.

Le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Ainsi, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique.

L'organisation de mémoire :

Le premier chapitre : dans ce chapitre, une présentation des différentes techniques utilisées pour la commande de la machine asynchrone (commande vectorielle –la logique floue –réseaux de neurone – neuro-flou-mode glissant – algorithme génétique)

Le deuxième chapitre : présente la machine asynchrone à double alimentation et les commandes utilisées commande directe et indirecte côté machine et commande par hystérésis dans côté réseau. Avec l'emploi de régulateur PI classique. Il s'en suivra une série de simulation avec une interprétation dans l'environnement simulink et simpower système

Le troisième chapitre : présente la théorie de la logique floue ainsi que son principe de fonctionnement pour le cas d'un régulateur PI-Floue. Il s'en suivra une série de simulation avec une interprétation. dans l'environnement simulink et simpower système

Chapitre I

Etat de l'art sur les techniques

De contrôle des machines asynchrone

I.1 Introduction

La machine asynchrone de par sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Les progrès réalisés en commande et les avancées technologiques, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que dans celui de la microélectronique, ont rendu possible l'implantation de commandes performantes à cette machine faisant d'elle un élément incontournable dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide du couple.

L'utilisation des machines asynchrones associées à la commande vectorielle permet de réaliser presque les mêmes objectifs que ceux des machines à courant continu, mais à moindre coût. Cependant, de nombreux problèmes demeurent. La sensibilité de ces machines vis-à-vis des perturbations ainsi que, la dégradation des performances lorsque leurs paramètres varient avec la température ou l'état magnétique et en présence de bruits dus au convertisseur statique, sont des axes potentiels de recherche.

Le développement de nouvelles techniques pour optimiser le fonctionnement des systèmes industriels en général, et des machines électriques en particulier a donné naissance à des commandes avancées.

Les récentes orientations se focalise essentiellement sur les outils de l'intelligence artificielle : logique floue, réseaux de neurones artificiels, algorithmes génétiques,...[40]

Dans ce chapitre, un état de l'art de certaines techniques utilisées pour la commande de la machine asynchrone.

I.2 Commande par flux orienté

La commande à flux orienté est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle des machines électriques à courant alternatif, dont le principe de base nous ramène à une notion élémentaire et importante de l'électromagnétisme. À savoir, la force exercée sur un conducteur, parcouru par un courant et soumis à un champ magnétique, est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ. Il en résulte, que l'amplitude de cette force sera maximale lorsque le vecteur courant est perpendiculaire au vecteur champ.

Pour la machine asynchrone (MAS), le principe d'orientation du flux a été développé par Blaschke au début des années soixante dix. Il consiste à orienter le vecteur flux suivant l'un des axes du repère (d, q), afin de rendre le comportement de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple.

Il s'agit donc de placer le référentiel (d, q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d). Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante

Dans la littérature, nous avons trouvé plusieurs types d'orientation du flux, à savoir l'orientation du flux rotorique, l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer. La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuites rotorique et statorique et donne de meilleurs résultats que les autres méthodes. [1]

Depuis les premiers pas sur la commande vectorielle, les chercheurs réalisent deux méthodes générales de FOC : méthode directe (développé par F. Blaschke) et la méthode indirecte (proposé par K. Hasse). Dans la commande directe, un estimateur de flux est nécessaire, tandis qu'il ne l'est pas dans le cas de la commande indirecte, il nous suffit donc, dans ce type de commande, d'estimer la pulsation statorique à partir de l'équation d'autopilotage, pour l'employer dans les calculs du flux.[2]

I.3 La logique floue

I.3.1 Définition et historique : La logique floue « Fuzzylogic » est une branche de l'intelligence artificielle, tout comme les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques, suscite depuis la dernière décennie un nombre important de travaux et d'articles scientifiques.

Ce sont les premières approches du concept d'incertitude d'Heisenberg développées par des chercheurs américains dans les années 20 qui ont conduit à son apparition. Mais ce n'est qu'en 1965 que le professeur L.Zadeh, de l'université de Berkeley en Californie et automaticien, propose les bases théoriques de cette logique dans un article intitulé « Fuzzy set/Ensemble flou ».[3]

La logique floue emploie un langage mathématique et une logique plus souple employant des règles (inférences) exprimées sous la forme « si prémisse alors conséquence » à partir de relations imprécises. Les prémisses et les conséquences sont émises à l'aide de termes linguistiques proches du langage humain, ce qui facilite leur compréhension et donc l'introduction de connaissance acquise a priori la logique floue permet de synthétiser des contrôleurs qui génèrent des lois de commande efficaces sans être obligés de faire de modélisations approfondies ou sans connaître précisément le processus à commander. C'est

essentiellement grâce à certaines applications remarquables concernant l'intégration de contrôleurs flous dans le réglage que cette logique a pris son véritable essor. [1] [4]

Les principales avancées peuvent être récapitulées de manière non exhaustive, par la proposition de la logique floue pour la résolution de problèmes de réglage par L.Zadeh, une première application du réglage par le professeur E.H.Mamdani en 1975 qui a permis de développer une stratégie de contrôle pour une chaudière à vapeur, suivit en 1975 par la première véritable application industrielle, puis en 1978 le contrôle par la société danoise F.L Smidth-Fuller d'un four à ciment. En 1985 la logique floue est introduite au Japon par M.Sugneo, on voit alors apparaître des réalisations telles que le métro Sendai en 1987, ou le lave-linge AïsaïgoPayFuzzy de Matsushita en 1990. [5][6]

Bien que les bases théoriques de cette approche aient été établie dès 1965, ce n'est que récemment que ses principes ont été appliqués au domaine des machines électriques, marqué par la contribution de l'équipe B.K Bose de l'université du Tennessee.[1]

I.3.2 Intérêt et utilisation de la logique floue : La connaissance de la situation quelconque de l'être humain :

- Incertaine (peut être invalide),
- Imprécise (mal exprimée).

La résolution des problèmes complexes par l'être humain : La précision des données n'est pas toujours utile; par exemple pour choisir un appartement, il pourra prendre en compte la surface, la proximité de commerces, la distance du lieu de travail, sans pour autant avoir besoin d'une valeur très précise de chacune de ces données.

La précision du système dépend de sa complexité, plus il est complexe plus il est difficile de faire des affirmations précises sur son comportement, donc :

- Il est intéressant de modéliser le comportement d'un opérateur humain face au système pour modéliser le système ;
- A base des valeurs numériques précises, le fonctionnement doit être décrit par des qualificatifs globaux devant l'état approché des variables.[7]

I.3.3 Utilisation de la logique floue : Les principaux domaines de recherche et d'application de la logique floue collectée lors de notre recherche bibliographique sont : [9]

- Automatisation de la production du fer et de l'acier, purification de l'eau, chaînes de montage et robots de fabrication ;
- Commande des instruments (capteurs, et instruments de mesure), et reconnaissance de voix et de caractères ;
- Conception, jugement et décision (consultation, investissement et développement, horaires de train) ;
- Commande des unités arithmétiques, des micro-ordinateurs, et réalisation des opérateurs ;
- Traitement d'information telles que les données, recherche de l'information, modélisation des systèmes, ...etc.

I.4 Les réseaux de neurones artificiels (RNA) :

Un réseau neuronal artificiel est un système basé sur le réseau neuronal biologique, tel que le cerveau. Le cerveau a environ 100 milliards de neurones qui communiquent entre eux, grâce à des signaux électrochimiques. Les neurones sont connectés entre eux par l'intermédiaire de jonctions appelées synapses (Figure I.1) Chaque neurone reçoit des milliers de connections recevant en permanence des signaux d'entrée. Si l'addition de ces signaux dépasse un certain seuil une réponse est envoyée à travers l'axone.

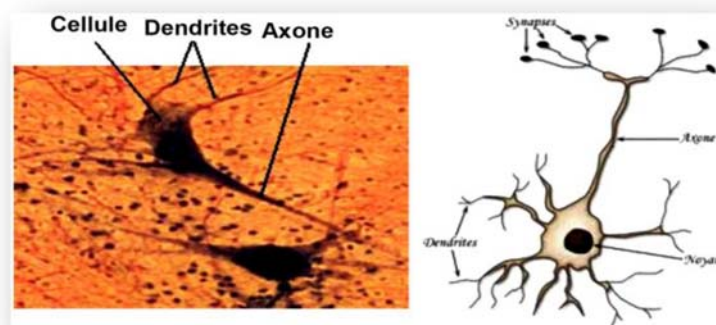


Figure I.1: Neurone biologique

Le neurone artificiel (neurone informatique) est un petit modèle statistique à lui tout seul. Il doit accomplir deux tâches:

- La synthèse des informations qui lui sont fournies ;
- La transformation (souvent non linéaire) de cette information en une information nouvelle.

L'objectif d'un réseau neuronal est de créer un modèle qui relie les sorties et les entrées en utilisant une base de données historique de telle manière qu'il puisse ensuite produire des sorties quand celles-ci sont manquantes. Un « RNA » a une structure parallèle constituée de nombreux neurones. Il comprend:

- Une couche d'entrée qui reçoit les données ;
- Une couche de sortie à laquelle sont envoyées les données calculées;
- Une ou plusieurs couches cachées reliant les couches d'entrées et de sortie. Selon l'architecture choisie, tous les neurones ou une partie des neurones dans une couche sont connectés avec tous ou une partie des neurones des couches adjacentes. Le nombre de couches cachées et le nombre de neurones par couche dépend du modèle spécifique, de la vitesse de convergence, des capacités de généralisation, du processus physique et des données d'entraînement que le « RNA » simulera.

Un neurone artificiel et le modèle de réseau de neurones multicouches sont illustrés sur la (figureI.2)

Le signal part des entrées d'une couche, $X_{K1}, X_{K2}, \dots, X_{ki}$ sont considérés ici comme unidirectionnel « configuration feed forward ». Le signal de sortie O vers le $j^{\text{ème}}$ neurone de la couche suivante ($k+1$) est donné par :

$$o = f(\text{net}) = f(w^T * x_k) = f\left(\sum_{j=1}^p w_{k,j} * x_{k,j}\right) \quad (\text{I.1})$$

Où : $x_{k,j}$ est le poids synoptique ;

K est l'indice de la couche

j est l'indice du neurone

$f(\text{net})$ est la fonction de transfert ou d'activation (la variable **net** est le produit scalaire du poids et des vecteurs d'entrée.

T est la transposée de la matrice.

Le résultat de cette somme $\cdot net$ est ensuite transformé par une fonction de transfert f qui produit une sortie O d'un neurone, si la somme excède un certain seuil. La sortie est alors distribuée vers les autres neurones en tant qu'entrée.

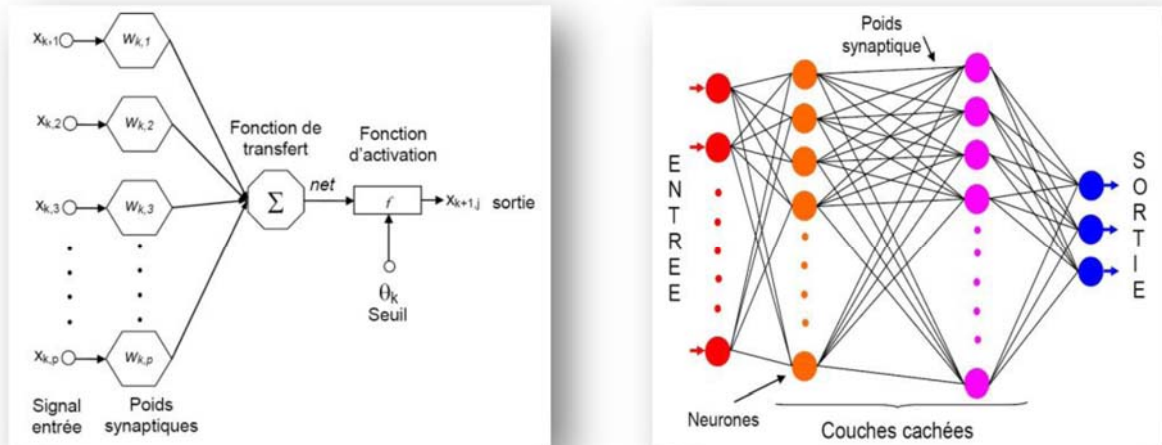


Figure 1.1 : Architecture d'un neurone artificiel et d'un RNA multicouche

Il y a deux problèmes essentiels concernant la mise en œuvre du « RNA » : le choix de sa taille (nombre de couches et nombres de neurones sur chaque couche) et l'obtention des poids synaptiques optimaux. Un nombre insuffisant de neurones cachés cause des difficultés durant la phase d'apprentissage, alors qu'un nombre excessif de neurones conduit à des temps d'apprentissage trop importants avec une amélioration marginale au niveau des résultats et l'estimation des poids synaptiques est plus difficile. Pour déterminer la taille optimale, la méthode consiste habituellement à réaliser plusieurs essais et d'estimer à chaque fois les erreurs d'appréciation. Une des propriétés des « RNA » est leur capacité à apprendre de leur environnement et à améliorer leurs performances à travers des processus d'apprentissage. L'apprentissage se traduit par des changements au niveau des poids synaptiques connectant les neurones d'une couche à l'autre. Le but est d'atteindre une égalité entre les données de sortie estimées et mesurées. Il est donc nécessaire de choisir l'algorithme d'apprentissage et de définir la part des données qui sera utilisée dans la phase d'apprentissage par rapport au nombre total de données disponibles. Les différentes étapes dans la mise en place d'un « RNA » optimisé consistent à sélectionner:

- une structure de « RNA »;
- un type de fonction de transfert;

- la taille du 'RNA' (nombre de couches et nombres de neurones par couche);
- l'algorithme d'apprentissage;
- la part de données apprentissage/test ;
- les données d'entrée.[10]

I.4.1 Historique des réseaux de neurones : Brièvement, les premières recherches remontent à la fin du 19^{ème} et au début du 20^{ème} siècle. Elles consistent en de travaux multidisciplinaires en physique, en psychologie et en neurophysiologie par des scientifiques tels Hermann Von Helmholtz, Ernst Mach et Ivan Pavlov. A cette époque, il s'agissait de théories plutôt générales sans modèle mathématique précis d'un neurone. La naissance effective du domaine des réseaux de neurones artificiels remonte aux années 1940 avec les travaux de Warren McCulloch et Walter Pitts qui ont montré qu'avec de tels réseaux, on pouvait, en principe, calculer n'importe quelle fonction arithmétique ou logique. Vers la fin des années 1940, Donald Hebb a ensuite proposé une théorie fondamentale pour l'apprentissage.[11]

La première application concrète des réseaux de neurones artificiels est survenue vers la fin des années 1950 avec l'invention du réseau dit «perceptron» par Frank Rosenblatt qui avec ses collègues ont construit un réseau et démontré ses habilités à reconnaître des formes. Malheureusement, il a été démontré par la suite que ce perceptron simple ne pouvait résoudre qu'une classe limitée de problème. Environ au même moment, Bernard Widrow et Ted Hoff ont proposé un nouvel algorithme d'apprentissage pour entraîner un réseau adaptatif de neurones linéaires, dont la structure et les capacités sont similaires au perceptron. Vers la fin des années 1960, un livre publié par Marvin Minsky et Seymour Papert ont remis en cause l'emploi de cette technique dans le domaine des réseaux de neurones vus qu'ils ont démontré les limitations des réseaux développés par Rosenblatt et WidrowHoff. Beaucoup de gens ont été influencés par cette démonstration qu'ils ont généralement mal interprétée. Heureusement, certains chercheurs ont persévéré en développant de nouvelles architectures et de nouveaux algorithmes plus puissants. En 1972, TeuvoKohonen et James Anderson ont développé indépendamment et simultanément de nouveaux réseaux pouvant servir de mémoires associatives. Également, Stephen Grossberg a investigué ce qu'on appelle les réseaux auto-organisés.

Dans les années 1980, une pierre d'achoppement a été levée par l'invention de l'algorithme de rétro propagation des erreurs. Cet algorithme est la réponse aux critiques de Minsky et Papert formulées à la fin des années 1960. C'est ce nouveau développement, généralement attribué à David Rumelhart et James McClelland, mais aussi découvert plus ou moins en même temps par Paul Werbos et par Yann LeCun, qui a littéralement ressuscité le domaine des réseaux de neurones. Depuis ce temps, c'est un domaine où se développe constamment de nouvelles théories, de nouvelles structures et de nouveaux algorithmes. [12]

I.4.2 Domaines d'application des réseaux de neurones : Les réseaux de neurones servent aujourd'hui à toutes sortes d'applications dans divers domaines. Nous citerons :

- Traitement d'images : reconnaissance de caractères et de signatures, compression d'images, reconnaissance de forme, cryptage, classification, etc. ;
- Traitement du signal : filtrage, classification, identification de source, traitement de la parole ;
- Contrôle : commande de processus, diagnostic, contrôle qualité, asservissement, des robots, systèmes de guidage automatique des automobiles et des avions ;
- Défense : guidage des missiles, suivi de cible, reconnaissance du visage, radar, sonar, lidar, compression de données, suppression du bruit ;
- Optimisation : planification, allocation de ressource, gestion et finances, etc. ;
- Simulation : simulation du vol, simulation de boîte noire, prévision météorologique, copie de modèle.

I.4.3 Architecture des réseaux de neurones artificiels :

a. Les réseaux de neurones non bouclés : Un réseau de neurones non bouclé, appelé aussi réseau statique est un réseau dont le graphe des connexions est acyclique ; il réalise une fonction algébrique non linéaire de ses entrées. On l'utilise généralement pour la modélisation de processus. [13]

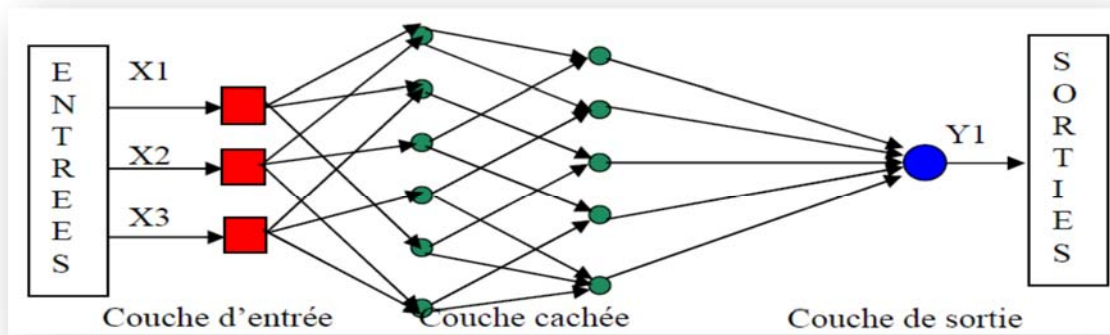


Figure I.3: Réseau de neurone non bouclé

Ce type de réseau comprend deux groupes d'architectures : les réseaux monocouches et les réseaux Multicouche.

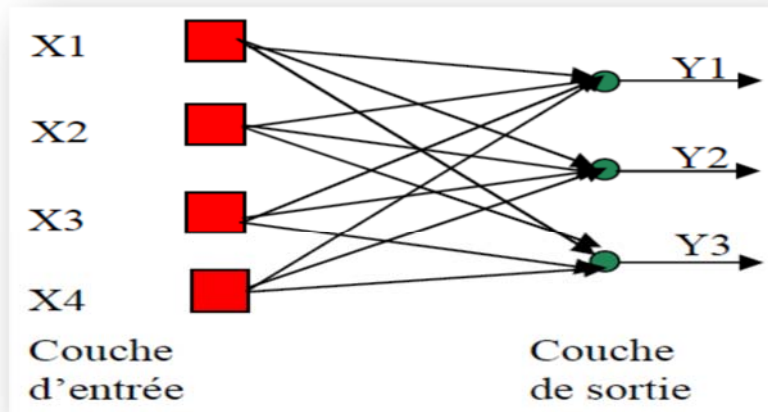


Figure I.4: Réseau non bouclé mono couche

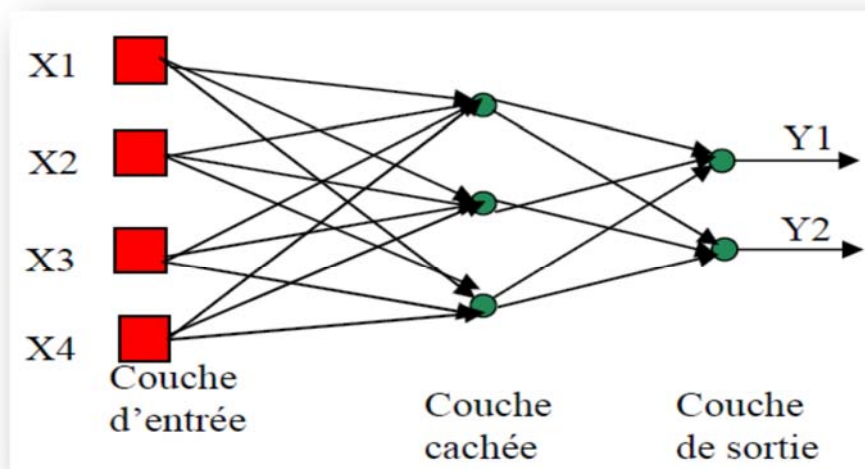


Figure I.5 : Réseau non bouclé multi couche

b. Les réseaux bouclés : Un réseau de neurones bouclé, appelé aussi réseau dynamique, est un réseau dont le graphe des connexions peut contenir des cycles. [12][13]

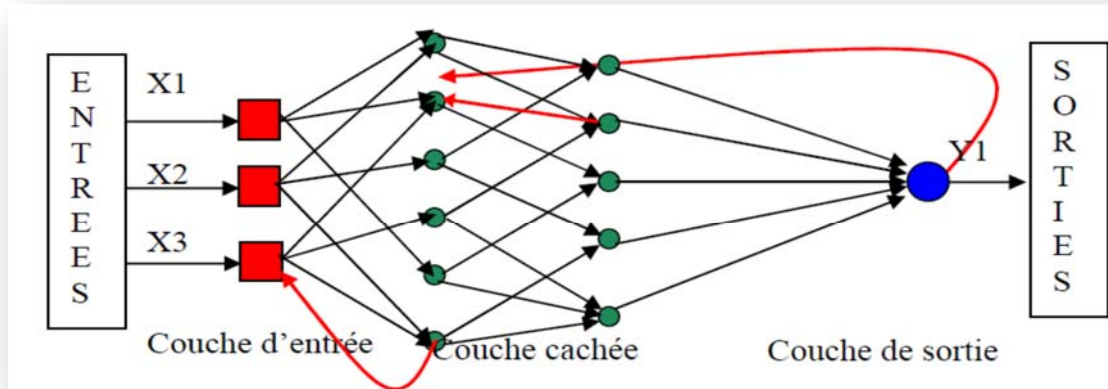


Figure I.6 : Réseaux de neurones bouclés

I.5 Neuro-Flou :

I.5.1 Introduction : Les systèmes à inférence floue sont employés dans de nombreux domaines industriels. Utilisés principalement lorsque le modèle mathématique du système physique est difficile à élaborer, ils exploitent des règles floues tirées d'une expertise humaine pour modéliser le comportement dynamique du système. Ces règles sont du type : « *Si la vitesse est grande et la distance est petite, Alors freiner très fortement* »

Les principaux avantages des techniques floues sont l'approche naturelle de la modélisation et la bonne interprétabilité de la description, en employant des règles linguistiques. Cependant, comme il n'y a aucune méthode formelle pour déterminer ses paramètres (ensembles et règles floues), l'exécution d'un système flou peut prendre beaucoup de temps. Dans ce sens, il serait intéressant de disposer d'algorithmes permettant l'apprentissage automatique de ces paramètres. [14]

L'une des méthodes qui permet de répondre à ces exigences est la théorie prenant en charge la combinaison des deux techniques nous donne les systèmes neuro-flou.

I.5.2 Définition du neuro-flou : Les systèmes neuro-flous sont des systèmes flous formés par un algorithme d'apprentissage inspiré de la théorie des réseaux de neurones. La technique d'apprentissage opère en fonction de l'information locale et produit uniquement des changements locaux dans le système flou d'origine.

Les règles floues codées dans le système neuro-flou représentent les échantillons imprécis et peuvent être vues en tant que prototypes imprécis des données d'apprentissage

,Un système neuro-flou ne devrait par contre pas être vu comme un système expert (flou), et il n'a rien à voir avec la logique floue dans le sens stricte du terme. Les systèmes neuro-flous peuvent être utilisés comme des approximateurs universels, Les algorithmes d'apprentissage peuvent être employés pour déterminer les paramètres des systèmes flous. Ceci revient à créer ou améliorer un système flou de manière automatique, au moyen des méthodes spécifiques aux réseaux neuronaux.[15]

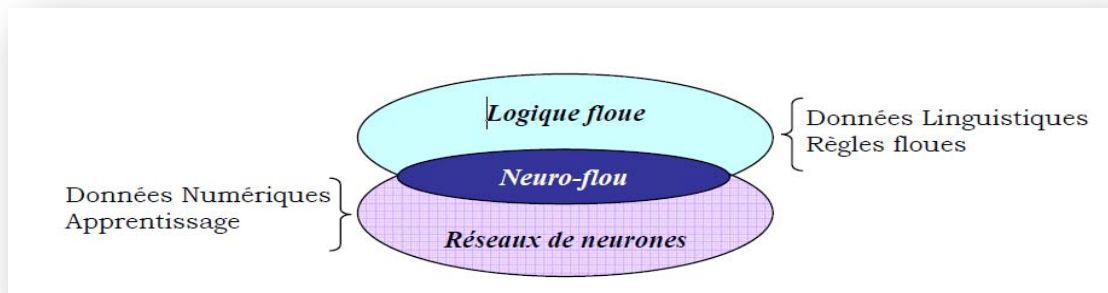


Figure I.7: Principe du Neuro-flou

I.5.2.1 Avantages et inconvénients : L'utilisation simultanée des réseaux de neurones et de la logique floue, permet de tirer les avantages des deux méthodes : les capacités d'apprentissage de la première la lisibilité et la souplesse de la seconde.

Au niveau de l'état de l'art l'apport du neuro-flou est présenté dans le Tableau(1) regroupe les avantages et les inconvénients de la logique floue et des réseaux de neurones [16]. Il est à noter que les systèmes neuro-flous bénéficient des avantages et permettent de surmonter les inconvénients des réseaux neuronaux et des systèmes flous.

Les algorithmes d'apprentissage peuvent être employés pour déterminer les paramètres des systèmes flous. Ceci revient à créer ou améliorer un système flou de manière automatique, au moyen des méthodes spécifiques aux réseaux neuronaux.

<i>Réseaux de neurones</i>	<i>logique floue</i>
Avantages	
<ul style="list-style-type: none"> • Aucune connaissance basée sur les règles. • Le modèle mathématique non requis. • Plusieurs algorithmes d'apprentissage sont disponibles 	<ul style="list-style-type: none"> • La connaissance antérieure sur les règles peut être utilisée. • Le modèle mathématique non requis. • Une interprétation et implémentation simple
Inconvénients :	
<ul style="list-style-type: none"> • Boite noire (manque de traçabilité). • L'adaptation aux environnements différents est difficile et le réapprentissage est souvent obligatoire. • la connaissance antérieure ne peut pas être employée (apprentissage à partir de zéro). 	<ul style="list-style-type: none"> • Ne peut pas apprendre. • Les règles doivent être disponibles. • Adaptation difficile au changement de l'environnement. • Aucune méthodes formelles pour l'ajustement.

Tableau(1) : Comparaison entre la logique floue et les réseaux de neurones

I.5.3.2 Méthodes des combinaisons neuro-floue :

A. Première méthode : Cette méthode neuro-floue est basée sur le codage du système d'inférence floue sous la forme d'un réseau de neurones multicouches dans lequel les poids correspondent aux paramètres du système. L'architecture du réseau dépend du type de règle et des méthodes d'inférence, d'agrégation et de défuzzification choisies, Figure I.8

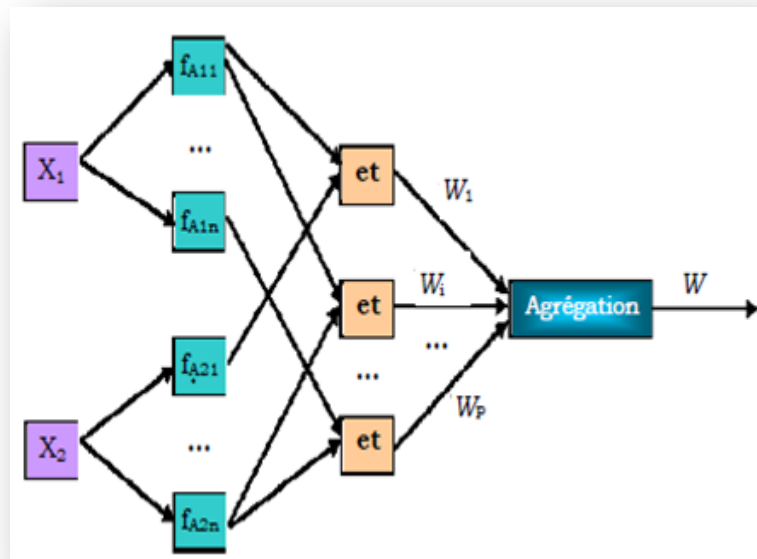


Figure I.8 : première architecture de neuro-floue

b. Deuxième méthode : Elle consiste à utiliser les réseaux de neurones pour remplacer chacune des composantes d'un système de commande floue. Ces réseaux sont destinés à l'apprentissage des fonctions d'appartenance, au calcul de l'inférence et à la réalisation de la phase d'agrégation et de défuzzification. Ils peuvent réaliser l'extraction des règles floues en analysant la corrélation qui existe entre les entrées et les sorties du réseau de neurones.

Ces approches permettent de résoudre deux problèmes importants de la logique floue: le détermination des fonctions d'appartenance et l'adaptation à l'environnement du système.

c. Troisième méthode : Cette troisième méthode utilise des réseaux de neurones et des systèmes flous associés en série ou en parallèle. Plusieurs variantes d'utilisation sont ainsi possibles.

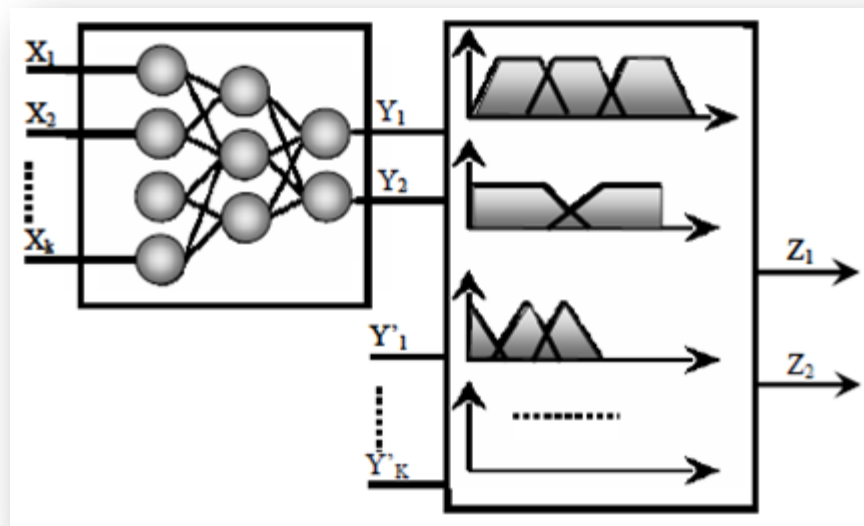


Figure I.9 : troisième architecture des réseaux neuro-flou réalisation en série

- Le réseau de neurones fonctionne en amont du système flou. Les variantes d'entrées du système flou sont déterminées à partir des sorties du réseau de neurones (dans le cas où elles ne sont pas mesurables directement) ou encore un réseau de neurones effectue une tâche de classification ou de reconnaissance de formes, suivie d'un système flou d'aide à la décision.

- Un réseau de neurones qui fonctionne en aval du système flou, dans le but d'ajuster les sorties d'un système de commande floue à de nouvelles connaissances obtenues, les variables de sorties étant les erreurs sur les variables de sortie du système flou. [17]

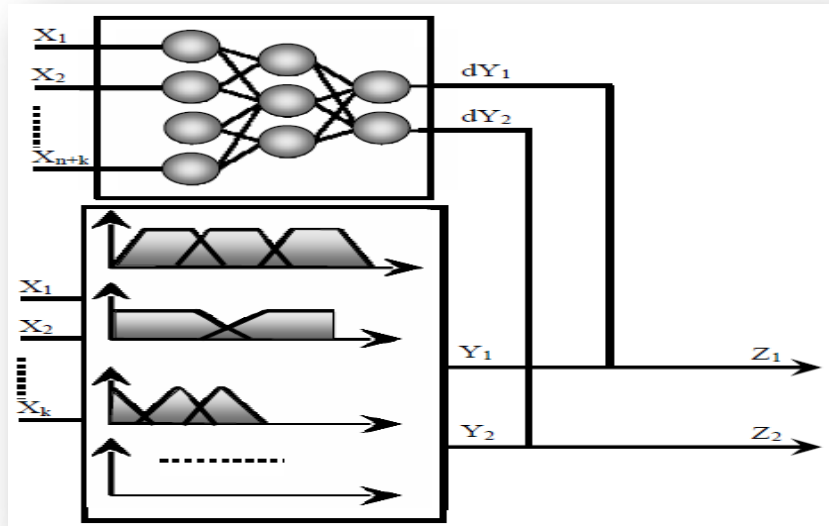


Figure I.10 : Troisième architecture des réseaux Neuro-Flou

I.6 Commande avec le mode de glissement :

I.6.1 Historique

Le mode glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée par des équipes de recherche de l'union soviétique, tout d'abord par le professeur Emelyanov, puis par d'autres collaborateurs comme Utkin[18], à partir des résultats des études du mathématicien Filipove sur les équations différentielles à second membre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris aux Etats-Unis par Slotine, et au Japon par Young, Harashima et Hashimoto.

Ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme étant l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis.[19]

I.6.2 définition et nécessité technique de la commande avec le mode de glissement

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation, ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface, puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée d'y rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement.[20][21]

I.6.3 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement :

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies :

- Choix des surfaces de glissement ;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant
- Détermination de la loi de commande.

a. Choix de la surface de glissement : La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface. Nous trouvons dans la littérature des différentes formes de la surface de glissement, et chaque surface présente de meilleures performances pour une application donnée[22]. Dans ce qui suit nous présentons uniquement le cas d'une surface non linéaire.

La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler x , elle est donnée par : (I-2) [23]

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \gamma_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{I-2})$$

Avec :

$e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence : $e(x) = \dot{x} - \hat{x}$

r : est un degré relatif, il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande [24].

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$.

b. Conditions de convergence : La condition de convergence est le critère qui permet aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence :

b.1 La fonction discrète de commutation : C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{s}(x) s(x) < 0 \quad (\text{I-3})$$

b.2 La fonction de Lyapunov : Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{I-4})$$

Avec

$V(x)$: est une fonction scalaire positive.

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = \dot{s}(x) s(x) \quad (\text{I.5})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative.

Ceci n'est vérifié que si que si la condition (I-3) est vérifiée.

I.6.4 Théorie de la commande :

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions de convergence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire selon notre souhait l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure

d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre stabilisante (U_n).

$$U = U_{eq} + U_n \quad (I-6)$$

U_{eq} : correspond à la commande proposée par Filipov. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, la dérivée de la surface est nulle

U_n : (commande discrète) est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.

Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (I-7). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u .

$$\dot{x} = A(x,t)x + B(x,t)u \quad (I.7)$$

Et la dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial t} \quad (I-8)$$

En remplaçant (I-6) Dans (I-7) et (I-8) nous trouvons :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial}{\partial t} (A(x,t)x + B(x,t)u_{eq} + B(x,t)u_n) \quad (I-9)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$u_{eq} = - \left(\frac{\partial s}{\partial x} B(x,t) \right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial t} A(x,t) \quad (I.10)$$

Avec :

$$\frac{\partial s}{\partial x} B(x,t) \neq 0$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (I-10) nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} B(x,t)u_n \quad (I-11)$$

Et la condition d'attractivité exprimée par (I-8) devient :

$$S(x,t) \frac{\partial s}{\partial x} B(x,t)u_n < 0$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de (Un) doit être opposé à celui de la forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est :

$$u_n = K \operatorname{sign}(S(x,t))$$

1.7 Algorithmes génétiques :

Les organismes que nous connaissons aujourd'hui grâce à

L'orientation de la recherche vers des techniques d'optimisation basée sur les analogies avec des processus naturels, biologiques ou humain dans des divers domaines de la science et en particulier dans celui de l'ingénierie. Parmi ces techniques, on trouve les algorithmes génétiques (AG) qui sont des procédures stochastiques (pseudo aléatoires) inspirées des lois de l'évolution des espèces et de la génétique naturelle.

Les algorithmes génétiques sont des méthodes d'exploration de l'ensemble des solutions d'un problème utilisant les mêmes mécanismes que ceux intervenant dans la sélection naturelle. Ils sont utilisés principalement dans les domaines de l'optimisation et de l'apprentissage. Le parallélisme implicite et l'exploration globale de l'espace des solutions sont les deux principaux avantages des algorithmes génétiques [24].

Tout d'abord, les algorithmes génétiques peuvent traiter des problèmes pour lesquels les solutions potentielles sont situées dans un espace de grande dimension, ce qui ne permet pas d'utiliser des méthodes standard reposant sur une exploration systématique. Ensuite, la recherche d'une solution optimale à un problème peut être réalisée par un algorithme génétique sans nécessiter de connaissance a priori sur la répartition des solutions dans l'espace.

L'AG est une technique d'optimisation basée dans les concepts de la sélection naturelle et génétique. L'algorithme commence avec un ensemble de solutions possibles du problème (individus), constituant une population. L'évolution est guidée par l'utilisation d'opérateurs génétiques. L'ensemble des variables sont codées sous forme de chaînes de caractères ABC ..., ou binaires composées de « 0 » et « 1 », ou autre mode de codage, appelés « Chromosome ». Par définition, un chromosome est un dispositif organique qui sert à coder la structure de l'être vivant, les caractères étant les « gènes ». Les individus sont formés par des variables, qui sont les paramètres à ajuster dans un dispositif (par exemple, la longueur et la largeur du système à optimiser). Cette population est conçue aléatoirement à l'intérieur de limites prédéfinies (par exemple, les limites dictées par les aspects constructifs). Certaines solutions de la première population sont utilisées pour former, à

partir d'opérateurs génétiques (croisement, mutation, etc.), une nouvelle population. Ceci est motivé par l'espoir que la nouvelle population soit meilleure que la précédente. Les solutions qui serviront à former de nouvelles solutions sont sélectionnées aléatoirement d'après leurs mérites (représentés par une «fonction objectif» spécifique au problème posé, qui devra être minimisée ou maximisée) : meilleurs individus, qui ont plus de chances de se reproduire (c'est-à-dire, leur probabilité sera grande pour être sélectionnée). Ceci est répété jusqu'à ce qu'un critère de convergence soit satisfait (par exemple, le nombre de générations ou le mérite de la meilleure solution).

Bien que les mécanismes exploités dans les algorithmes génétiques aient été découverts par Darwin et Mendel, le livre de John Holland [25] publié en 1975 est considéré comme étant à l'origine des algorithmes génétiques. En 1989, Goldberg [26] a publié un livre sur les AG qui est devenu une référence.

De nos jours, les AG ont trouvé des applications dans des domaines très variés, allant de la biologie jusqu'aux applications liées plus directement à l'informatique (génie des procédés, traitement d'images, optimisation, placement de formes.

I.7.1 Terminologie :

- **Chromosome : chaîne, chromosome** : Dans les systèmes naturels, les chromosomes sont les porteurs de l'information génétique nécessaire à la construction et au fonctionnement d'un organisme. Dans les algorithmes génétiques, les chaînes, ou chromosomes sont analogues aux chromosomes des systèmes biologiques. Ils sont les éléments à partir desquels sont élaborées les solutions.
- **Génotype (structure)** : Dans les systèmes naturels, l'ensemble du matériel génétique est appelé le génotype. Dans les algorithmes génétiques, l'ensemble des chaînes est appelé structure. Dans ce cas, l'espace décisionnel peut s'appeler espace génotypique.
- **Phénotype, ensemble de paramètres, solution, point** : Dans les systèmes naturels, l'organisme formé par l'interaction de l'ensemble du matériel génétique avec son environnement est appelé le phénotype. Dans les algorithmes génétiques, les structures décodées forment un ensemble de paramètres donné, ou une solution ou un point dans l'espace des solutions. L'espace objectif peut également être appelé espace phénotypique.

- **Gène, trait, détecteur** : Dans les systèmes naturels, les chromosomes sont constitués par les gènes. Dans les algorithmes génétiques, on dit que les chaînes se composent de traits ou détecteurs.
- **Allèle, valeur de caractéristique** : Dans les systèmes naturels, l'allèle est une composante du gène. Les allèles sont les différentes valeurs que peuvent prendre les gènes. Dans les algorithmes génétiques, l'allèle est également appelé valeur caractéristique.
- **Locus, position dans la chaîne** : Le locus est la position du gène dans le chromosome. Ce terme est appelé également position dans la chaîne dans les algorithmes génétiques.
- **Individu, organisme, individu, chromosome** : Un organisme ou un individu biologique est une forme qui est le produit de l'activité des gènes. Dans le cadre d'un AG traditionnel, l'individu est réduit à un chromosome, on l'appelle indifféremment individu ou chromosome.
- **Population, génération** : Dans les systèmes naturels, la population est un groupe d'individus. Dans les algorithmes génétiques, la population est l'ensemble des individus ou des chromosomes. Les populations sont également appelées des générations.

I.7.2 Fonctionnement général des algorithmes génétiques :

Une description de l'AG de base peut se faire selon les étapes suivantes:

- Initialiser aléatoirement une population de chromosomes (individus).
- Evaluer chaque chromosome dans la population. A chaque chromosome est associée une fonction coût déterminant son rang dans la population. Cette fonction est l'arbitre final décidant la vie ou la mort de chaque individu.
- Créer de nouveaux chromosomes, en appliquant les opérateurs de la sélection et de la reproduction.
- Evaluer les nouveaux chromosomes (les descendants) et les insérer dans la population pour construire une nouvelle génération.

En se basant sur le principe de fonctionnement des AG's, il est possible d'identifier quelques différences avec les méthodes classiques d'optimisation. Ces différences sont:

1. Les AG's possèdent une représentation codée et cherchent une représentation dans l'espace des solutions et non pas directement dans le domaine original.

2. Les AG's utilisent une population de solutions a la place d'une seule solution (un espace de recherche plus vaste, limite par la taille de la population).
3. Les AG's utilisent des règles de transition probabilistes et non déterministes (pseudo aléatoire) comme outils pour guider l'exploration a travers les régions de l'espace de recherche (une procédure pseudo-aléatoire n'implique pas nécessairement une exploration sans direction).
4. Les AG's n'utilisent que les valeurs de la fonction a optimiser, pas sa dérivée ou une autre connaissance auxiliaire (ils utilisent une information globale a partir de l'espace entier).

I.7.3 Description

Les AG's, en tant qu'approche de résolution de problèmes, se caractérisent par un certain nombre d'aspect qui sont :le codage des paramètres du problème à traiter, l'espace de recherche de solution, la fonction d'évaluation et le rôle du hasard dans le choix des chromosomes, dans ce qui suit, nous allons présenter ces différents aspects.[27]

a. **Codage et population initiale** : Premièrement, il faut représenter les différents états possibles de la variable dont on cherche la valeur optimale sous forme utilisable pour un AG: c'est le codage. Cela permet d'établir une connexion entre la valeur de la variable et les individus de la population, de manière à imiter la transcription génotype-phénotype qui existe dans le monde vivant. Il existe principalement trois types de codage : le codage binaire, le codage réel et le codage en base n.

b. **Codage binaire** : Ce codage a été le premier à être utilisé dans le domaine des AG. Il présente plusieurs avantages : alphabet minimum $\{0,1\}$, facilité de mise en point d'opérateurs génétiques et existence de fondements théoriques (théorie sur les schémas).

c. **Codage réel** : considéré comme étant simple. Chaque chromosome est en fait un vecteur dont les composantes sont les paramètres du processus d'optimisation. Par exemple, si on recherche l'optimum d'une fonction de n variables $f(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n)$, on peut utiliser tout simplement un chromosome contenant les n variables: $(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n)$, avec ce type de codage, la procédure d'évaluation des chromosomes est plus rapide vu l'absence de l'étape de transcodage (du binaire vers le réel).

d. **Codage en base** : Dans ce type de codage, les gènes constituant un chromosome sont des chiffres exprimés dans une base de numération n , ce qui permet de représenter n valeurs discrètes. L'AG démarre avec une population composée de N individus dans le codage retenu. Le choix des individus conditionne fortement la rapidité de l'algorithme. Si la position de l'optimum dans l'espace de recherche est totalement inconnue, il est intéressant que la population soit répartie sur tout l'espace de recherche. Si par contre des informations à priori sur le problème sont disponibles, il est nécessaire de générer les individus dans un espace particulier afin d'accélérer la convergence. Disposant d'une population initiale souvent non homogène, la diversité de la population doit être entretenue aux cours des générations afin d'explorer le plus largement possible l'espace de recherche. C'est le rôle des opérateurs de croisement et de mutation.

- **La fonction d'évaluation** : L'évaluation des individus s'effectue à l'aide d'une fonction, la fitness ou valeur sélective, qui permet d'associer une valeur à chaque individu. Ces valeurs serviront au processus de sélection des candidats aptes à la reproduction.
- **Génération de population** : La création d'une nouvelle génération de population se fait en deux étapes :
 - a. par sélection, ce qui va permettre une meilleure reproduction des bons individus par rapport aux individus moins bien adaptés.
 - b. par reproduction (croisement et mutation), ce qui va permettre d'enrichir la population avec de nouveaux individus et de rendre l'algorithme génétique susceptible d'atteindre tous les points de l'espace d'états.
- **La sélection** : Cet opérateur est peut-être le plus important puisqu'il permet aux individus d'une population de survivre, de se reproduire ou de mourir. Le rôle de la sélection est de choisir parmi tous les individus d'une population les parents qui assureront la reproduction. Ce choix est réalisé par tirage au sort parmi les individus, en tenant compte d'une probabilité de sélection affectée à chacun d'eux. Un individu a d'autant plus de chances d'être sélectionné que sa fonction d'évaluation prend une valeur importante. Pratiquement, la probabilité p_i d'évolution d'un individu c_i est définie par : (2-1)

$$p_i = \frac{f_e(c_i)}{\sum_{j=1}^N f_e(c_j)} \quad \text{Où}$$

f_e : la valeur de la fonction d'aptitude associée au $n^{\text{ième}}$ individu.

N : est la taille de la population

La méthode souvent utilisée pour sélectionner les individus assurant la reproduction est la roue de loterie biaisée (roulette wheel) de Goldberg [28]. Chaque individu occupe un secteur de la roulette dont l'angle est proportionnel à sa probabilité de sélection, définie par l'équation 2.1. Il est actionné N fois la roulette, afin de définir les parents qui assureront la reproduction.

Il est constaté que les individus les plus performants ont plus de chances d'être sélectionnés puisqu'ils occupent une surface plus importante de la roulette. Lors du tirage au sort, certains individus peuvent être retenus plusieurs fois, alors que d'autres sont tenus à l'écart. En cela, cette méthode respecte bien les règles de la sélection naturelle.

Après la phase de sélection, les opérateurs génétiques sont appliqués :

- **Croisement** : L'étape de sélection a permis de choisir parmi une population les individus les plus aptes à se reproduire. Ensuite, ces individus sont regroupés par paires qui constitueront les parents de la génération suivante. Durant l'étape de reproduction, les chaînes binaires qui caractérisent deux parents sont utilisées pour créer les chaînes binaires qui caractérisent deux enfants. Deux modes de reproduction sont envisageables : soit les enfants sont génétiquement identiques à leurs parents (conservation du matériel génétique), soit les enfants sont créés par un croisement des chromosomes des parents (modification du matériel génétique).

L'opération de croisement est essentielle, car elle permet d'obtenir de nouveaux individus, distincts de ceux déjà existants, et donc d'explorer tout un espace de recherche. Dans un algorithme génétique standard, on définit ainsi un deuxième paramètre de fonctionnement : **la probabilité de croisement p_c** , qui permet de choisir entre une conservation ou une modification des chromosomes. Les valeurs généralement admises sont comprises entre 0,5 et 0,9

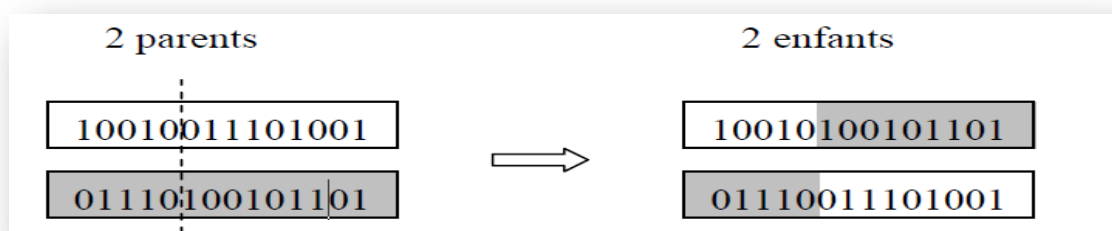


Figure I.11 : Croisement à un site

Dans un algorithme génétique standard, le croisement de deux chromosomes est réalisé de la façon suivante : on choisit aléatoirement un point de croisement situé à la position p comprise entre 1 et $lc - 1$, où lc est la longueur de la chaîne binaire. Afin de créer les deux nouveaux chromosomes, on conserve intactes les sous-chaînes contenant les bits compris entre 1 et p , et on échange les sous-chaînes contenant les bits compris entre $p + 1$ et lc .

- **Mutation** : Cet opérateur est appliqué sur chaque chromosome issu de l'opération de croisement ou appartenant à une population. Cette opération est tout d'abord une sélection aléatoire de l'un des gènes du chromosome, suivie d'une modification de sa valeur avec une probabilité. Cette probabilité de mutation est assez faible en pratique. L'opérateur de mutation apporte aux algorithmes génétiques l'aléa nécessaire à une exploration efficace de l'espace de recherche. Il nous garantit que l'algorithme génétique sera susceptible d'atteindre tous les points de l'espace d'état. L'utilité de cet opérateur est donc l'exploitation de l'espace de recherche des solutions. Donc c'est une police d'assurance protégeant de la perte prématurée de notions importantes. En effet, la mutation ne crée généralement pas de meilleures solutions au problème, mais, elle évite l'établissement de populations uniformes incapables d'évoluer. Ceci permet à l'AG de converger vers des solutions globales et éviter les extrema locaux. A partir d'une exploration de l'espace de recherche, la mutation permet de passer de l'exploration vers l'exploitation et de trouver un ensemble de solutions.[29][30][31][32][33]

Plusieurs techniques de mutation ont été développées dans la littérature. Certaines d'entre elles s'appliquent sur des gènes dont la représentation est binaire et d'autres sur des gènes de type réel.

- **Choix des paramètres d'un algorithme génétique** : Pour lancer l'AG, il faut définir certains paramètres tels que : la taille de la population, les probabilités de mutation et de croisement et le nombre de générations. Trouver des bonnes valeurs à ces paramètres est un problème parfois délicat. Le choix de ces paramètres dépend fortement de la problématique étudiée et les connaissances de l'utilisateur concernant cette problématique

- **Taille de la population :** La taille de la population est l'un des paramètres les plus importants d'un algorithme génétique. Le problème qui se pose c'est comment fixer la taille de cette population. Une population trop petite évolue probablement vers un optimum local peu intéressant. Une population trop grande ralentit le processus d'optimisation et met plus de temps pour converger vers des solutions envisageables [29].

Le choix de ce paramètre exige un bon compromis entre le temps de calcul et la qualité du résultat. Certains chercheurs fixent la taille de la population entre 20 et 100 d'une manière empirique, et d'autres entre 20 et 30. Il y-a même ceux qui ont fixé le nombre à 50, il y'a aussi des chercheurs qui utilisent une taille de population de 5 à 10 fois le nombre des variables à optimiser.

- **Probabilité des opérateurs génétiques :** Comme la taille de la population, il existe quelques critères pour choisir les deux probabilités de mutation et de croisement. Ces critères sont proposés par des chercheurs à travers des expériences effectuées et des connaissances a priori. Certains chercheurs proposent une relation entre la taille de population et le choix de ces probabilités ; alors pour une population de taille grande $N=100$ ils prennent $pm=0.001$ et $pc=0.6$ et pour une population de taille petite $N=30$ ils prennent $pm=0.01$ et $pc=0.9$. D'une façon générale, pour trouver des valeurs optimales de ces deux paramètres, il faut que la probabilité de croisement soit choisie dans l'intervalle $[0.6 \ 0.99]$, et celle de mutation dans l'intervalle $[0.001 \ 0.01]$.

- **Nombre de générations :** C'est un chiffre que l'expérimentateur doit fixer. Il est préférable qu'il soit assez grand afin de mieux visualiser la convergence de la solution. Certains auteurs utilisent un nombre de 1000 générations et d'autres 10000. L'essentiel est de trouver des solutions en un nombre réduit de générations

I.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu sur des méthodes de base de la commande par flux orienté, de logique floue, de réseaux de neurones et d'algorithmes génétiques, dans un souci d'établissement d'une rétrospective de certaines commandes appliquées aux machines asynchrone. Le vocabulaire utilisé par les communautés qui étudient et développent ces méthodes est assez vaste et non encore uniformisé. Il nous a donc semblé nécessaire de le préciser afin de permettre une lecture claire et sans ambiguïté des chapitres qui vont suivre. [41]

Chapitre II
Commande vectorielle directe et indirect
d'une MADA

II.1 Introduction

Après avoir décidé de développer une commande vectorielle que ce soit pour une commande direct ou indirect, nous avons entrepris d'effectuer dans un premier temps la modélisation de ses deux commande vectorielle.

Dans ce qui suit et après modélisation, nous allons les intégrés à notre modèle d'étude afin mesurer leur performances électrique.

II.2 Machine Asynchrone à Double Alimentation :

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée, mais constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lors de la rotation de la machine En comparaison avec la machine asynchrone à cage, la *MADA* permet d'avoir une plage de vitesse de rotation variable de $\pm 30\%$ autour de la vitesse de synchronisme. [35]

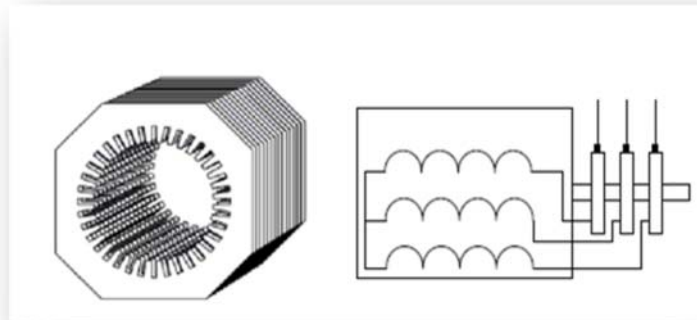
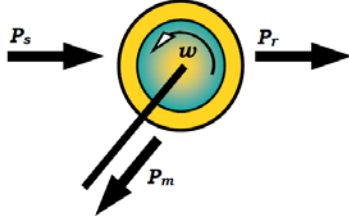


Figure II-1 Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.

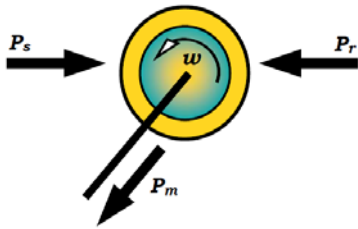
II.3. Modes de fonctionnement de la MADA:

Fonctionnement en moteur hypo-synchrone :



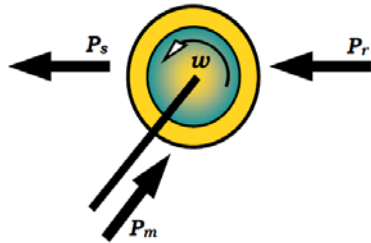
La puissance est fournie par le réseau au stator, et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. La vitesse de rotation est inférieure au synchronisme.

Fonctionnement en moteur hyper-synchrone :



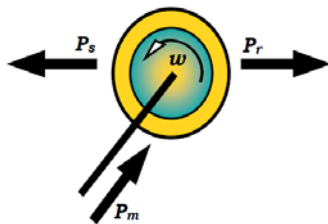
La puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. La vitesse de la machine au-dessus de la vitesse de synchronisme

Fonctionnement en génératrice hypo-synchrone :



La puissance est fournie au réseau par le stator. Le rotor absorbe la puissance du au glissement et la direction du champ magnétique est identique à celle du champ du stator. La vitesse de rotation en dessous de la vitesse de synchronisme

Fonctionnement en génératrice hyper-synchrone



La puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau

Tableau II-1 Présentation des modes de fonctionnement d'une MADA

II.4 Modélisation

II.4.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la MADA

On adopte les hypothèses simplificatrices qui tout en permettant de simplifier les calculs, devrait nous permettre d'obtenir des résultats suffisamment; ces hypothèses sont les suivantes :

- La machine est symétrique et à entrefer constant ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courant de Foucault sont négligeables ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligé.

La f.m.m créée dans une phase au stator et au rotor, est à distribution sinusoïdale le long de l'entrefer.

II.4.2 Modèle triphasé de la MADA

II.4.2.1 Représentation de la machine dans l'espace électrique

La machine asynchrone est représentée sur la Figure (II-2) par ces six enroulements dans l'espace électrique. L'angle θ repère le décalage de l'axe de la phase rotorique $[OAR]$ par rapport à l'axe fixe de la phase statorique $[OAS]$.

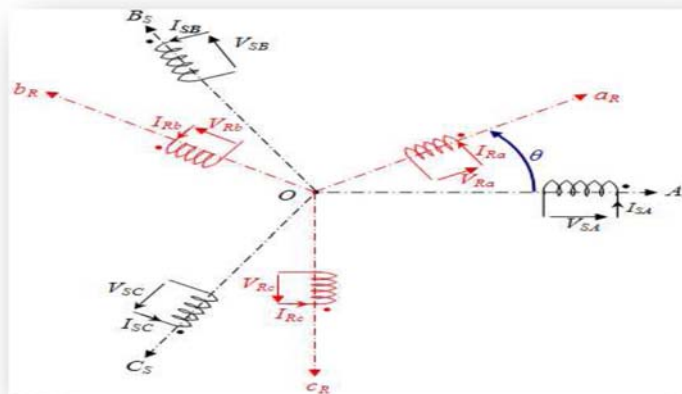


Figure II.2 : Représentation de la structure de principe de la MADA triphasée.

En tenant compte des hypothèses, les équations électriques des phases statoriques et rotoriques décrivant le fonctionnement de la machine pourront s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \quad (I.1)$$

Grandeurs statoriques :

$$\begin{cases} [V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T \\ [I_s] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T \\ [\Phi_s] = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^T \end{cases} \quad (I.2)$$

Grandeurs rotoriques :

$$\begin{cases} [V_r] = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T \\ [I_r] = [I_{ar} \ I_{br} \ I_{cr}]^T \\ [\Phi_r] = [\Phi_{ar} \ \Phi_{br} \ \Phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (I.3)$$

Avec :

$$[V_r] \neq \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix};$$

- Equations magnétique :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (I.4)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Ou

l_{ss} : inductance propre statorique.

M_s : Mutuelle statorique.

l_{rr} : Inductance propre rotorique.

M_r : Mutuelle rotorique.

Les inductances mutuelles entre phases statorique et rotorique ont pour expression :

$$[M_{Sr}] = [M_{rs}]^T = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

En remplace [II-4] dans [II-1] et on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_s]) + \frac{d}{dt}([M_{Sr}][I_r]) \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}][I_r]) + \frac{d}{dt}([M_{Sr}][I_s]) \end{cases} \quad (II.7)$$

• **Equation mécanique :**

L'équation fondamentale de la dynamique appliquée au rotor de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - (f_r \cdot \Omega_r) \quad (II.8)$$

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (II.9)$$

Où :

J : Le moment d'inertie du rotor en [Kg.m²].

Ω : La vitesse angulaire mécanique en [rad/s].

C_{em} : Le couple électromagnétique en [N.m].

C_r : Le couple résistant [N.m].

f_r : Le coefficient de frottement en [N.m.s/rad].

ω : La vitesse angulaire électrique de rotation du rotor en [rad/s].

P : Le nombre de paires de pôles.

Le couple électromagnétique est défini comme suit :

$$C_{em} = p[I_s] \frac{d}{dt}([M_{Sr}][I_r]) \quad (II.10)$$

Il est clair que les équations sont à coefficients variables, puisque la matrice des mutuelles inductances contient des termes qui sont en fonction de θ, donc en fonction du temps. C'est cela justement qui rend la résolution analytique de ce système d'équations très difficile. Ceci nous conduit à l'utilisation de la transformation de Park qui permettra de rendre ces paramètres indépendants de la position de θ (constants).

II.5 Modèle de la MADA dans le repère dq

II.5.1 La transformation de Park :

L'application d'une double transformation de repère triphasé (abc) vers le repère biphasé ($\alpha\beta$) suivie par (dq), nous permet de simplifier notre modèle, et cette technique n'a pu être réalisée qu'en exploitant les propriétés de la transformation de Park.

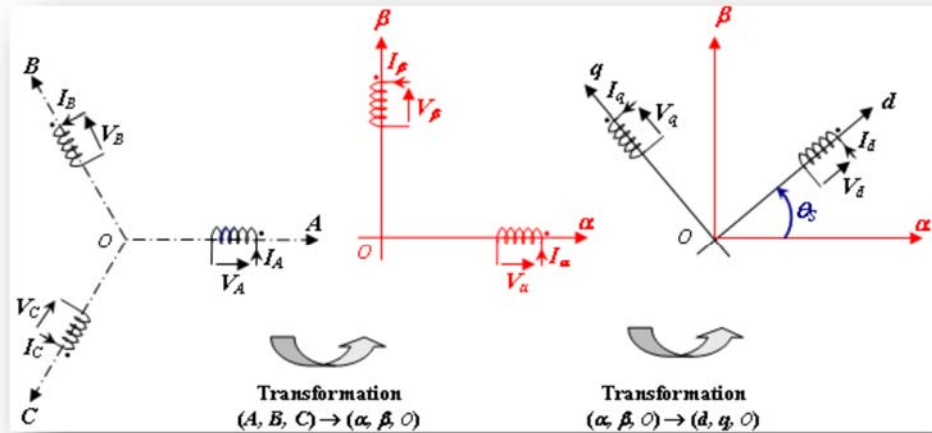


Figure II.3 : schémas illustrant la double transformation triphasée biphasée exploitant la transformation de Park

La matrice de PARK :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Pour le passage du système triphasé biphasé en utilise la matrice $P(\theta)$

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

La matrice de PARK inverse :

$$[P(\theta)]^T = [P(\theta)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Et pour la transformation inverse on utilise la matrice $[P(\theta)]^{-1}$

$$\begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} Xd \\ Xq \\ Xo \end{bmatrix} \quad (II.14)$$

Les équations de tension deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (II.15)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (II.16)$$

Et les équations de courants :

$$\begin{cases} I_{dqs} = P(\theta) \cdot I_{abcs} \\ I_{dqr} = P(\theta) \cdot I_{abcr} \end{cases} \quad (II.17)$$

Les inductances mutuelles entre phases statorique et rotorique ont pour expression :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

Et :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Les relations liant le flux et les courants sont :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \end{cases} \quad (II.19)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (II.20)$$

Avec :

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique;

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique;

$M = \frac{3}{2} M_{sr} = \frac{3}{2} M_{rs}$: Mutuelle cyclique entre rotor-stator.

Le couple électromagnétique peut être exprimé, à partir des flux et des courants statoriques, par :

$$C_{em} = P(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds}) = \frac{PM}{L_s}(\varphi_{qs}i_{dr} - \varphi_{ds}i_{qr}) \quad (II.21)$$

II.6 Choix de référentiel dq : [36]

- **Le référentiel lié au stator :**

Pour exprimer les grandeurs électriques dans le référentiel statorique les axes d, q devront être fixé au stator, et par conséquent nous avons :

$$\theta_s = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (II.22)$$

- **Le référentiel lié au rotor :**

Le référentiel est fixe par rapport au rotor et est caractérisé par :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \omega$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (II.23)$$

- **Et le référentiel lié au champ tournant :**

Après l'application de transformation de Park on trouve Le système d'équations qui représente le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère (d, q) lié au champ tournant .

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Avec : $\omega_r = \omega_s - \omega$

Dans ce travail, nous avons choisi de fixer le repère d-q au champ tournant, ce qui permet d'avoir des grandeurs constantes dans le régime permanent, et donc une régulation plus aisée.

II.7 Mise sous forme d'équation d'état :

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'état. Notre représentation sera du type :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + Bu \\ Y = C \cdot x + Du \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Avec :

x: vecteur d'état ;

u: vecteur d'entrée ;

Y: vecteur de sortie.

Le choix de x se fait en plusieurs façons, mais dans notre cas on utilise le suivant :

$$X = (\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, \Omega_r)^T \quad (\text{II.27})$$

Et les grandeurs V_{dr} et V_{qr} comme variables de commande.

L'association de l'équation mécanique aux quatre équations électriques donne le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park qui peut être mis sous la forme d'état suivante: [34]

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} = -\alpha_s \cdot \Phi_{ds} + \omega_s \cdot \Phi_{qs} + \alpha_s \cdot M \cdot i_{dr} + V_{ds} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} = -\alpha_s \cdot \Phi_{qs} - \omega_s \cdot \Phi_{ds} + \alpha_s \cdot M \cdot i_{qr} + V_{qs} \\ \frac{di_{dr}}{dt} = -\gamma_r \cdot i_{dr} + (\omega_s - \omega) \cdot i_{qr} + \alpha_s \cdot \beta \cdot \Phi_{ds} - \beta \cdot p \cdot \omega \cdot \Phi_{qs} - \beta \cdot V_{ds} + \left(\frac{1}{\sigma_r}\right) \cdot V_{dr} \\ \frac{di_{qr}}{dt} = -\gamma_r \cdot i_{qr} - (\omega_s - \omega) \cdot i_{dr} + \alpha_s \cdot \beta \cdot \Phi_{qs} + \beta \cdot p \cdot \omega \cdot \Phi_{ds} - \beta \cdot V_{qs} + \left(\frac{1}{\sigma_r}\right) \cdot V_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Sachant que :

$$\alpha_s = \frac{R_s}{L_s} ; \sigma_r = L_r \cdot \left(1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r}\right) ; \gamma_r = \frac{R_r}{\sigma_r} + \frac{R_s \cdot M^2}{L_s^2 \cdot \sigma_r} ; \beta = \frac{M}{L_s \cdot \sigma_r} ; \mu = \frac{3 \cdot M}{2 \cdot L_s}$$

II.8 la Commande Vectorielle :

La commande vectorielle est l'une des méthodes de commande appliquée aux machines électriques. Elle nous permet d'établir un mode de fonctionnement découplé en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants.

En effet, elle nous permet d'assimiler le comportement d'une machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu, où le couple électromagnétique est proportionnel au courant d'induit [9].

- La commande vectorielle Elle basée sur l'orientation du flux statorique : On oriente le flux statorique selon l'axe d pour que la composante suivant l'axe q soit constamment nulle [9] ;
- L'orientation du flux rotorique : On oriente le flux rotorique selon l'axe d pour que la composante suivant l'axe q, soit constamment nulle.

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = \Phi_s \\ \text{et} \\ \Phi_{qs} = 0 \end{cases}$$

De même pour l'orientation de flux magnétisant (d'entrefer)

$$\begin{cases} \Phi_{dm} = \Phi_m \\ \text{et} \\ \Phi_{qm} = 0 \end{cases}$$

Lors de notre recherche bibliographique nous avons pu constater que la plus part des travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales :

- Méthode directe développée par Blaschke ;
- Méthode indirect développée par Hasse.

II.8.1 Commande vectorielle directe : (DFOC)

La commande directe a vu le jour grâce aux travaux des chercheurs comme Isao Taka hashi et Yoshihito Noguchi en 1984 qui lui donna le nom de « Direct Torque Control (DTC) » et Manfred Depenbrock sous le nom de « Direct Self Control

(DSC)». La commande directe est basée sur l'association de la machine et des commutateurs d'électronique de puissance qui la commandent.

Le principe de fonctionnement de la commande est relativement simple avec trois étapes : on a la partie estimation de flux et de couple, ensuite les contrôleurs par hystérésis et enfin la table de sélection des vecteurs optimaux permet de donner les signaux nécessaires pour commander le convertisseur coté rotor [37]

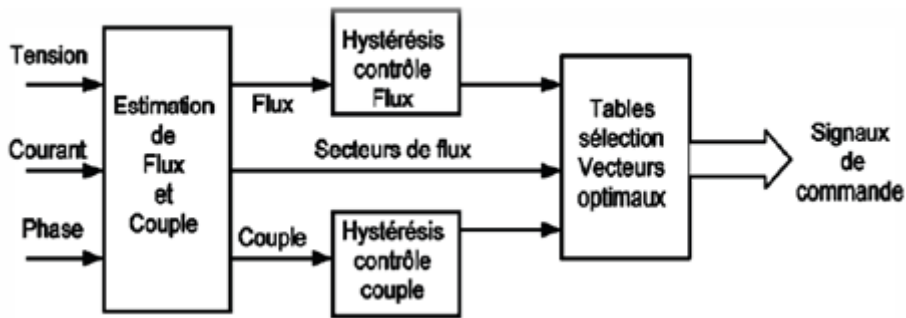


Figure II.4 schéma de principe de la commande direct

II.8.2 Modèle de la MADA dans le repère de Park

Le modèle mathématique de la MADA dans le repère de Park, lié au champ tournant s'écrit comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (II.29)$$

Avec : $\omega_r = \omega_s - \omega$

On va exprimer les tensions V_{ds} et V_{qs} en fonction des courant rotorique I_{dr} et I_{qr} , pour cela on doit exprimer les courants statorique I_{ds} et I_{qs} en fonction des courants rotoriques I_{dr} et I_{qr} :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \Rightarrow i_{ds} = \frac{1}{M} [\Phi_r - L_r \cdot i_{dr}] \\ \Phi_{qr} = 0 = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \Rightarrow i_{qs} = -\frac{L_r}{M} [i_{qr}] \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} = -\frac{L_s L_r}{M} [i_{qr}] = -\frac{L_s L_r}{M} [\sigma_{qr}] \end{cases} \quad (\text{II-31})$$

D'autre par :

$$\Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} = -\frac{L_s}{M} [\Phi_r] - \frac{L_s L_r}{M} [\sigma \cdot i_{dr}] \quad (\text{II-32})$$

ç-à-d :

$$\phi_{ds} = \frac{L_s}{M} \cdot \phi_r - \frac{L_r \cdot L_s}{M} \cdot \sigma \cdot i_{dr} \Rightarrow \frac{d\phi_{ds}}{dt} = \frac{L_s}{M} \cdot \frac{d\phi_r}{dt} - \frac{L_s \cdot L_r}{M} \cdot \sigma \cdot i_{dr} \quad (\text{II-33})$$

Or :

$$\phi_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_r}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr} \Rightarrow \frac{d\phi_{dr}}{dt} = V_{dr} - R_r \cdot i_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr} \quad (\text{II-34})$$

De l'équation (II-31) on obtient :

$$\frac{d\phi_{ds}}{dt} = [V_{dr} - R_r \cdot i_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr}] - \frac{L_s \cdot L_r}{M} \cdot \sigma \cdot \frac{di_{dr}}{dt} \quad (\text{II-35})$$

On injectant (II-33) dans (II-31) on aura :

$$\phi_{ds} = \frac{R_s}{M} \cdot \phi_r - \frac{R_s L_r}{M} \cdot i_{dr} - \frac{R_s L_s}{M} \cdot i_{dr} - \frac{L_s L_r}{M} \cdot \sigma \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{L_s}{M} (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr} + \omega_s \cdot \frac{L_s L_r}{M} \cdot \sigma \cdot i_{qr}$$

$$\phi_{ds} = R_s \cdot \frac{1}{M} \cdot [\phi_r - L_r \cdot i_{dr}] + \frac{L_s}{M} \cdot V_{dr} \frac{L_s}{M} (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr}$$

$$\phi_{ds} = \left(\frac{R_s \cdot L_r + R_s \cdot L_s}{M} \right) \cdot i_{dr} - \frac{L_s L_r}{M} \cdot \sigma \cdot \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_s \frac{L_s L_r}{M} \sigma \cdot i_{qr} + \frac{R_s}{M} \cdot \phi_r + \frac{L_s}{M} \cdot V_{dr}$$

Finalement le système devient :

$$\begin{cases} V_{ds} = -\alpha \cdot i_{dr} - \frac{L_s \cdot L_r}{M} \cdot \sigma \cdot \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_s \frac{L_s L_r}{M} \sigma \cdot i_{qr} + \beta \cdot \phi_r + \frac{L_s}{M} \cdot V_{dr} \\ V_{qs} = -\beta \cdot L_r \cdot i_{dr} - \frac{L_s \cdot L_r}{M} \cdot \sigma \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + \omega_s \frac{L_s L_r}{M} \sigma \cdot i_{dr} + \omega_s \frac{L_s}{M} \cdot \phi_r \end{cases} \quad (\text{II-36})$$

II.8.3 la commande vectorielle directe des puissances :

Cette méthode consiste à négliger les termes de couplage, pour contrôler les puissances active et réactive on place sur chaque axe un régulateur classique d'un type PI.

Cette méthode est appeler méthode direct car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotorique de la machine

II.8.3.1 Technique d'orientation du flux :

Cette technique consiste à orienter le flux statorique sur l'axe d

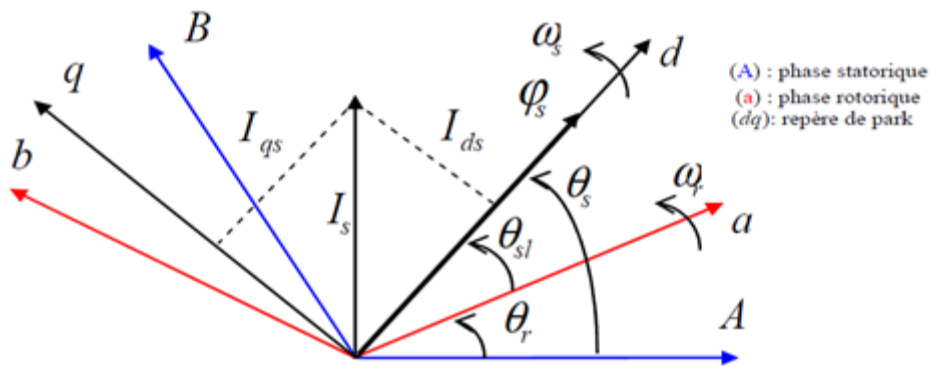


Figure II-5 orientation de l'axe d sur le flux statorique

On a donc :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = \Phi_s \\ \text{et} \\ \Phi_{qs} = 0 \end{cases}$$

On néglige la résistance statorique pour les machines de moyen ou fort puissance

$$R_s = 0$$

Donc :

$$V_{ds} = \frac{d\Phi_{ds}}{dt}$$

On posant que le flux statorique constant, on obtient les équations de tension statorique suivants :

$$V_{ds} = 0$$

$$V_{qs} = V_s$$

(II-37)

Ou :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= 0 \\ V_{qs} &= V_s = \omega_s \Phi_s \end{aligned} \tag{II-38}$$

$$\begin{aligned} \Phi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ 0 &= L_s \cdot I_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{aligned} \tag{II-39}$$

On trouve d'après l'équation [II-39] les équations des courants statariques :

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \frac{\phi_s - M i_{dr}}{L_s} \\ i_{qs} &= \frac{-M}{L_s} i_{qr} \end{aligned} \tag{II-40}$$

Les puissances statoriques s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} \\ Q_s = V_{qs} i_{ds} - V_{ds} i_{qs} \end{cases} \tag{II-41}$$

D'après l'équation de [II-37] on obtient les équations statorique de P et Q suivants

$$\begin{cases} P = V_s \cdot I_{qs} \\ Q_s = V_s \cdot I_{ds} \end{cases} \tag{II-42}$$

En remplaçant (II-40) dans (II-42)

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = \frac{V_s \phi_s}{L_s} - \frac{V_s M}{L_s} i_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-43})$$

En remplaçant Φ_s par V_s/ω_s donc l'expression de la puissance réactive Q devient alors :

$$Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{V_s M}{L_s} i_{dr} \quad (\text{II-44})$$

Si on considère l'inductance magnétisante M constante, alors le système lie de façon proportionnelle la puissance active au courant rotorique d'axe q et la puissance réactive au courant rotorique d'axe d a une constante près $V^2s/\omega_s * L_s$ imposé par le réseau : [7]

$$\begin{aligned} \phi_{dr} &= \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + \frac{M V_s}{L_s \omega_s} \\ \phi_{qr} &= \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} \end{aligned} \quad (\text{II-45})$$

En remplaçant (II-45) dans (II-30), on obtient les expressions des tensions rotorique suivants :

$$\begin{aligned} V_{dr} &= R_r i_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{dr}}{dt} - g \cdot \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} \\ V_{qr} &= R_r i_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + g \cdot \omega_s \left(\frac{M V_s}{\omega_s L_s}\right) \end{aligned} \quad (\text{II-46})$$

Les équations précédentes permettent d'établir un schéma bloc du système électrique à réguler donné par la figure si dessous :

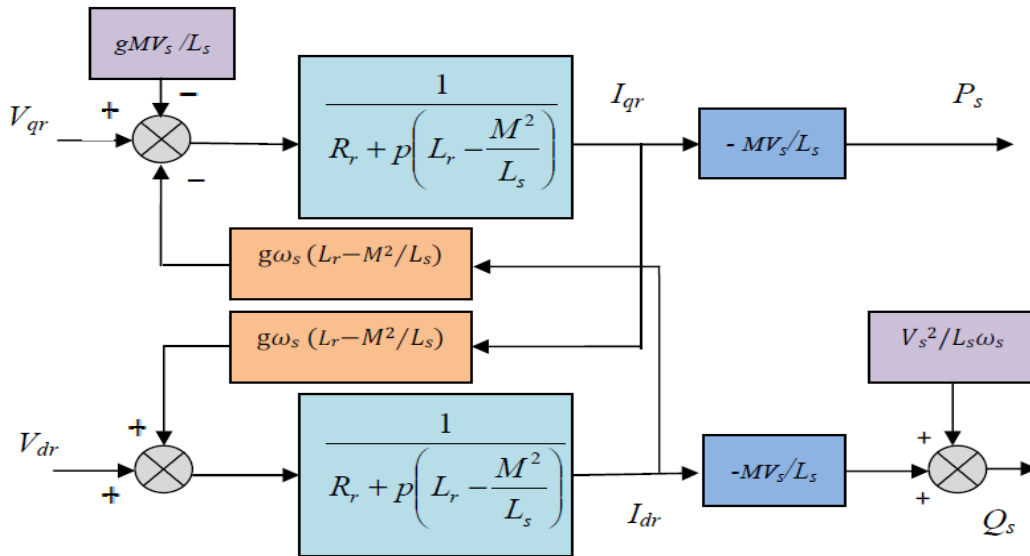


Figure II-6 Schéma bloc du système à réguler

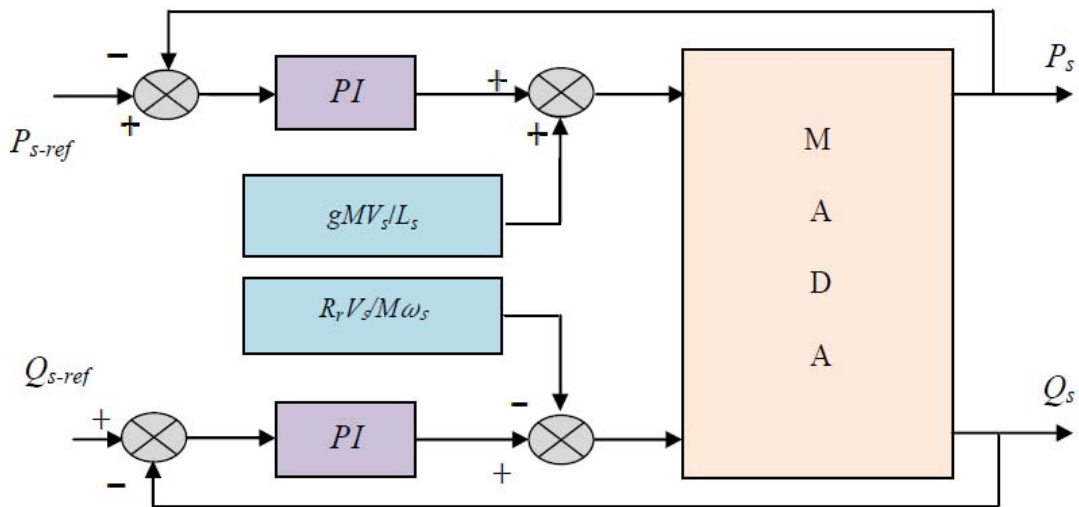


Figure II-7 Schéma bloc de la commande directe.

II.8.4 Commande vectorielle indirecte : (Indirect Field Oriented Control ou IFOC)

Comme la vitesse est mesurée, il est donc aisé de faire sa régulation par contre-réaction en utilisant un régulateur PI. La méthode indirecte est plus difficile à implanter, mais elle est fortement dépendante des variations des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et à la variation de température surtout pour la

constante de temps rotorique, elle n'emploie pas de capteurs de flux et contrairement à la commande par contrôle direct, elle ne nécessite ni mesure, ni estimation du module du flux rotorique, mais elle utilise directement sa grandeur de référence [1] [38]

II.8.4.1 la commande vectorielle indirecte des puissances:

Cette méthode consiste à tenir compte les termes de couplage, elle permet de compenser ces termes en effectuant une régulation en cascade (deux boucles de régulation) régulation interne permet de contrôler le courant et régulation externe permet de contrôler la puissance Cette méthode appelée la méthode indirecte est compliquée par rapport à l'autre méthode direct.

La méthode indirect découle directement des équations (I-43) et (I-46)

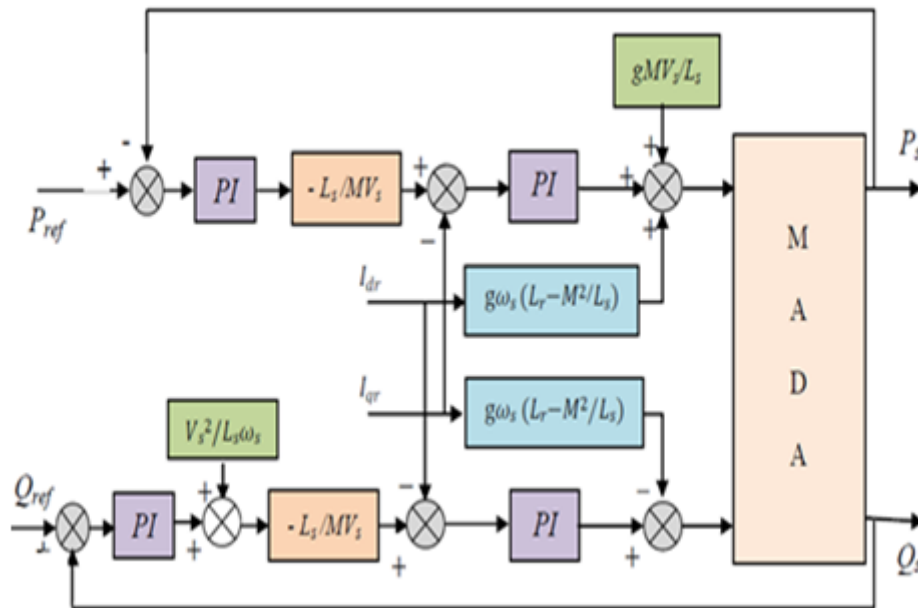


Figure II-8 schéma bloc de la commande indirect

II.9 Alimentation de la MADA

Dans notre travail les différentes structures de commande sont constituées de l'association d'une machine asynchrone à double alimentation avec un onduleur de tension. La tension de sortie de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI).[15] pour la commande vectorielle des machines électriques nous allons utiliser l'onduleur de tension avec onde porteuse

L'association redresseur-filtre-onduleur de tension est représentée dans la figure (II-9).

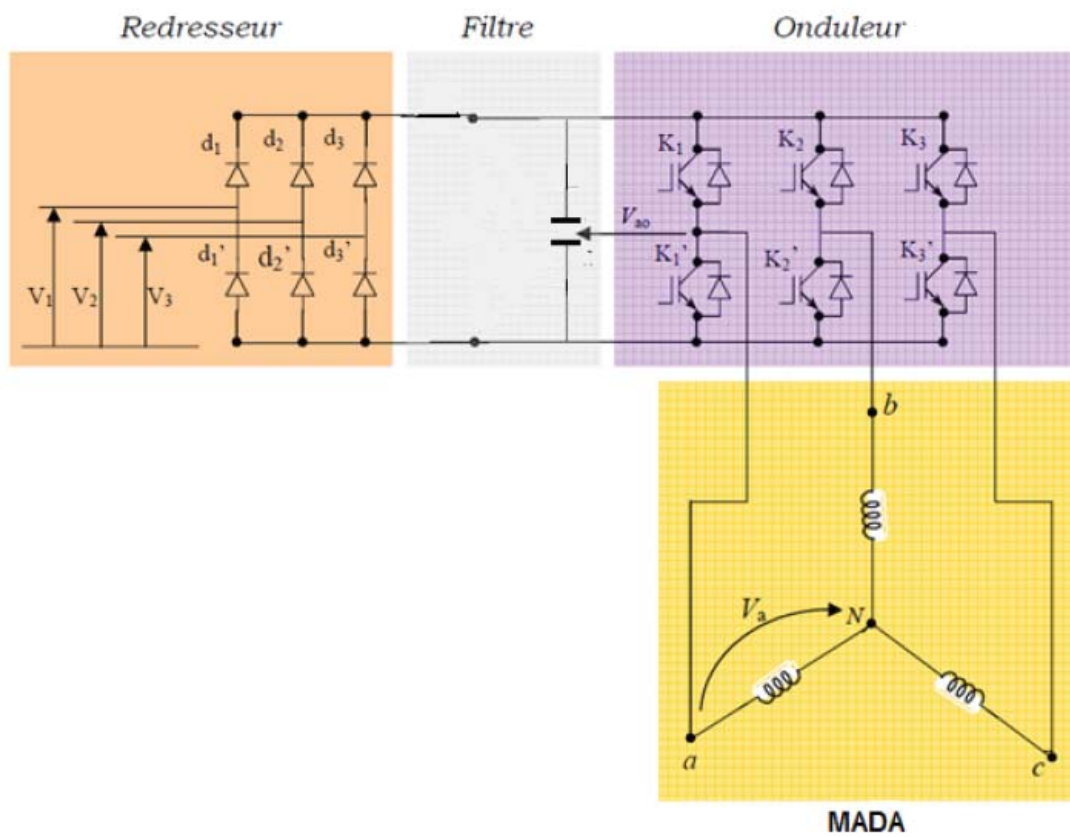


Figure (II-9) : L'association redresseur-filtre-onduleur.

Les tensions de référence pour les trois phases sont comparées avec un signal dents de scie, et en fonction du signal d'erreur, elles sont reçues par le bloc de commande. le mode de fonctionnement s'exprime comme suit :

si $V_{ref} > V_p$: le transistor supérieur du bras de pont conduit

si $V_{ref} < V_p$: le transistor inférieur du bras de pont conduit

Tel que :

V_{ref} : les trois tensions de référence .

V_p : le signal dents en scie ou bien on appel l'onde porteuse.

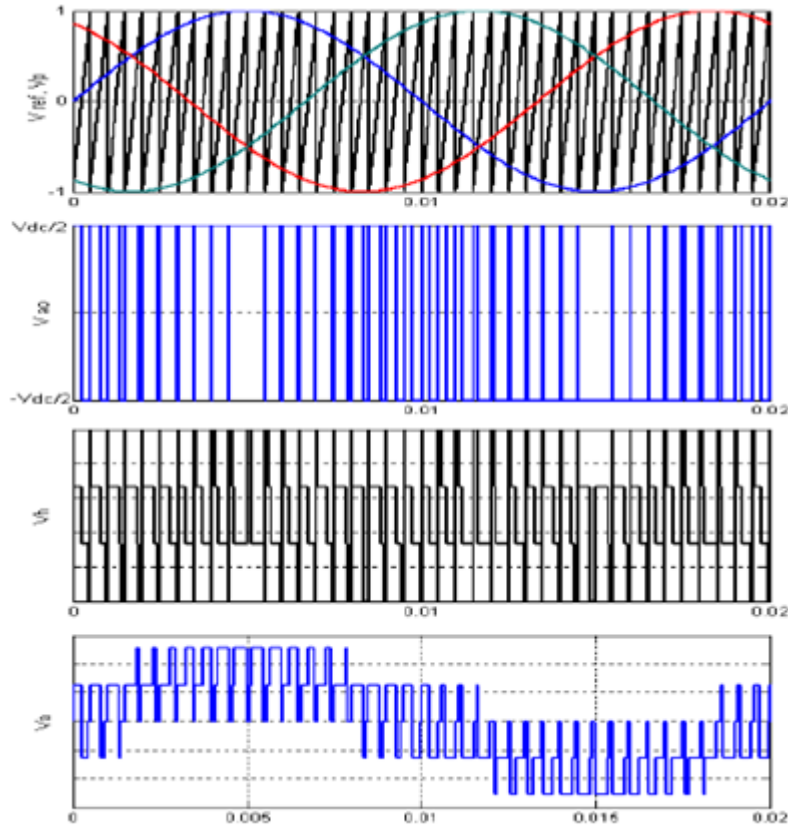


Figure II-10 principe de la commande MLI et enveloppes de tensions

Le principe de la commande MLI et les enveloppes des tensions sont représentés dans la (Figure II-10) Sur cette figure, V_h est la tension homopolaire pouvant s'exprimer par :

$$\left\{ V_h = V_{N0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \right. \quad (\text{II-47})$$

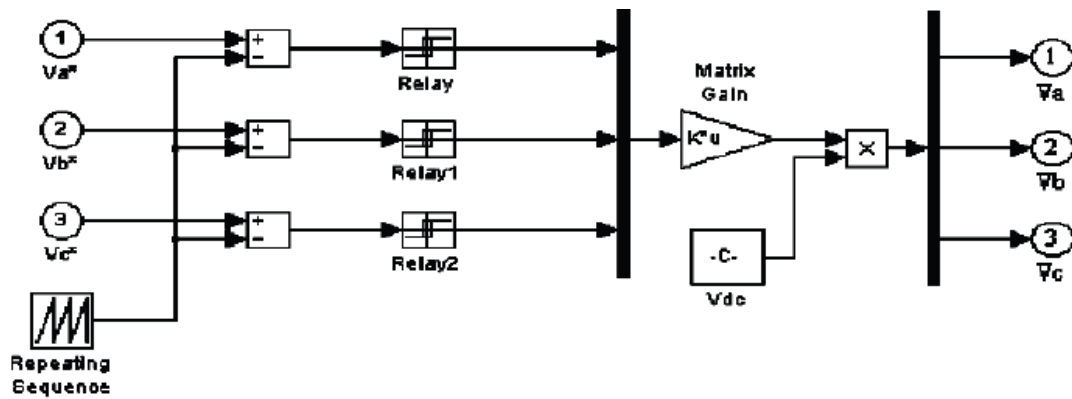


Figure II-11 Schémas simplifié d'un onduleur de tension avec onde porteuse

Le convertisseur électronique est un système discret. mais La MADA et le réseau électrique sont des systèmes continus en prend le rapport de modulation est égale à 1 avec une faible fréquence de la porteuse.

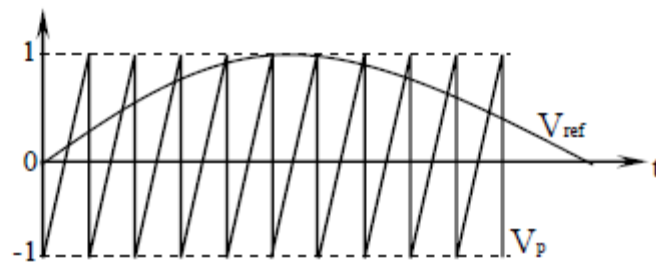


Figure II-12 Explication pour l'obtention du modèle continu équivalent du convertisseur.

Remarque :

d'après la figure (II-12) On remarque que l'amplitude de l'onde de référence V_{ref} peut prendre des valeurs compris entre $0 < V_{ref} < 1$ et l'amplitude V_p est unitaire. Sachant que les tensions de l'onduleur peuvent prendre seulement deux valeurs qui sont différentes de zéro ($\pm V_{dc}=2$) et en supposant que la fréquence de l'onde porteuse est infinie.

On peut écrire la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} V_{aref} \\ V_{bref} \\ V_{cref} \end{bmatrix} \quad (\text{II-48})$$

Actuellement, Les convertisseurs peuvent fonctionner à des fréquences de commutation de quelques kHz, beaucoup plus grandes que les fréquences des signaux de référence. On peut donc considérer que la relation si dessus est vraie aussi pour un convertisseur réel, En appliquant la transformation directe de Park à la relation précédente, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} V_{dref} \\ V_{qref} \end{bmatrix} \quad (\text{II-49})$$

Pour déterminer l'évolution de la tension V_{dc} du bus continu, il faut déterminer le courant circulant dans le condensateur du bus continu (Fig. II.9). Ce courant dépend des courants introduits dans le bus continu. Ces courants peuvent être déterminés à partir du bilan de puissances aux deux extrémités du convertisseur. Pour le convertisseur de la Figure (II.9), on peut écrire :[15]

$$V_{dc} \cdot i_{dc} = V_a \cdot i_a + V_b \cdot i_b + V_c \cdot i_c = \frac{V_{dc}}{2} (V_{aref} \cdot i_a + V_{bref} \cdot i_b + V_{cref} \cdot i_c) \quad (\text{II-50})$$

Ou :

$$V_{dc} \cdot i_{dc} = V_d \cdot i_d + V_q \cdot i_q = \frac{V_{dc}}{2} (V_{dref} \cdot i_d + V_{qref} \cdot i_q) \quad (\text{II-51})$$

Alors :

$$i_{dc} = \frac{1}{2} (V_{dref} \cdot i_d + V_{qref} \cdot i_q) \quad \text{[II-52]}$$

Le principe de fonctionnement de la PLL :

En français Les boucles à verrouillage de phase (en anglais **Phase Locked Loop**) sont des circuits intégrés très utilisés en électronique. Il s'agit donc comme leur nom l'indique d'un asservissement de phase dont le rôle est d'asservir la phase d'un oscillateur local à celle d'un signal extérieur. [48]

cela permet d'estimer avec précision la fréquence et l'amplitude du signal étudié. Il est constitué de trois éléments :

- Un circuit comparateur de phase qui fournit un signal proportionnel à la différence de phase entre le signal fourni par un oscillateur interne V_{co} est un signal de référence
- Un oscillateur dont la fréquence est fonction d'une tension continue de commande c'est le V_{co} (voltage control oscillateur)
- Un filtre qui reçoit la tension délivrée par le comparateur de phase est l'applique au V_{co}

La PLL définit la fréquence ou l'angle de position proportionnelles à la tension de commande V_c .

Résultat de simulation :

- Direct simulink :

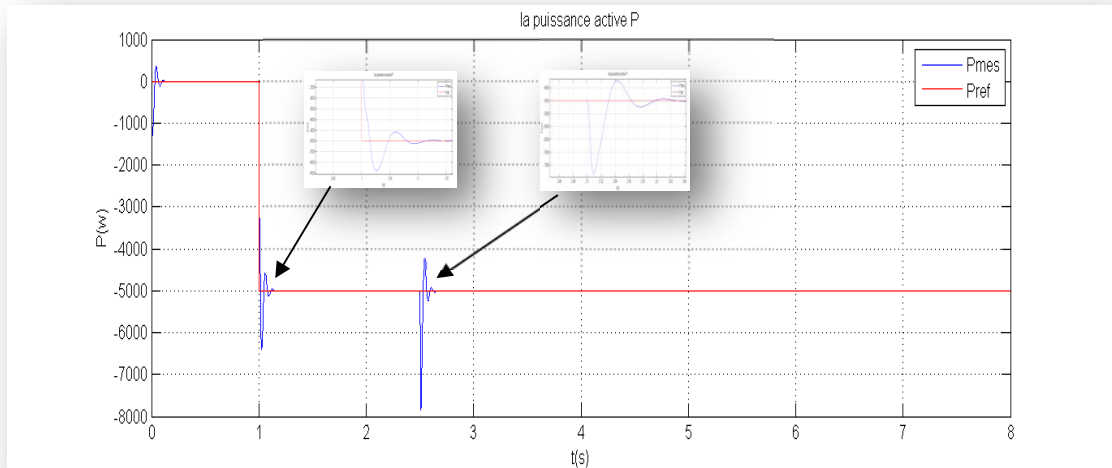


Figure II-13 La puissance active

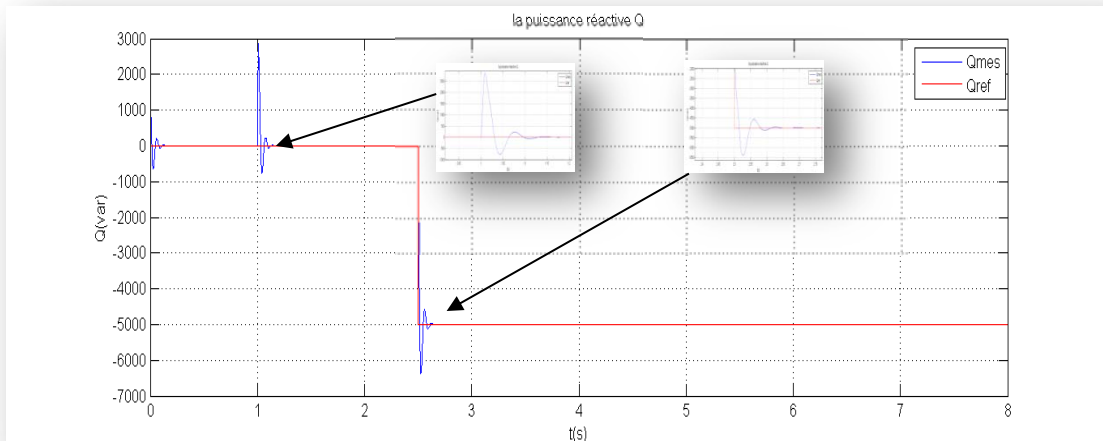


Figure II-14 La puissance réactive

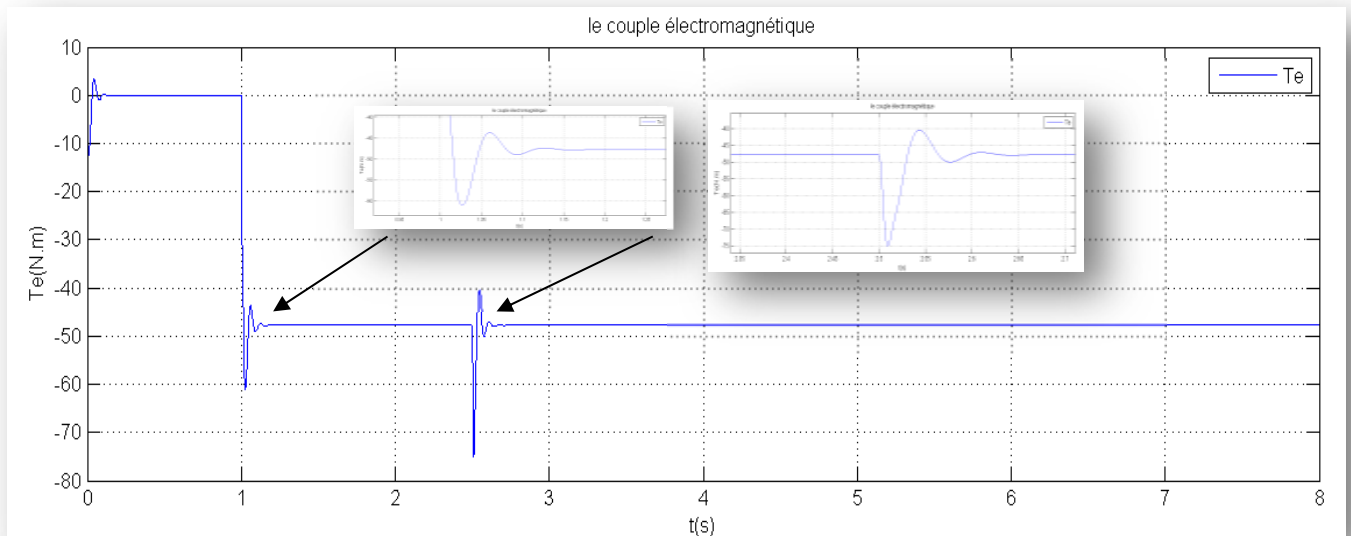
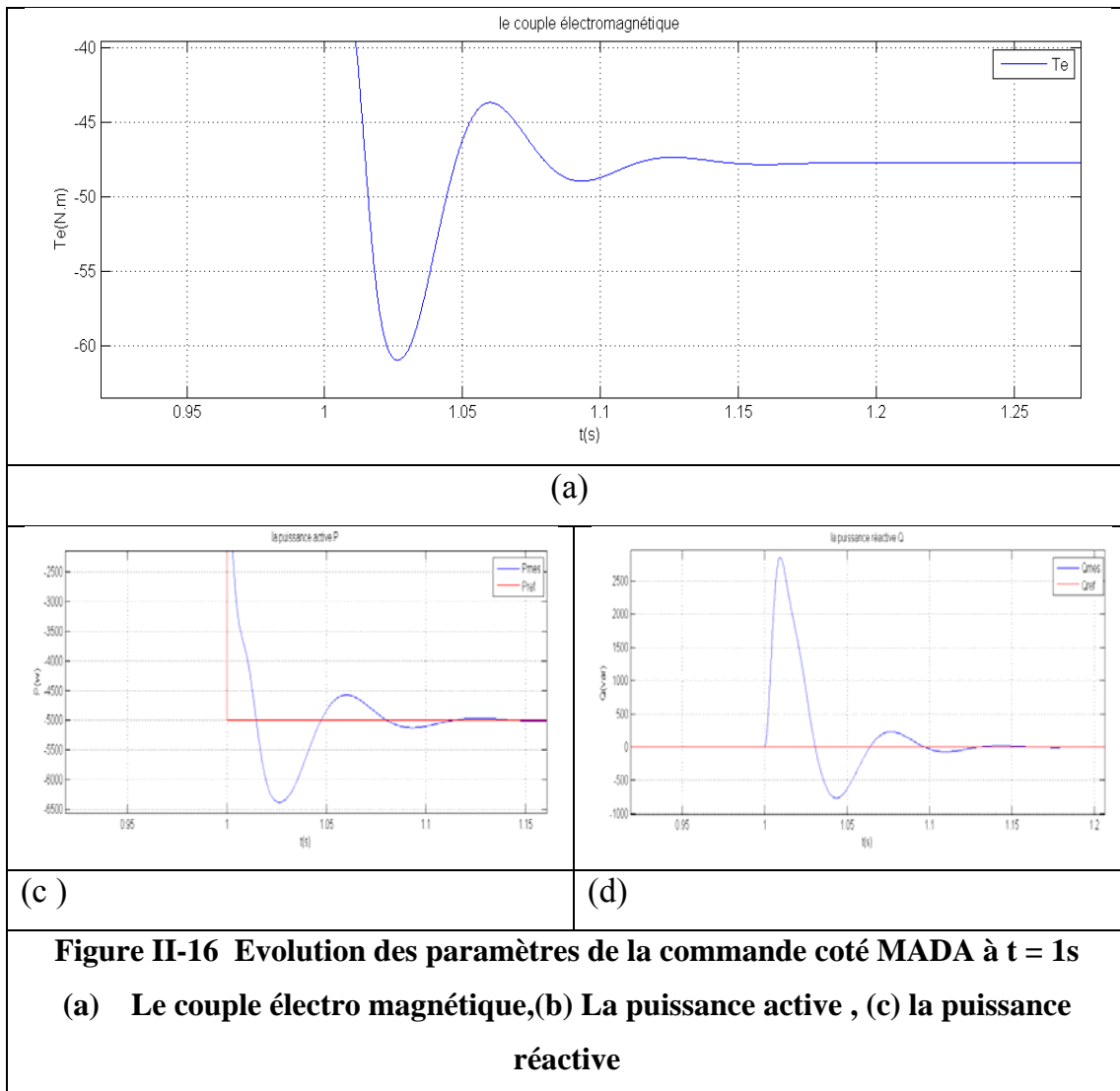


Figure II-15 le couple électromagnétique



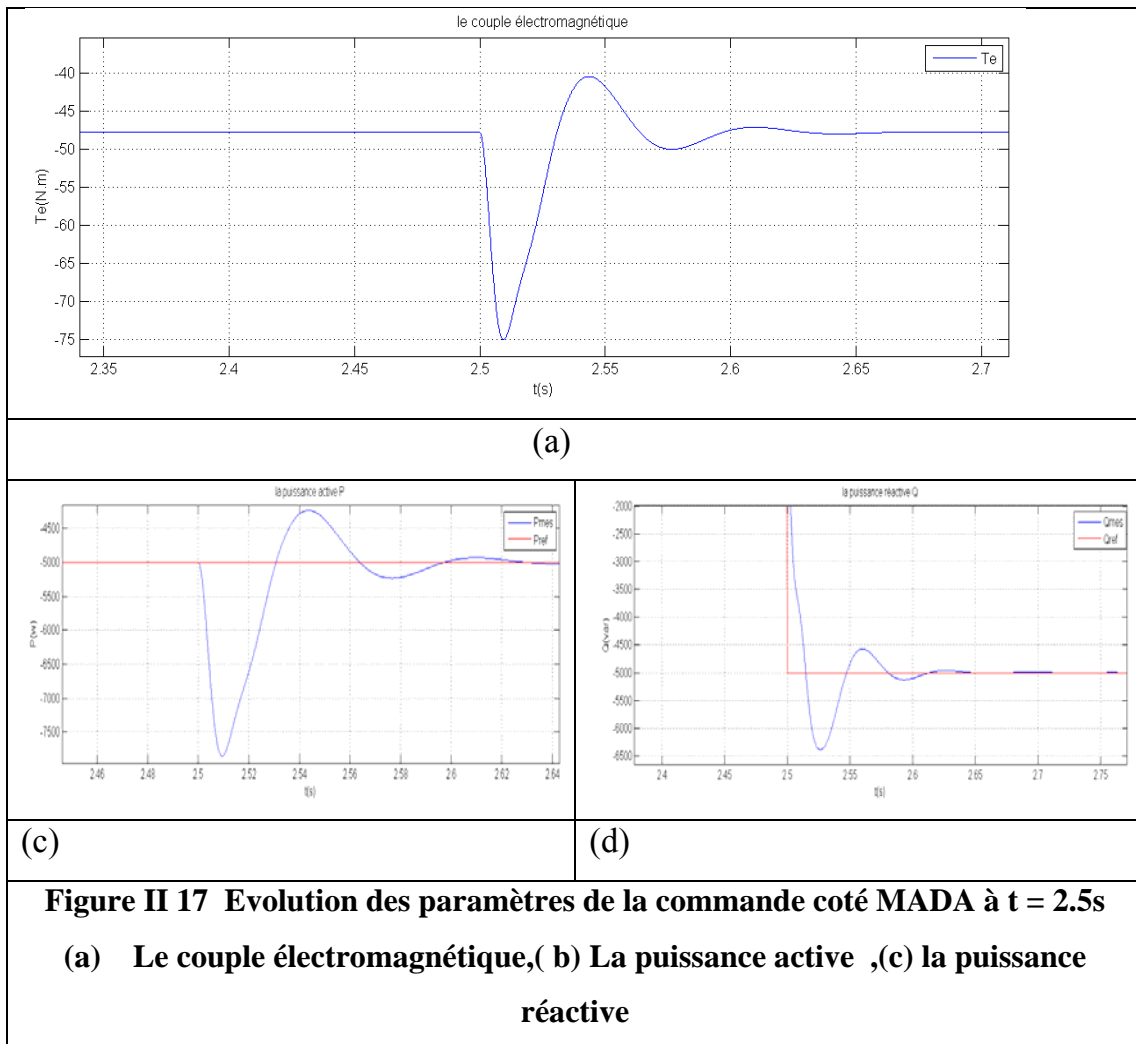
Les interprétations des résultats :

A $t=1s$

La puissance active passe de $-6400w$ a $4400w$ avec un dépassement de 2.8% et après $0.1s$ elle se stabilise est suit parfaitement la référence

La puissance réactive passe de $2800w$ a $-750w$ et après $0.1s$ elle se stabilise est suit parfaitement la référence

On remarque que le couple électromagnétique prend la forme de la puissance active et passe de $-46 N.m$ a $-61N.m$ et après $0.1s$ se stabilise vers une de $-47Nm$



A $t=2.5s$

La puissance active est passe de $-5400W$ a $-4100W$ a cause de l'application de l'échelon de la puissance réactive a ce moment

On applique un échelon a ce moment sur la puissance réactive qui passe de $-6400VAR$ a $-4400VAR$ avec un dépassement de 2.8%

Le couple électromagnétique passe de $-75N.m$ à $-40N.m$

- Direct simpower système :

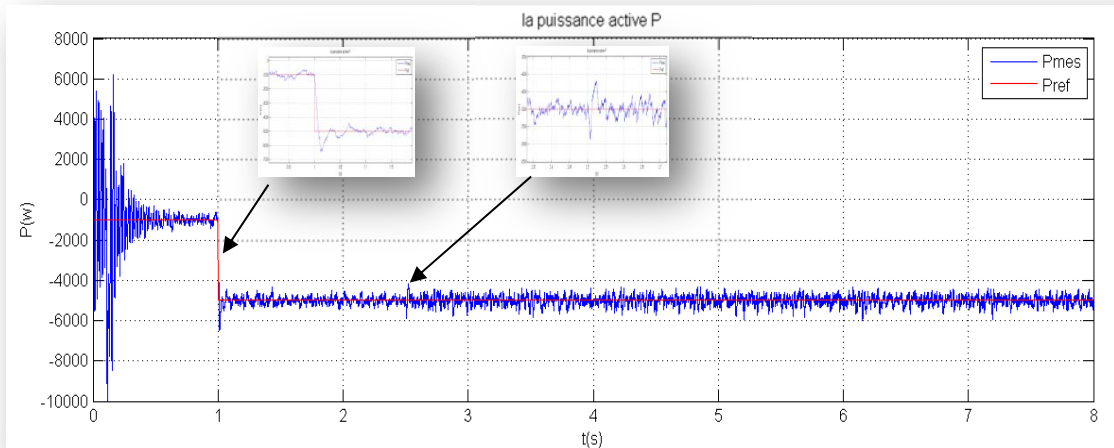


Figure II-17 La puissance active

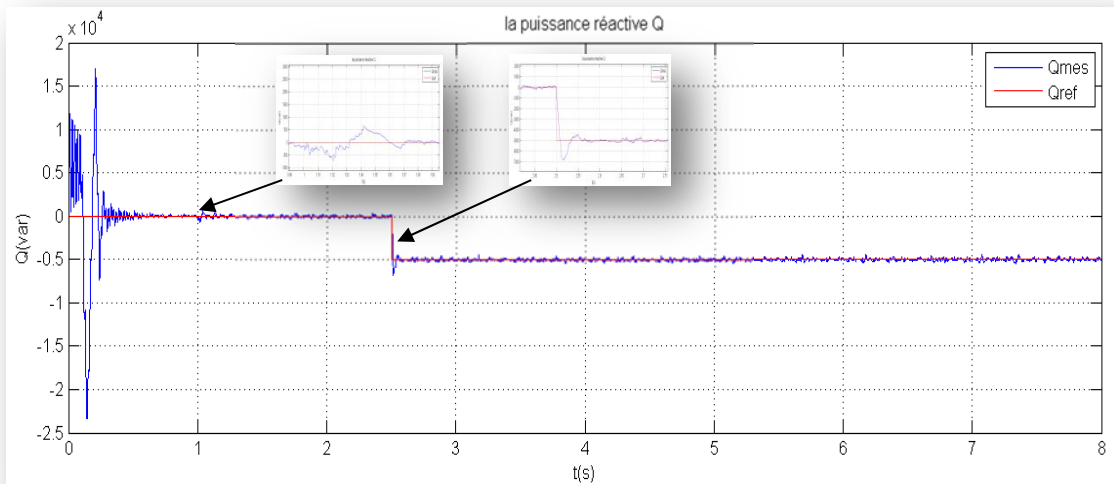


Figure II-18 La puissance réactive

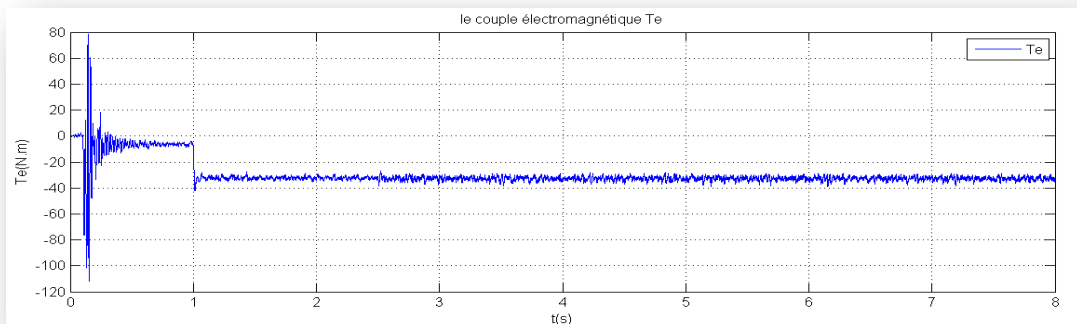


Figure II-19 Le couple électromagnétique

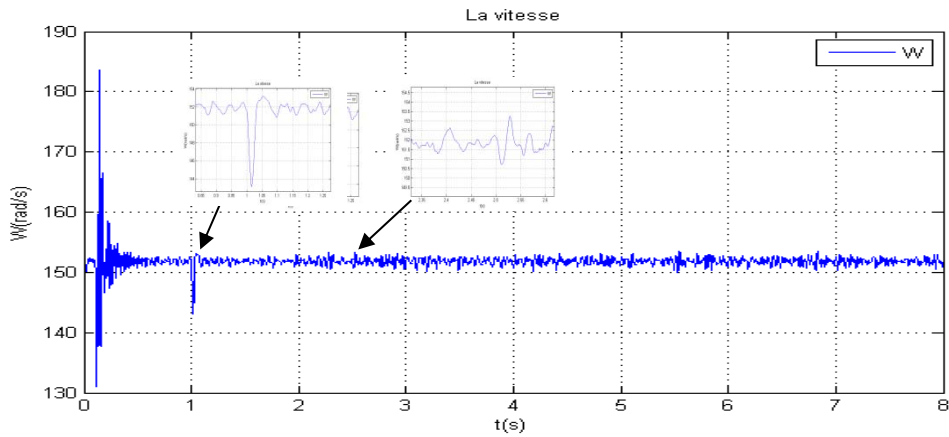
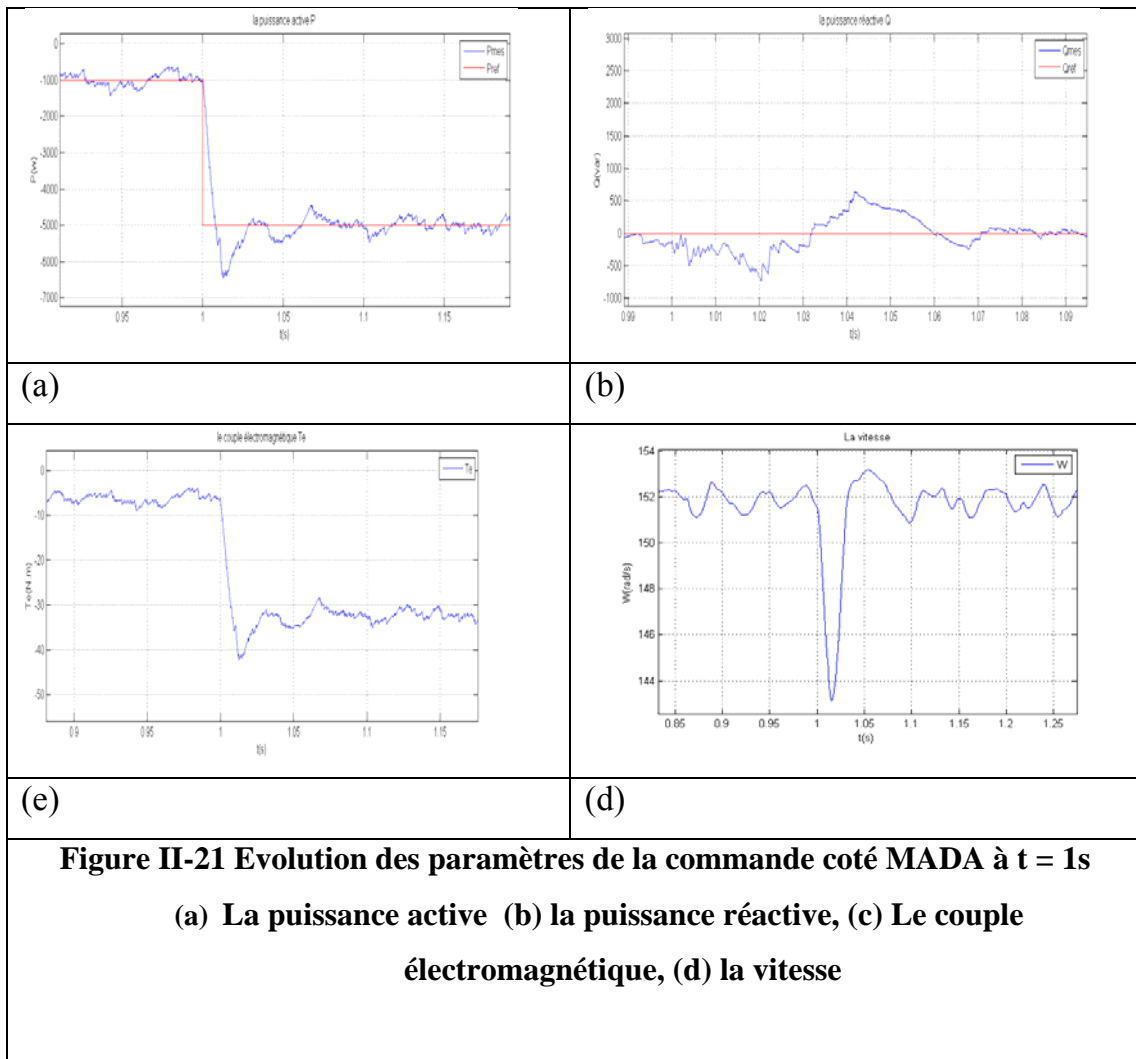


Figure II-20 La vitesse W

A $t=1s$



A $t=1s$

La puissance active passe de $-6400W$ à $-4900W$ avec un dépassement de 28% et après 0.15s elle se stabilise est suit sa référence

La puissance réactive passe de $-700VAR$ à $+700VAR$ à cause de l'échelon appliqué sur la puissance active et après 0.7s elle se stabilise est suit sa référence

Le couple électromagnétique passe de $-8 N.m$ à $-42N.m$ et après 0.15s elle se stabilise vers une valeur de $-32N.m$

On remarque que la vitesse passe de $152rad/d$ à $143rad/s$ et après 0.05s elle se stabilise vers $152rad/s$

A $t=2.5s$

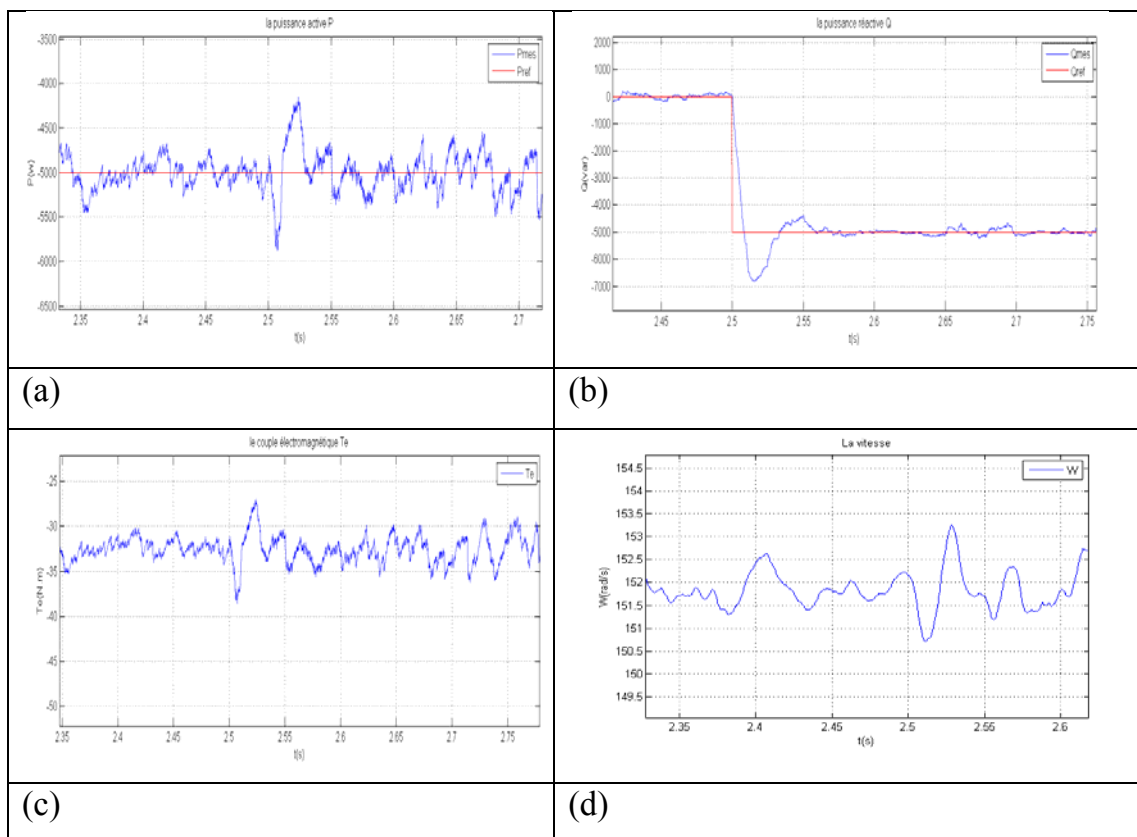


Figure II-22 Evolution des paramètres de la commande côté MADA à $t = 2.5s$

(a) La puissance active , (b) la puissance réactive, (c) Le couple électromagnétique , (d) la vitesse W

A $t=2.5s$

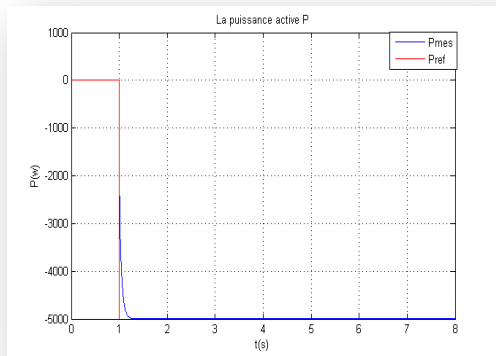
La puissance active passe de $-5800W$ à $-4200W$ a cause de l'échelon appliqué sur la puissance réactive et après $0.1s$ elle se stabilise et suit sa référence

La puissance réactive passe de $-6800W$ à $-4500W$ avec un dépassement de 36% et après $0.1s$ elle se stabilise et suit sa référence

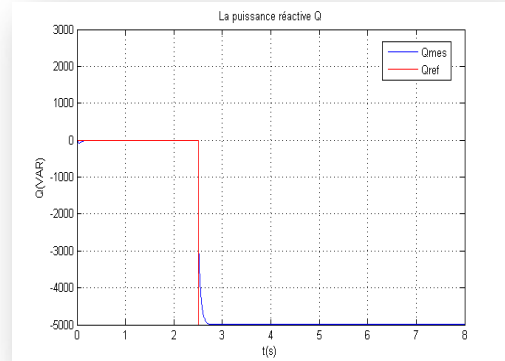
On remarque que le couple électromagnétique passe de $-37N.m$ à $-27N.m$ et après $0.05s$ elle se stabilise vers une valeur de $-32N.m$

On remarque que la vitesse passe de $151rad/s$ à $153rad/s$

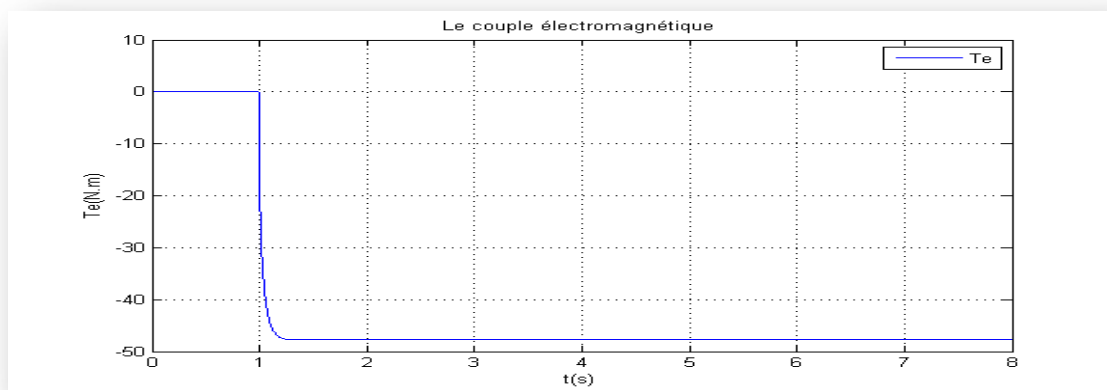
- **Indirect simulink :**



(a)



(b)



(c)

Figure II 23 Evolution des paramètres de la commande coté MADA à $t = 2.5s$

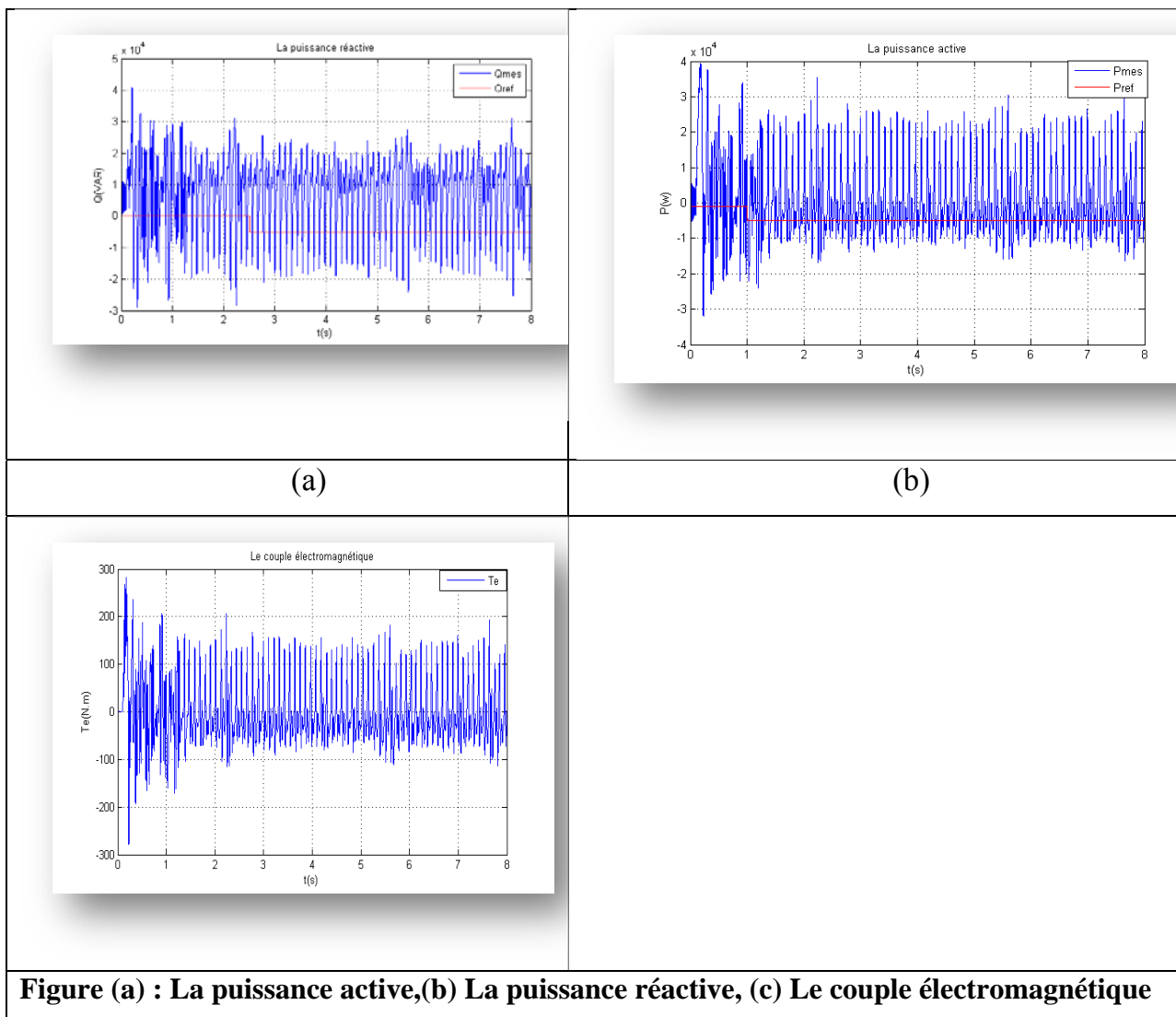
(a) La puissance active, (b) La puissance réactive, (c) Le couple électromagnétique

A $t=1$ la puissance active passe de 0 à -5000W et après 0.15s elle suit parfaitement la référence

Le couple électromagnétique passe de 0 à -48N.m

A $t=2.5$ s la puissance réactive passe de 0 à -5000W et après 0.15s elle suit parfaitement la référence

- **Indirect simpower**



Les résultats non probants

II.10 Conclusion :

Dans ce chapitre il nous a été possible d'effectuer une série de simulations sur une MADA que ce soit dans un environnement Simulink ou SimPower System et ce pour une commande direct et indirect.

Lors de nos différents essais, la simulation de la commande indirect sous l'environnement du SimPower Système n'a pu être performante d'où la nécessité d'effectuer une optimisation des paramètres des éléments de cette simulation à l'avenir.

On se propose d'effectuer dans le chapitre suivant l'utilisation de régulateur Pi Flou à la place de nos régulateurs PI classique (vectorielle).

Chapitre III
Commande flou directe et indirecte d'une
MADA

III.1.Introduction :

Les premières applications de la logique floue au niveau des systèmes de réglage ne parurent que dès 1975. Ce sont les Japonais qui commencent à l'utiliser dans des produits industriels pour résoudre les problèmes de réglage et de commande, et suivi par l'Europe où une intense activité de recherche a été introduite afin d'exploiter ce principe de réglage.[9].

Dans ce chapitre nous allons présenter les principaux fondements théoriques de la logique floue, nous exposerons la notion de fonction d'appartenance, les opérateurs employés dans ce type de logique. Après avoir décrit la structure d'une commande floue nous expliciterons les notions de fuzzification, d'inférences floues et de défuzzification dont la manipulation permet la génération de la commande adéquate ou prise de décision.

III.2.Principe de la logique floue

L'homme perçoit, raisonne, imagine et décide à partir des modèles ou de représentations. Sa pensée n'est pas binaire. L'idée de la logique floue est de capturer l'imprécision de la pensée humaine et de l'exprimer avec des outils mathématiques appropriés. La résolution d'un problème exige la recherche d'un modèle qui est le plus objectif et le plus certain possible. Les modèles de notre cerveau peuvent être assez compliqués et également vagues, flous ou imprécis. L'homme ne raisonne pas comme l'ordinateur : au tout ou rien. La logique floue inspire ses caractéristiques du raisonnement humain. Elle est basée sur la constatation que la plupart des phénomènes ne peuvent être représentés à l'aide de variables booléennes qui ne peuvent prendre que deux valeurs (0 ou 1).[34]

Afin de mieux saisir la différence qui existe entre les deux logiques et de mettre en évidence le principe fondamental de la logique floue, présentons un exemple simple.

On se propose de classer des vitesses en fonction de leurs valeurs en définissant trois catégories (voir figure III.1) :

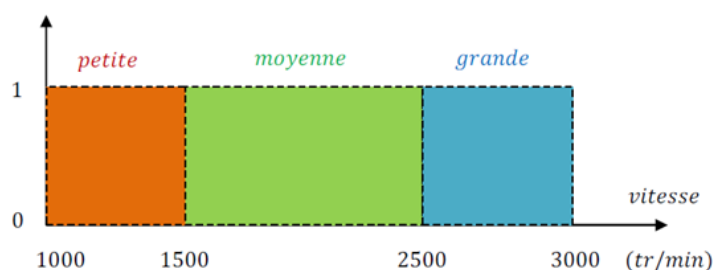


Figure III-1 : représentation des variables binaires

On constate que cette façon utilisée pour séparer les intervalles des vitesses est très éloignée de ce que fait l'être humain lorsqu'il analyse ce genre de situation. En effet, l'homme ne fait pas une distinction franche entre « petite » et « moyenne » par exemple.

Il utilise des expressions telles que « *plutôt petite* » pour une vitesse légèrement inférieure à 1500 tr/min et « *plutôt moyenne* » pour une vitesse juste supérieure à cette valeur.

Donc la logique classique présente bien l'avantage de la simplicité, mais elle est relativement éloignée de la logique utilisée par l'être humain.

Représentons le même problème à l'aide de la logique floue. Les variables ne sont plus de nature binaire mais peuvent prendre une infinité de valeurs possibles entre 0 et 1. La figure (3.2) représente la classification considérée selon le principe de la logique floue.[9]

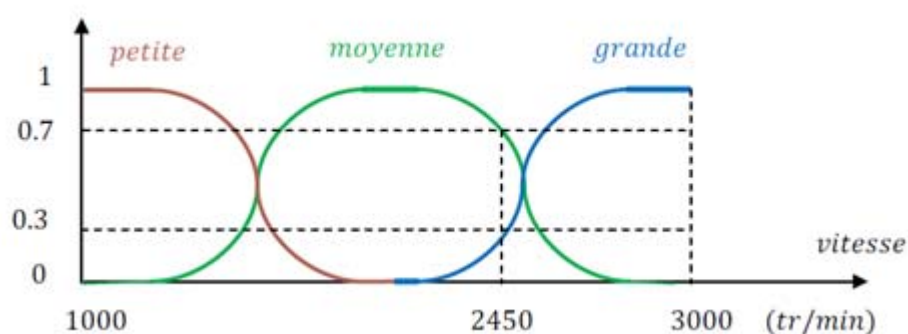


Figure III-2 : représentation des variables floues

Ce type de figure est appelé fonction d'appartenance, elle montre que les limites entre les trois catégories ne varient pas brusquement, mais illustre la gradualité introduite par la logique floue. Par exemple une vitesse de 2450 tr/min appartient à l'ensemble « grande » avec un degré de 0.3 et à l'ensemble « moyenne » avec un degré de 0.7.

La fonction d'appartenance est désignée par $\mu_E(x)$. L'argument x se rapporte à la variable linguistique, tandis que l'indice E indique l'ensemble concerné.

III.3. Notion de base et connaissance préliminaire :

III.3.1. Ensemble flou :

Dans la théorie classique des ensembles, c'est la fonction caractéristique qui définit l'ensemble. Cette fonction ne prend que les deux valeurs discrètes 0 (l'élément n'appartient pas ...) ou 1 (...appartient à l'ensemble). Un ensemble flou est défini par une fonction d'appartenance qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1 [5].

C'est l'élément de base de la logique floue. Il a été introduit en première fois par Zadeh en 1965. Le concept de ce dernier a pour but d'éviter le passage brusque d'une classe à une autre et de permettre des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe ; c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à une classe[4].

Les trois catégories « Petite, Moyenne, Grande » définies précédemment, associées à leurs fonctions d'appartenance, sont appelées des ensembles flous. Et on peut définir également l'univers de discours ou l'univers de référence comme étant l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue

III.3.2. Variables linguistiques :

La description d'une certaine situation imprécise ou incertaine peut contenir des expressions floues comme par exemple: très grand, grand, moyen, petit. Ces expressions forment les valeurs d'une variable x , appelée "linguistique", soumise à des fonctions appelées fonctions d'appartenance.

III.3.2. Fonction d'appartenance :

La variable x varie dans un domaine appelé univers de discours, ce dernier est partagé en sous-ensembles flous de façon que dans chaque zone il y ait une situation dominante. Ces zones sont décrites par des fonctions convexes, généralement sous forme triangulaire ou trapézoïdale, elles admettent comme argument la position de la variable x dans l'univers de discours, et comme sortie le degré d'appartenance de x à la situation décrite par la fonction; notée : $\mu_E(x)$: degré d'appartenance de x au sous ensemble E . Le choix de la répartition des fonctions, leurs chevauchements ainsi que leurs formes doit être judicieux comme indiqué dans la figure (3.3) donne quelques fonctions d'appartenance.[42].

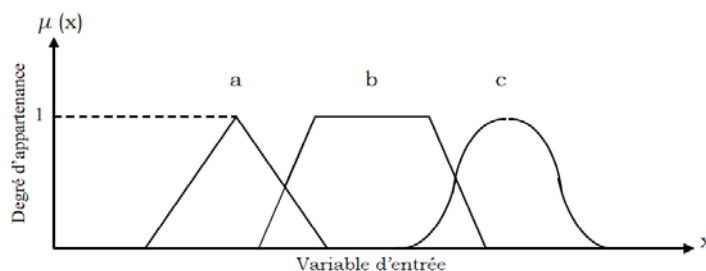


Figure III.3 : Exemple de fonctions d'appartenance.

(a) Fonction triangulaire ; (b) Fonction trapézoïdale ; (c) Fonction gaussienne.

En général, on utilise pour les fonctions d'appartenance trois formes géométriques : trapézoïdale, triangulaire et de cloche. Les deux premières formes sont les plus souvent employées en raison de leur simplicité.

III.3.3. Intervalles d'inférence :

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_E(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou E . le domaine de définition de $\mu_E(x)$ peut être réduit à un sous ensemble de l'univers de discours. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue x . Par abus de langage, les sous-ensembles flous sont fort souvent confondus avec l'ensemble flou.[9] On a trois fonctions d'appartenance de la variable linguistique présentées dans la figure (III.4).

$$\mu_{petite}(x) = (VP) \quad \mu_{moyenne}(x) = (VM) \quad \mu_{grande}(x) = (VG)$$

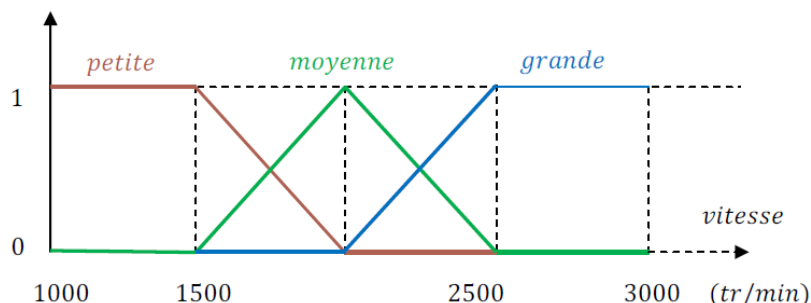


Figure III.4 : Fonctions d'appartenance avec trois sous-ensembles

Afin d'obtenir une subdivision plus fine, nous pouvons définir plus de trois sous-ensembles flous comme l'indique la figure (3.5) qui montre un exemple d'une fonction d'appartenance à cinq sous-ensembles flous. Le choix du nombre des sous-ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, du recouvrement de ces fonctions et de leur répartition sur l'univers de discours n'est jamais évident. Il y a pourtant des facteurs qui sont plus important que d'autres[41]

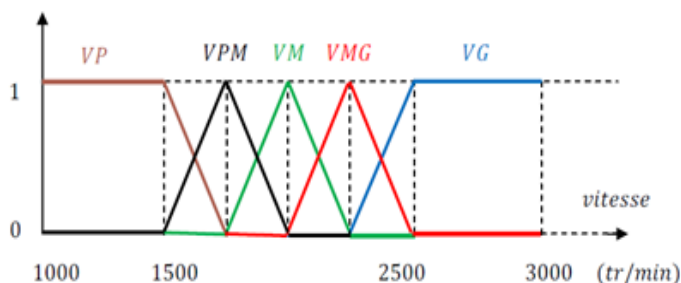


Figure III-5 : fonction d'appartenance avec 5 sous-ensembles flous

Pour la variable linguistique vitesse.

III.4. Opérateurs de la logique floue :

Dans la théorie des ensembles classiques on définit les relations intersection, union et complémentation qui sont traduites par les opérateurs ET, OU, NON. Ces opérateurs existent également en logique floue, mais sont adaptés aux spécificités de cette logique pour traiter les ensembles flous. Ainsi des opérateurs homologues à ceux de la logique booléenne sont créés en essayant de respecter un certain nombre de propriétés et afin de retrouver les opérations de base existant en logique classique.

Soient E et F, deux sous-ensembles flous d'une variable linguistique définis sur l'univers de discours UD par leurs fonctions d'appartenance respectives μ_E et μ_F

III.4.1. Opérateur ET (Intersection floue) :

Le sous-ensemble flou, correspondant à l'intersection des sous-ensembles E et F est défini par les éléments x de l'univers de discours UC qui appartiennent à E et à F.

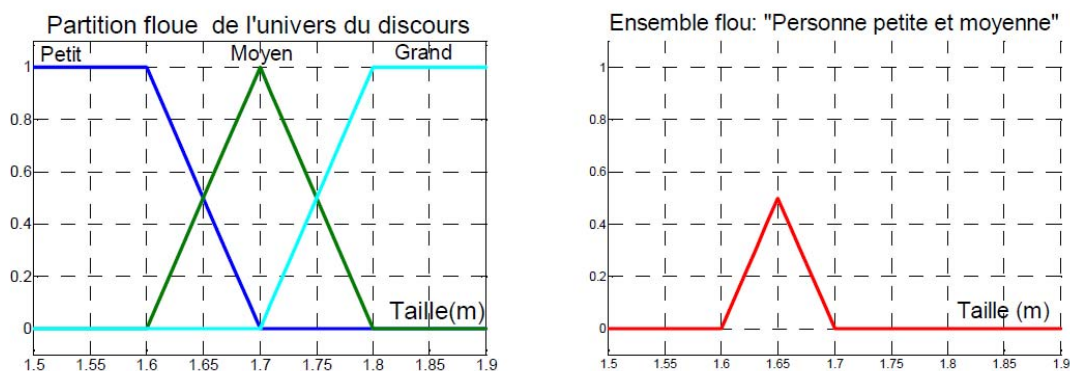
Dans la logique floue, l'opérateur ET peut être exprimé par : [43]

$$\mu_{E \cap F}(x) = \min\{\mu_E(x), \mu_F(x)\} \forall x \in UD \quad (\text{III-1})$$

Ou bien :

$$\mu_{E \cap F}(x) = \mu_E(x) \cdot \mu_F(x) \quad \forall x \in UD \quad (\text{III-2})$$

Exemple :



III.4.2. Opérateur OU (Union floue) :

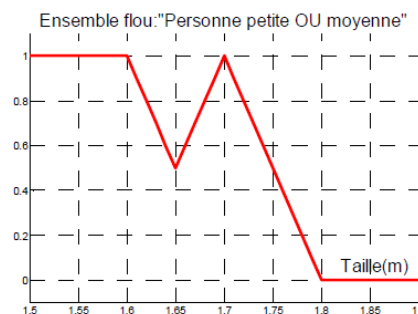
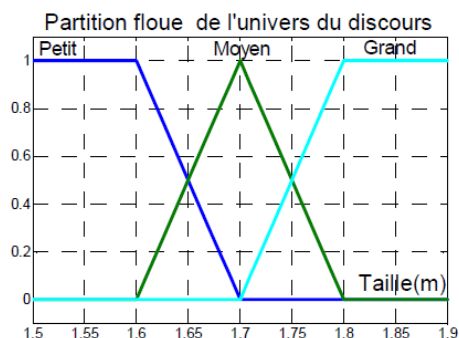
Le sous-ensemble flou correspondant à l'union des sous-ensembles E et F est un sous-ensemble de l'univers de discours UD défini par tous les éléments x de UD qui appartiennent ou bien à E ou bien à F, L'opérateur OU est généralement réalisé par la formation du maximum que l'on exprime comme suit :

$$\mu_{E \cup F}(x) = \max\{\mu_E(x), \mu_F(x)\} \forall x \in UD \quad (\text{III-3})$$

Ou bien :

$$\mu_{E \cup F}(x) = \mu_E(x) + \mu_F(x) \quad \forall x \in UD \quad (\text{III-4})$$

Exemple :

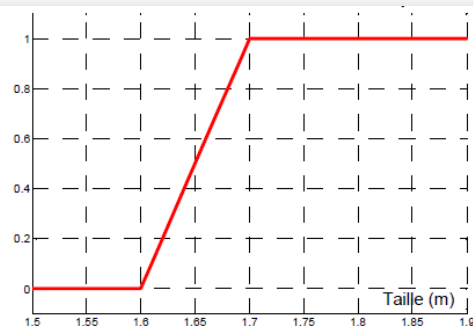
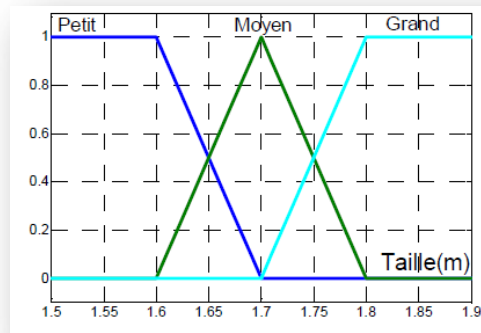


III.4.3. Opérateur NON (complémentation floue) :

Le sous-ensemble flou complémentaire du sous-ensemble E est un sous-ensemble de l'univers de discours UD défini par les éléments x de l'UD qui n'appartiennent pas au sous-ensemble flou E. On peut exprimer ça par :

$$\mu_{\bar{E}}(x) = 1 - \mu_E(x) \quad \forall x \in UD \tag{III-5}$$

Le complément flou représente l'opération NON de la logique classique au sens flou.



Partition floue de l'univers du discours Ensemble floue : "Personnes non petites"

III.5. Description d'une commande par la logique floue :

Cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique[44]

Le traitement d'un problème par la logique floue se fait en trois étapes :

- La quantification floue des entrées, appelée aussi la **Fuzzification**. Elle permet la conversion des variables des entrées qui sont des grandeurs physiques, en grandeurs floues, ou variables linguistiques.
- L'établissement des règles liant les sorties aux entrées, appelé **l'Inférence floue** ;
- La **Défuzzification** qui est l'opération inverse de la fuzzification. Elle consiste à transformer les variables linguistiques en variables réelles ou numériques. [34]

Le schéma synoptique général d'un contrôleur flou est représenté dans la figure (III.6)

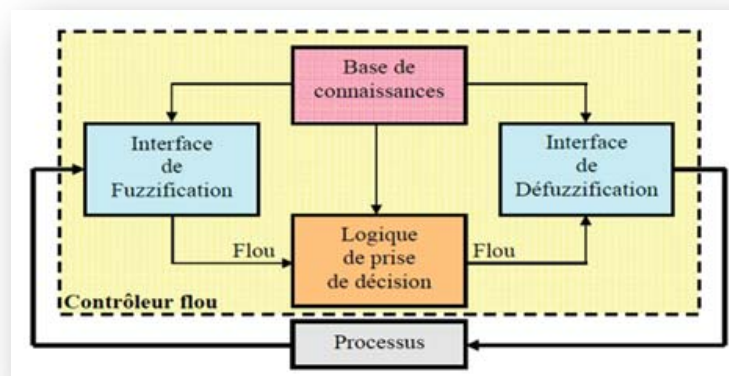


Figure III.6 : structure d'une commande floue

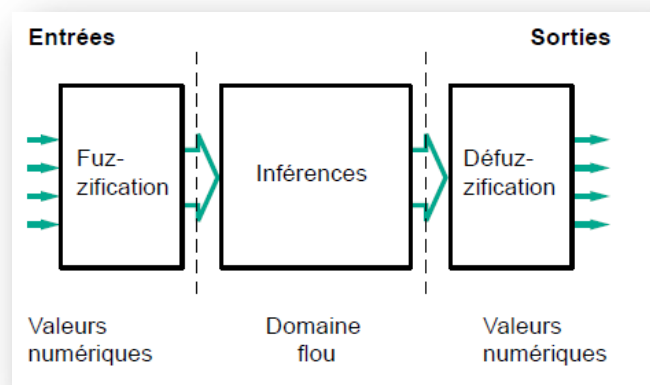


Figure III.7 Configuration d'un contrôleur flou.

III.5.1. Interface de Fuzzification :

Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Etablit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées ;
- Effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables qui peuvent être considérées comme l'étiquette des ensembles flous. Cette opération doit être effectuée dans un domaine normalisé généralement par l'intervalle [-1 1] afin de faciliter le calcul.[9]

III.5.2.Base des règles :

Ce bloc est une base de connaissance qui correspond à l'expertise ou au savoir-faire de l'opérateur sur le comportement du système. Elle est composée de l'ensemble des informations et des connaissances dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Elle permet de déterminer le signal de sortie du contrôleur flou et exprime la relation qui existe entre les variables d'entrées transformées en variables linguistiques et les variables de sortie converties également en variables linguistiques. [45] [46] Ainsi, elle est constituée par une collection de règles données sous la forme «Si...Alors». D'une manière générale, on peut exprimer la $i^{\text{ème}}$ règle floue par la relation suivante :

Si x_1 est $f_1^{(i)}$ et x_2 est $f_2^{(i)}$ et x_n est $f_n^{(i)}$ Alors y_j est $G_j^{(i)}$

Ou : $i=1, \dots, m$; m est le nombre total des règles ; $f_1^{(i)}, f_2^{(i)}, f_n^{(i)}$ sont les ensembles des flous des entrées (x_1, x_2, \dots, x_n) et $G_j^{(i)}$ est les ensembles des flous correspondant à la sortie y_j .

On peut écrire les règles d'inférence sous forme d'une matrice appelée **Matrice d'inférence**, qui est généralement antisymétrique. A titre d'exemple, si on considère un contrôleur flou à deux entrées caractérisées par trois ensembles flous et une sortie, alors la matrice d'inférence peut prendre la forme suivante : [34]

x1 x2	F_1^1	F_1^2	F_1^3
F_2^1	G^1	G^4	G^7
F_2^2	G^2	G^5	G^8
F_2^3	G^3	G^6	G^9

Tableau III.1 : matrice d'inférence floue

III.5.3.Mécanisme d'inférence flou :

L'inférence floue ou la logique de prise de décision est le cœur du contrôleur flou qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence de la logique floue [44].

Elle utilise les variables floues transformées par la fuzzification et les règles d'inférence pour créer et déterminer les variables floues de sortie, en se basant sur des opérations floues appliquées aux fonctions d'appartenance.

Il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. On introduit la notion de mécanisme ou méthode d'inférence, qui dépend des relations utilisées pour réaliser les différents opérateurs dans une inférence, permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière.

Pour le réglage par logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes :

- Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani) ;
- Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen) ;
- Méthode d'inférence Somme-Produit.

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue " *Et*, *Ou* et *Alors*".[34]

Opérateurs Méthodes D'inférence flous	Et	Ou	Alors
	Max-Min	Minimum	Maximum
Max- Produit	Minimum	Maximum	Produit
Somme- Produit	Produit	Moyenne	Produit

Tableau III.2 : méthodes usuelles d'inférence floue

III.5.4.1. Interface de Défuzzification :

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue. Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus.

Plusieurs stratégies de défuzzification existent. Les plus utilisées sont :

A. Méthode du maximum :

Comme son nom l'indique la commande en sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale.

La méthode du maximum simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie (parfois on trouve deux valeurs maximales).[15]

B. Méthode de la moyenne des maximums :

Elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issue de l'inférence est maximale[15]

C. Méthode du centre de gravité :

Cette méthode génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale ci-dessous :

$$\text{Sortie} = \frac{\int y \cdot dy}{\int dy} \quad (\text{III-6})$$

Ou

$$S = (y_0 \in U / \mu(y_0) = \text{SUP}(\mu(y)) \quad y \in U$$

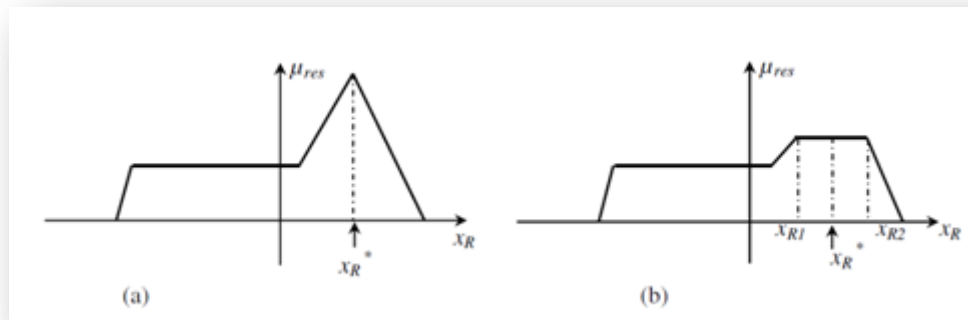


Figure III-7 : Défuzzification par valeur maximum

D. Méthode du centre de gravité :

C'est la méthode de défuzzification la plus courante à cause de sa simplicité de calculs et sa sortie unique. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur.[41]

$$\text{Sortie} = \frac{\int y \cdot \mu(y) \cdot dy}{\int \mu(y) \cdot dy} \quad (\text{III-7})$$

Avec

U : Univers du discours ;

n : toutes les valeurs de sorties considérées

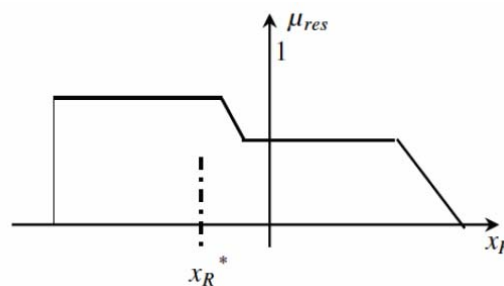


Figure III.8 : la méthode du centre de gravité

E. Méthode des hauteurs pondérées :

Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas.

Cette méthode consiste à calculer la sortie du contrôleur en utilisant les centres de gravité Z^* de chacun des ensembles C_i

$$U = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} c(Z_i) * (Z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{ci} c(Z_i)} \quad (III-8)$$

m : est le nombre d'ensembles flous associés à la variable de sortie U. [7]

III.6. Application de la logique floue pour le réglage de vitesse de la MADA :

Dans cette partie, nous allons nous intéresser au remplacement du régulateur PI classique de vitesse du schéma de commande vectorielle présenté dans le chapitre précédent par un régulateur de type PI flou. La commande ainsi obtenue est une commande vectorielle indirecte dans laquelle nous avons exploité certaines caractéristiques du système pour définir la loi de commande qui nous permet de garantir la validité du modèle découplé et d'obtenir des performances dynamiques élevées.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur de vitesse au sein d'une commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation.

La vitesse de référence peut être pilotée par un opérateur externe. La grandeur de sortie de ce régulateur de vitesse est l'image du couple électromagnétique de référence que l'ensemble commande-convertisseurs-machine doit générer. À flux constant, ce couple est proportionnel au courant I_{sq}^* (courant I_{sq} de référence) imposé en entrée à la boucle de régulation de courant.

Le schéma de base du régulateur flou repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas le couple ou le courant à appliquer mais plutôt l'incrémental de cette grandeur [1].

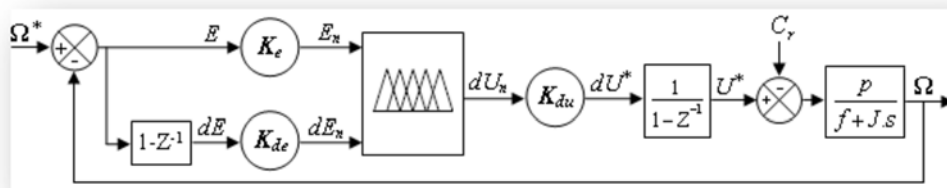


Figure III-9 : Structure du contrôleur du type PI-flou.

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons :

E : l'erreur, elle est définie par :

$$E(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k) \quad (III-9)$$

dE: la dérivée de l'erreur, elle est approchée par :

$$dE(k)=E(k)-E(k-1) \quad (\text{III-10})$$

et le signal de commande est déterminé par la relation suivante :

$$U^*(k)-U^*(k-1)+dU^*(k)=Cem^*(k) \quad (\text{III-11})$$

$K_e, de K$, du K sont des gains de normalisation qui peuvent être constants (ou même variables). Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et d'améliorer les performances dynamiques et statiques ciblées du système à régler. On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits « facteur d'échelle » qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. Les grandeurs indicées « n » sont donc les grandeurs normalisées à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou.

Les règles d'inférences permettent de déterminer le comportement du contrôleur flou. Il doit inclure des étapes intermédiaires qui lui permettent de passer des grandeurs réelles vers les grandeurs floues et inversement ; ce sont les étapes de fuzzification et de défuzzification (figure III.9). [4]

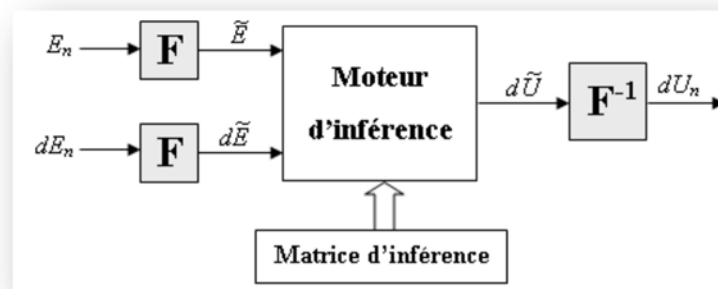


Figure III.10 Structure du régulateur flou.

- **Contrôleur flou de type MAMDANI :**

Pour ce cas d'étude, il est choisi pour le contrôleur flou une partition de l'univers de discours à cinq sous-ensembles flous et privilégiés les formes triangulaires et trapézoïdale pour les fonctions d'appartenance. Ces choix sont illustrés sur les figures (III.11) et (III.12).

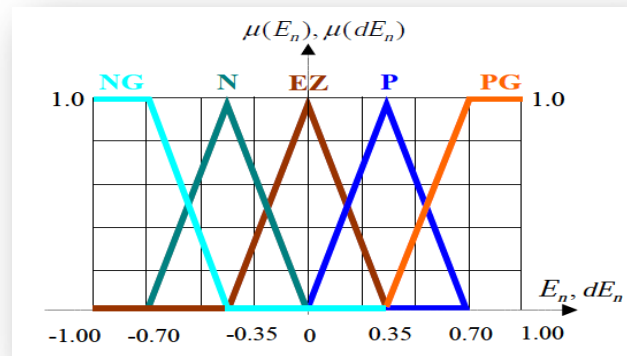


Figure III.11 : Fonctions d'appartenance des entrées normalisées.

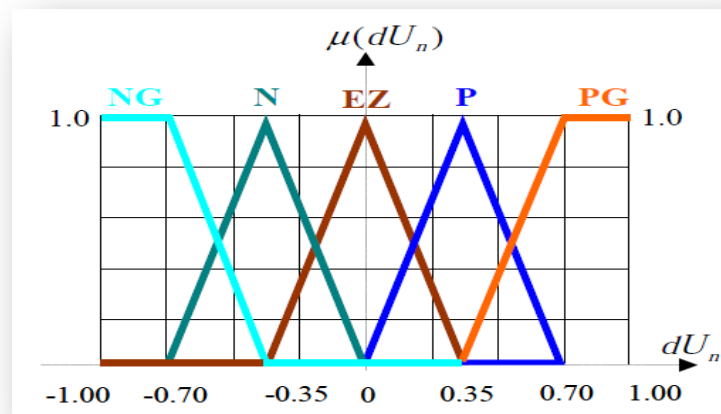


Figure III.12 : Fonctions d'appartenance de la variable de sortie.

Pour le traitement numérique des inférences relatif au contrôleur flou, il sera employé la méthode « MAX-MIN » de Mamdani :

- Opérateur ET : formation du minimum,
- Opérateur OU : formation du maximum,
- Implication ALORS : formation du minimum,
- Agrégation : formation du maximum.

Les règles floues, permettant de déterminer la variable de sortie du régulateur en fonction des variables d'entrées sont regroupées dans la table (III-3).[1]

dE		E				
		NG	NP	EZ	PP	PG
	NG	NG	NG	PN	NP	EZ
	NP	NG	NP	PN	EZ	PP
	EZ	NG	NP	EZ	PP	PG
	PP	NG	EZ	PP	PP	PG
	PG	EZ	PP	PP	PG	PG

Tableau III.3 : Matrice d'inférence.

Cette matrice doit être établie à partir d'une parfaite connaissance du comportement du système à régler, ainsi que la connaissance de l'objectif du contrôle à atteindre. On prend comme critère de défuzzification la méthode du centre de gravité.

III.7. Les résultats de simulation :

- **DIRECT SIMPOWER**

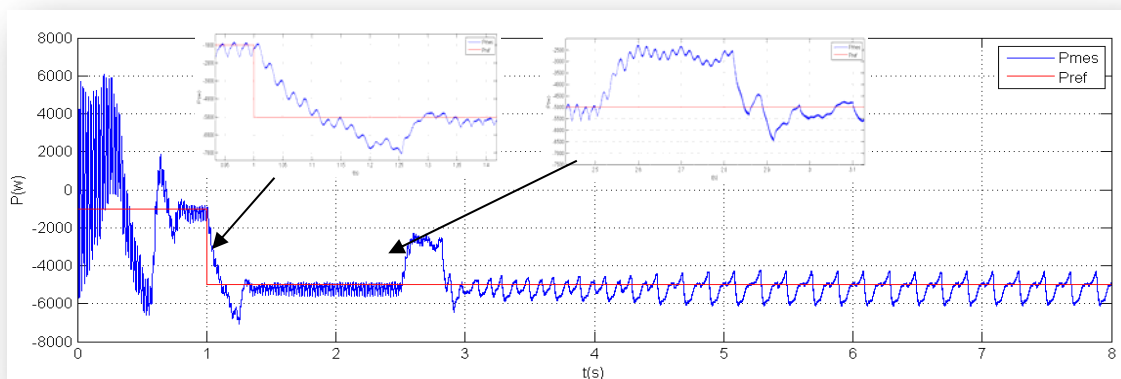


Figure III.13 : La variation de la puissance active P

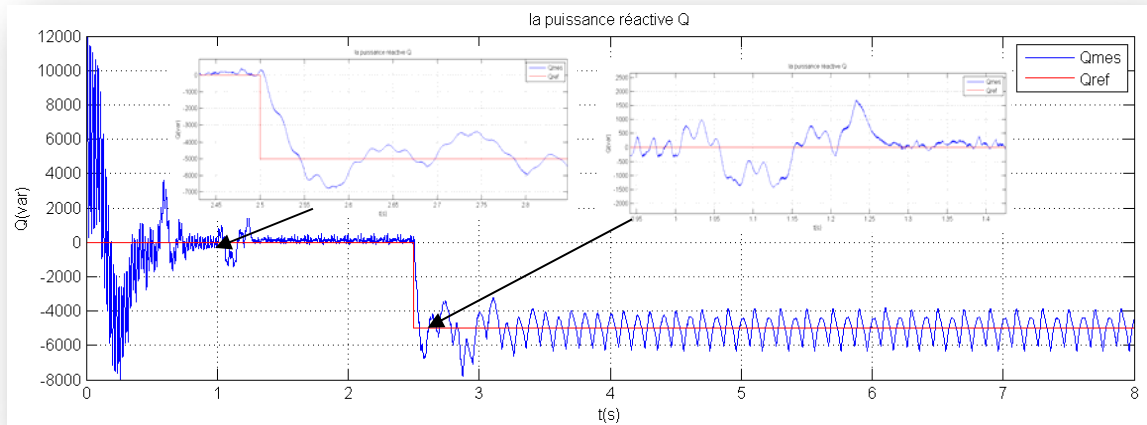


Figure III.14 : la variation de la puissance réactive Q

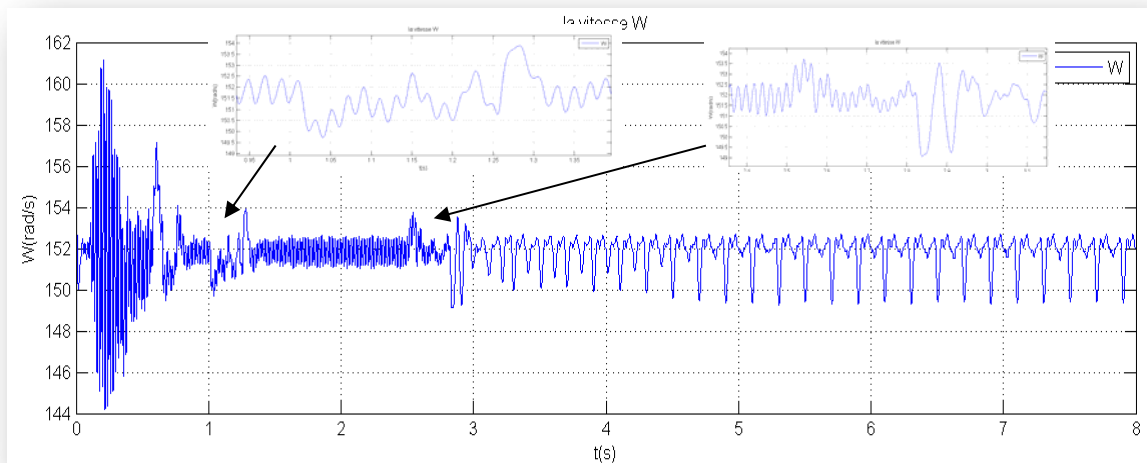


Figure III.15 : la variation de la vitesse W

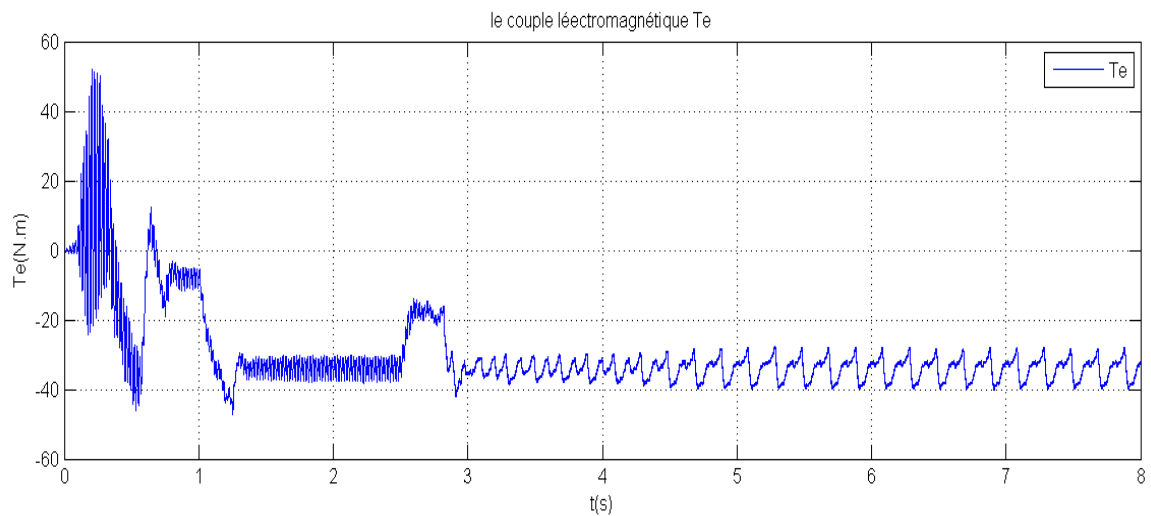


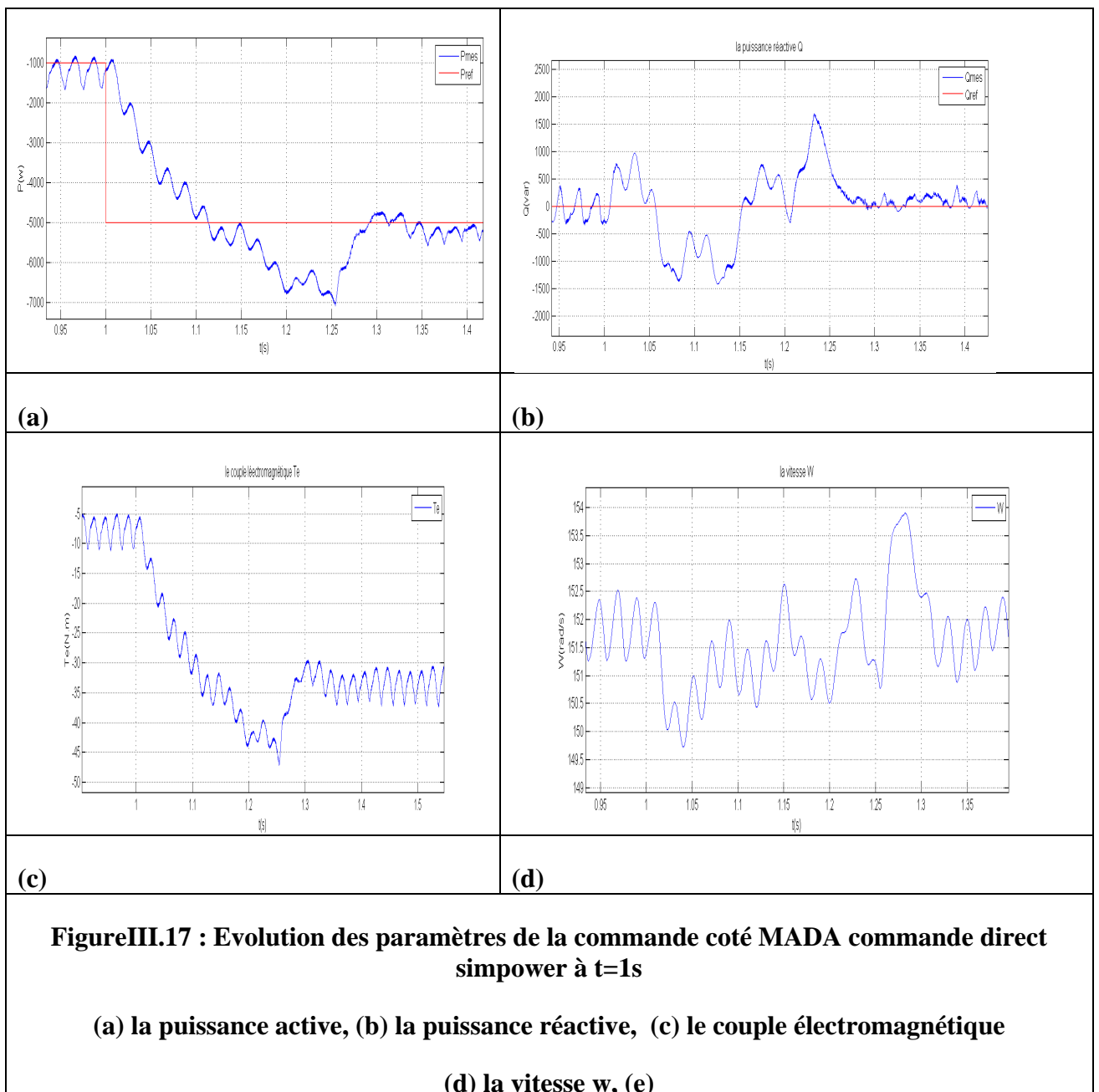
Figure III.16 : la variation du couple Te

• **Interprétation des résultats :**

Au vu de ces résultats, nous observons que les puissances actives et réactives suivent leurs valeurs de références, une meilleure poursuite de régulateur flou. Pour une application d'un échelon de puissance active à $t = 1s$, on remarque bien l'impacte sur la puissance réactive et le couplelet à $t = 2.5s$ la puissance réactive influe sur la puissance active

Pour voir bien l'évolution des paramètres sur la commande on met un zoom sur chaque variation de temps ($t = 1s, t = 2.5s$)

A $t=1s$



- **Interprétation des résultats :**

Figure (a) :

La puissance active passe de -1000 à 7000 Watt, il y'a un dépassement de 140 % la puissance active a l'application de l'échelon à $t = 1s$ après le temps $t = 1,3s$ elle se stabilise autour de la référence.

Figure (b) :

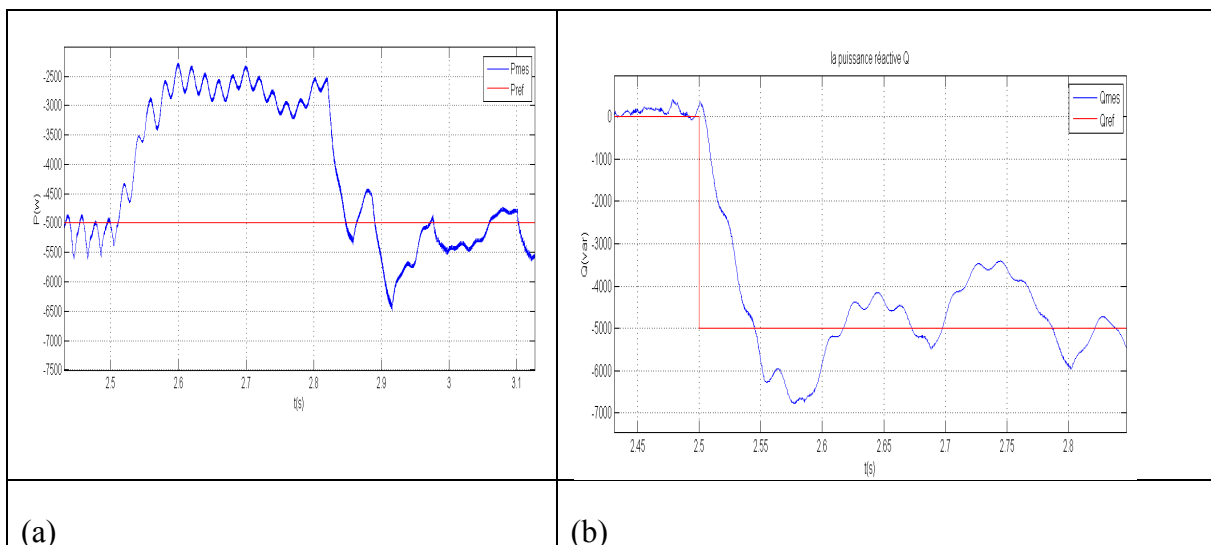
La puissance réactive présente un régime transitoire à $t = 1s$ atteignant un maximum de 1700 VAR et un minimum de -1400 VAR. ce régime est provoqué par la variation de la puissance active.

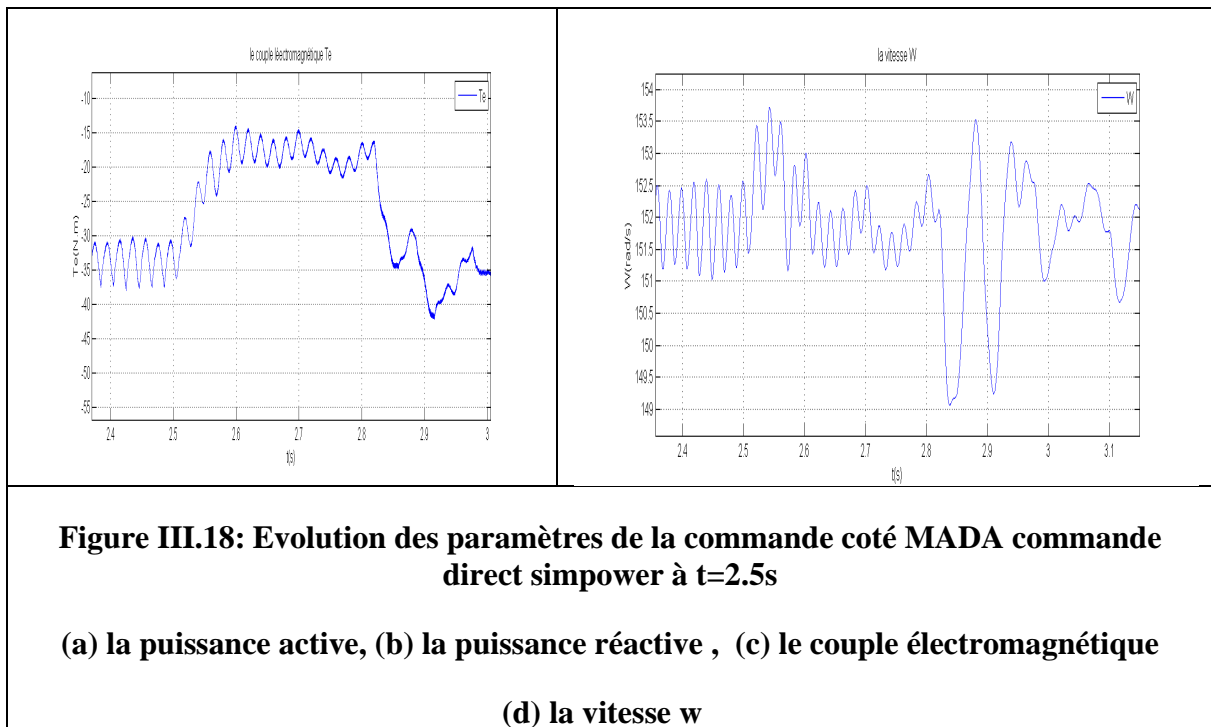
Figure (c) : on remarque que le couple est influé par la puissance active, le couple atteint une valeur maximal de 5N .m et une valeur minimal de -47N .m et un dépassement de 14% puis un durée de 0:3s se stabilise et suit la référence.

Figure (d) :

L'application de la puissance active à $t = 1s$ provoque une forte variation de la vitesse de rotation avec $W_{max} = 154rad/s$ et $W_{min} = 149.5rad/s$.

A $t=2.5s$



**Figure (a) :**

à $t = 2.5s$ on remarque l'impact de la puissance réactive sur la puissance active avec un min de -6500 Watt à une valeur max -2500 Watt. le signal se stabilise d'après et ressui la référence d'après un $0.08s$

Figure (b) :

La puissance réactive passe de $-6800V$ AR à $-3200V$ AR à $t = 2,5s$, en éclatant un dépassement de 136% après le temps $t = 2,6s$ elle suivie la consigne.

Figure (c) :

On remarque que le couple électromagnétique n'a pas un grand changement à

L'instant $t = 2.5 s$, on a un valeur max atteint le $15N:m$ et un valeur min de $-43N:m$

Figure (d) :

La vitesse de rotation de la machine varie autour de $153.8rad/s$, remarquant une perturbation à l'application de la consigne de la puissance de la puissance réactive à $t = 2.5s$

Résultat floue simulink direct :

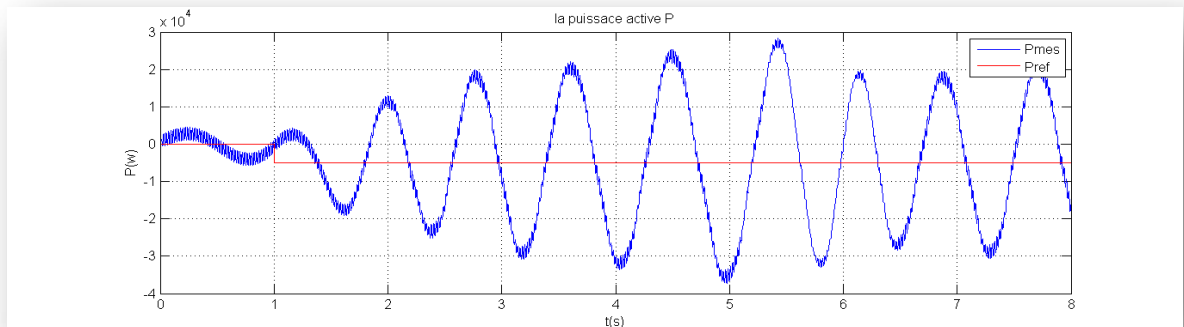


Figure III.19 : La variation de La puissance active P

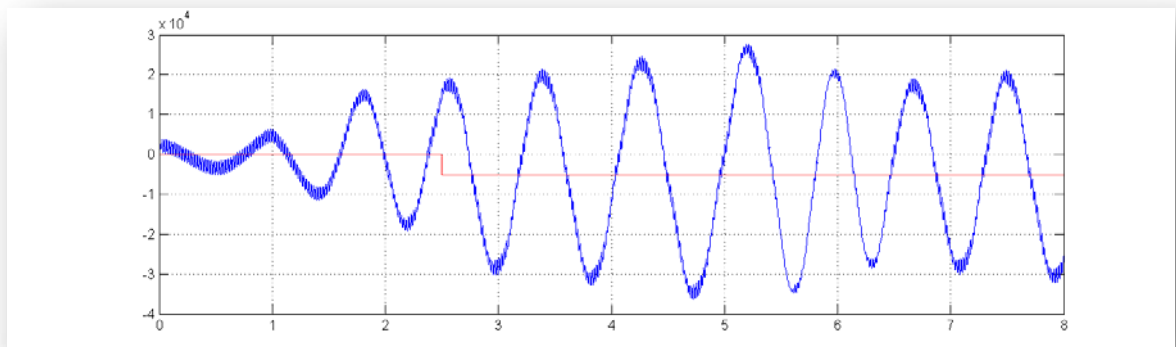


Figure III.20: la variation de La puissance réactive Q

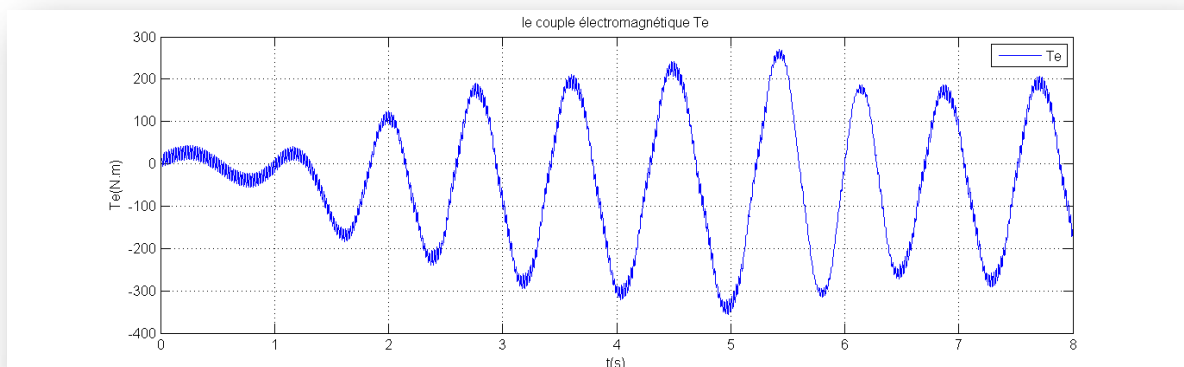


Figure III . 21: la variation du couple électromagnétique Te

On n'a pas obtenu des bons résultats.

- **simulink indirect :**

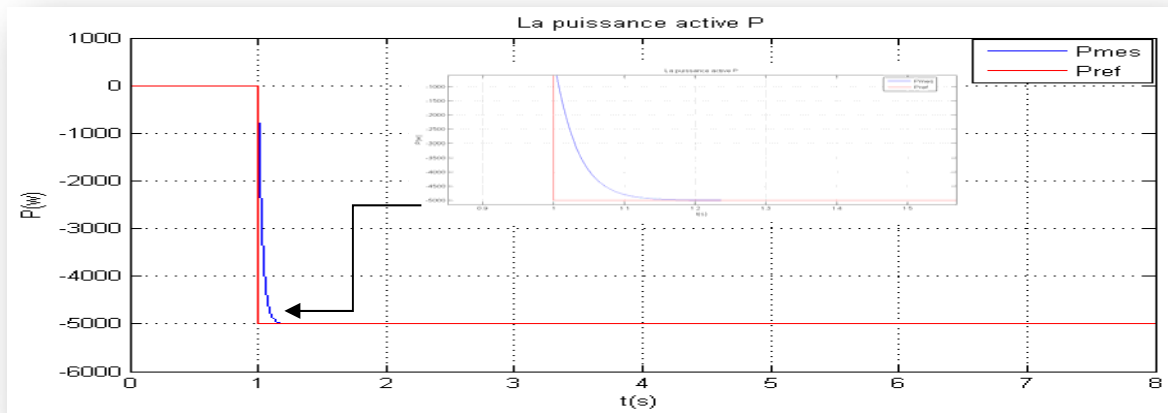


Figure III.22 : la variation de la puissance active P

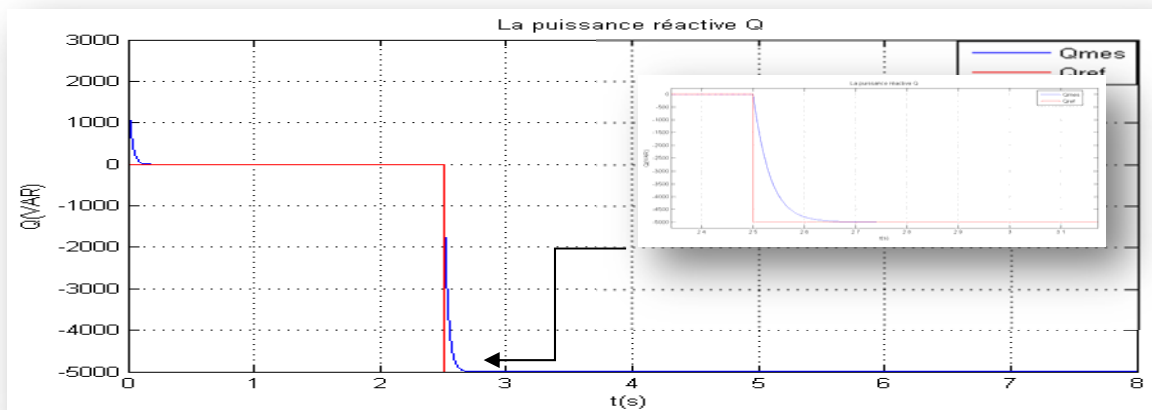


Figure III.23 : la variation de La puissance réactive Q

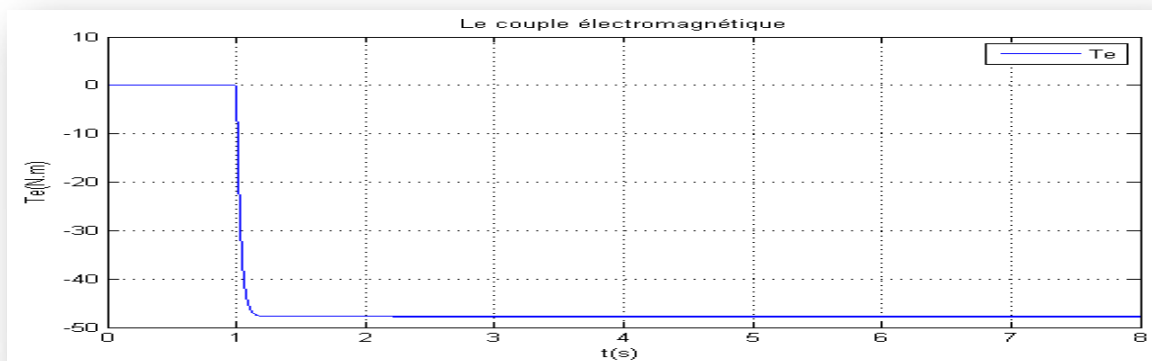
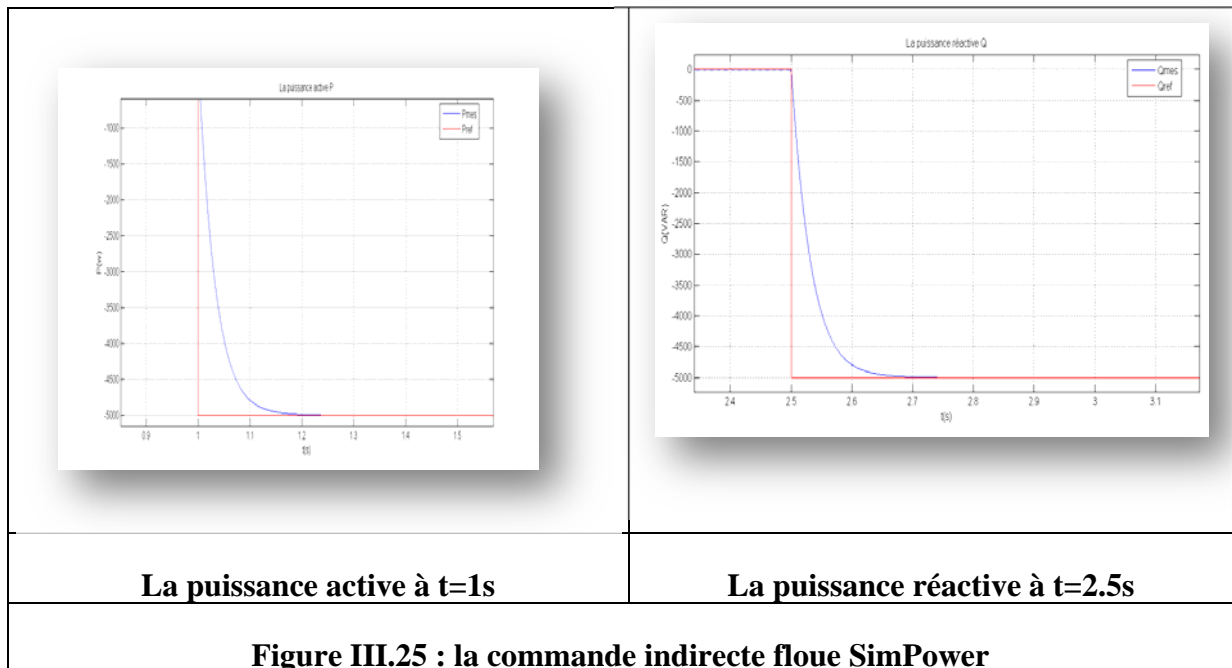


Figure III.24 : la variation du couple électromagnétique T_e



- Interprétation des résultats :**

Nous observons que tous les composants suivent leurs valeurs de références, et on a trouvé aucun dépassement a la puissance active et réactive qu'on a appliqué les échelon a t=1set 2.5s au vu de ces résultats, une meilleure poursuite du régulateur flou par rapport à celle du régulateur PI présentée au chapitre II.

Les Résultats de la commande indirecte floue SimPower :

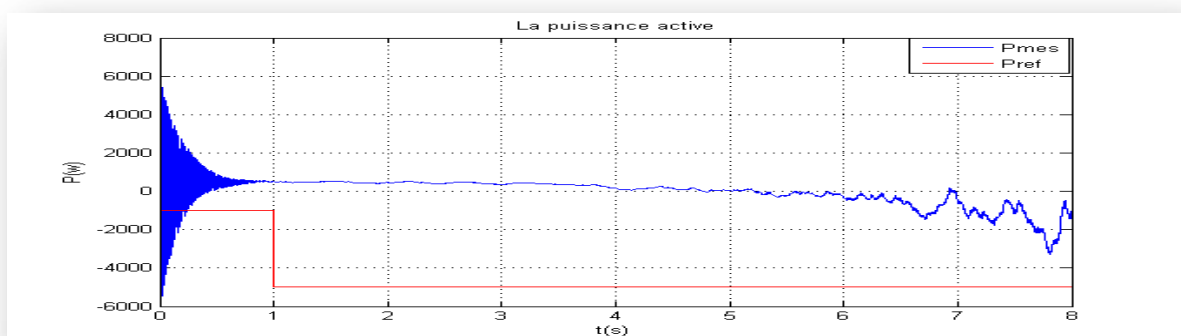


Figure III.26 : La variation de La puissance active P

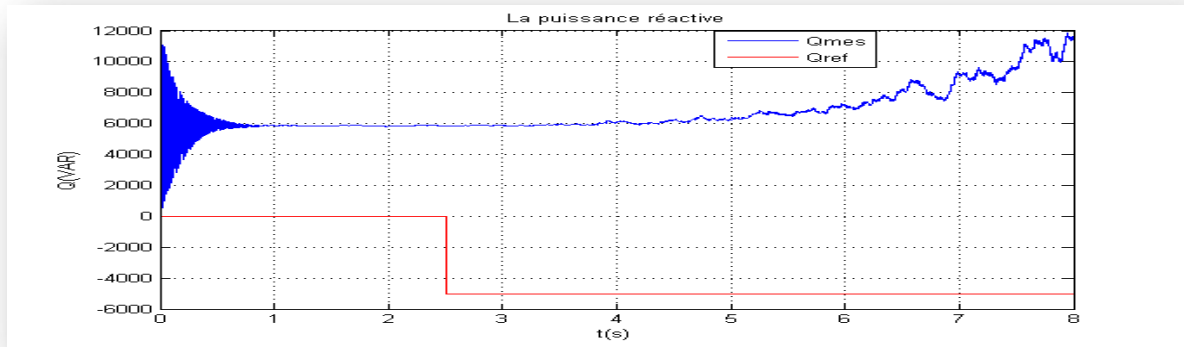


Figure III.27 : La variation de la puissance réactive

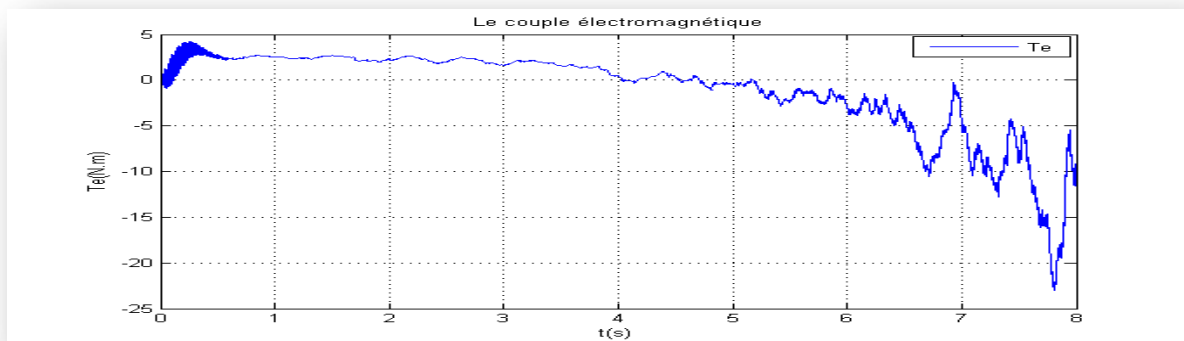


Figure III.28 : La variation du couple électromagnétique

On n'a pas obtenu des bons résultats

III.8.Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons exposé les principaux concepts théoriques de la logique floue, puis après avoir décrit une structure d'une commande basée sur cette logique nous avons explicité les notions de fuzzification, d'inférences floues et de défuzzification.

Nous avons ensuite réalisé la synthèse et l'évaluation d'un contrôleur de type PI flou à cinq sous-ensembles de type "Mamdani"

Les résultats obtenus montrent que le PI flou présente des performances de poursuite très satisfaisantes ainsi que le temps de simulation de vitesse sont meilleurs avec RLF5 qu'avec PI classique.

Conclusion générale

Dans notre mémoire nous avons eu l'occasion de travailler sur deux types de régulateurs PI vectorielle et flou et ce que ce soit sous l'environnement Matlab Simulink ou SimPower avec les deux commandes vectorielles (directe et indirecte), Pour cela nous avons fait huit simulations.

Les résultats de la commande direct / Simulink ont été :

- Cas de régulateurs PI Vectorielle: résultats satisfaisants
- Cas de régulateurs PI Flou: résultats non probant

Les résultats de la commande direct / SimPower Systems ont été :

- Cas de régulateurs PI Vectorielle: résultats satisfaisants
- Cas de régulateurs PI Flou: résultats assez satisfaisant

Les résultats de la commande indirect / Simulink ont été :

- Cas de régulateurs PI Vectorielle: résultats très satisfaisants
- Cas de régulateurs PI Flou: résultats non probant

Les résultats de la commande indirect / SimPower Systems ont été :

- Cas de régulateurs PI Vectorielle: résultats non probant
- Cas de régulateurs PI Flou: résultats non probant

Bibliographie

- [1] Mr. Boudjemaa Zine laabidine/commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI-flou/2009
- [2] Ghezouani.a/Rahal.m.i./2011/ Stratégie de commande en puissance active et réactive de la MADA
- [3] Zadeh, L. A, "Fuzzy Sets", *Information and Control*, 8, 338, 1965
- [4] F. Zidani, R. Nait-Said, "Introduction à la Logique Floue / Conception d'un Contrôleur Flou", Cours de Magister, Université de Batna, Algérie, 2005/2006
- [5] F. Chevré et F. Guély, "La Logique Floue", Cahier Technique N° 191, Groupe Schneider, CT Edition, Mars, 1998
- [6] J. Godjevac, "Idées Nettes sur la Logique Floue", Collection Informatique, Première Edition, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1999.
- [7] Ibtissem Delhem et Somia Dermal /Application des techniques de commandes intelligentes pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation/2015.
- [8] K. M. Passino, S. Yurkovich, "Fuzzy Control", Addison Wesley Longman Inc, Printed in USA and Canada, 1998
Toual Belkacem/Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double
- [9] Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable.
- [10] K. Dahmani , G. Notton , R. Dizène et C. Paoli /*Revue des Energies Renouvelables Vol. 15 N°4 (2012) 687 – 702.*
- [11] Marc Parizeau. Réseaux De Neurone, GIF-21140 et GIF-64326, Automne 2004, université Laval
- [12] Ghers Fethi/Application des techniques de commandes intelligentes pour le contrôle d'une machine asynchrone/2006
- [13] F.Lahouazi. Mise en oeuvre d'une stratégie de commande neuro-Floue : Application à pendule inversé. mars 2011
- [14] Spera. D. A, "Wind Turbine Technology", *ASME Press*, 1994
- [15] Azeddine Chaiba/Commande de la machine asynchrone a double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle/2010
- [16] Boldea. I and S. A. Nasar, "Electric Drives", *CRC Press LCC*, 1999.
- [17] Anca D. Hansena, Gabriele Michalke, "Fault ride-through capability of DFIG wind turbines", *Renewable Energy*, pp.1594–1610, 2006.
- [18] Variable structure systems with sliding modes. *IEEE Trans. Auto. Control*, Vol. AC-22, N°.1, pp.212-222, April, 1977.

Bibliographie

- [19] Sabanovic I. Izozimov B. V. Application of sliding modes to induction motor control. IEEE Trans. Ind. Applic., Vol. 13, N°1, pp.41, 1981
- [20] Hung j. y.Gao w. Hung J. C. Variable structure control: A survey. IEEE Trans. Ind. Elec., Vol.40, N°1, pp.2-22, 1993
- [21] Abed Khoudir/ techniques de commande avancees appliquees aux machines de type asynchrone/2010.
- [22] Slotine J. J. Sliding controller design for nonlinear systems. I. J. C. Journal, Vol.4, N°2, pp.421-434, 1984.
- [23] Kerboua A. Commandes et observateur par mode de glissement, application à une machine asynchrone alimentée en tension. Mémoire de Magister, ENP, 1999
- [24] Mahmoudi O. Madani N. Benkhouris M. F. Boudjema F. Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive. The European Physical Journal, April, 1999.
- [25] Holland, J.H. Adaptation in natural and artificial systems. *Ann Arbor : The University of Michigan Press*, 1975.
- [26] Goldberg, D.E. Genetic algorithms in search, optimization, and machine learning. *Addison-Wesley*, 1989.
- [27] Mokeddem Diab/Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base d'Algorithmes Génétiques/2010.
- [28] Goldberg, D.E. Genetic algorithms in search, optimization, and machine learning. *Addison-Wesley*, 1989.
- [29] "Résolution Numérique par Algorithmes Génétiques", Document d'Internet, Disponible à : <http://www.recherche.enac.fr/opti/papers/thesis/NICOLAS/index.html>
- [30] D. Matthieu, "Les algorithmes Génétiques", Document d'Internet, Disponible à : <http://www.a525g.com/intelligence-artificielle/algorithmes-genetique.htm> , Publié le 3/09/2002.
- [31] D. E. Goldberg, "Algorithmes Génétiques : Exploration, Optimisation et Apprentissage Automatique", Traduction Française par V. Corruble, Edition Addison-Wesley France, SA, 1994.
- [32] N. Barnier, P. Brisset, "Optimisation par Algorithme Génétique sous Contraintes", Technique et Science Informatiques, Volume 18 – n°1/1999, Pages 1 à 29, École Nationale de l'Aviation Civile, Toulouse, France, 1999.
- [33] V. Rialle, J. G. Meunier, I. Biskri, S. Oussedik et G. Nault, "Application de l'Algorithmique Génétique à l'Analyse Terminologique", Document d'Internet, Disponible <http://www.cavi.univparis3.fr/lexicometrica/jadt/jadt1998/JADT1998.htm>

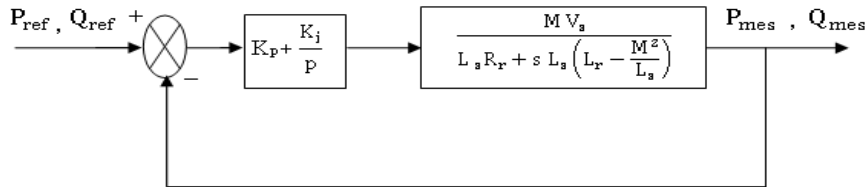
Bibliographie

- [34] Elbia Youcef/Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté/2009.
- [40] Mlle Bouhouné KENZA/ Application de nouvelles techniques de commandes aux machines asynchrones : monophasée et triphasée.
- [41] Lotfi Baghli/ Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques.
- [42] H. Bühler, "Réglage par logique floue", Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [43] Sabeur Elkosantini/ Introduction à la logique floue: Les concepts fondamentaux et applications
- [44] M. T. Cao, "Commande Numérique de Machines Asynchrones par Logique Floue", Thèse de Philosophie Doctor (Ph.D.), Université de Laval, Québec, Canada, 1997
- [45] J. Camille de Barros, "Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université de Droit, d'Economie et des Sciences d'Aix-Marseille, Aix-Marseille III, France, 2003
- [46] K. Kouzi, "Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction sans Capteur de Vitesse par un Réglage PI-Flou à Gains-Flous Adaptés Associé à un Observateur d'Etat par Mode de Glissement", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [47] M. T. Cao, "Commande Numérique de Machines Asynchrones par Logique Floue", Thèse de Philosophie Doctor (Ph.D.), Université de Laval, Québec, Canada, 1997.

ANNEXE

Annexe A : Synthèse du régulateur classique :

Synthèse des régulateurs PI (boucle en puissance) :



La fonction de transfert du système en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO = \frac{M V_s}{L_s R_r + s L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)} \cdot \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (II.44)$$

Pour déterminer le zéro de la fonction de transfert en boucle ouverte on prend :

$$L_s R_r + s L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) = 0 \quad (II.45)$$

Cette méthode de compensation des pôles n'a d'intérêt que si les paramètres de la machine sont connus, avec une certaine précision, car les gains des correcteurs dépendent directement de ces paramètres. Dans le cas contraire la compensation est moins performante [18].

En effectuant la compensation, on obtient la FTBO suivante :

$$FTBO = \frac{M V_s}{L_s R_r + s L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)} \cdot \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (II.46)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'exprime alors par :

$$FTBF = \frac{K_p + \frac{K_i}{s}}{1 + \frac{K_p + \frac{K_i}{s}}{L_s R_r + s L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}} \quad (II.47)$$

$$FTBF = \frac{K_p + \frac{K_i}{s}}{L_s R_r + s L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) + K_p + \frac{K_i}{s}} \quad (II.48)$$

Avec :
$$= - \frac{\dots}{\dots} \tag{II.49}$$

Ou :

τ_r : est la constante de temps réelle du système, et sera choisie lors de la simulation afin d'offrir le meilleur compromis entre les performances.

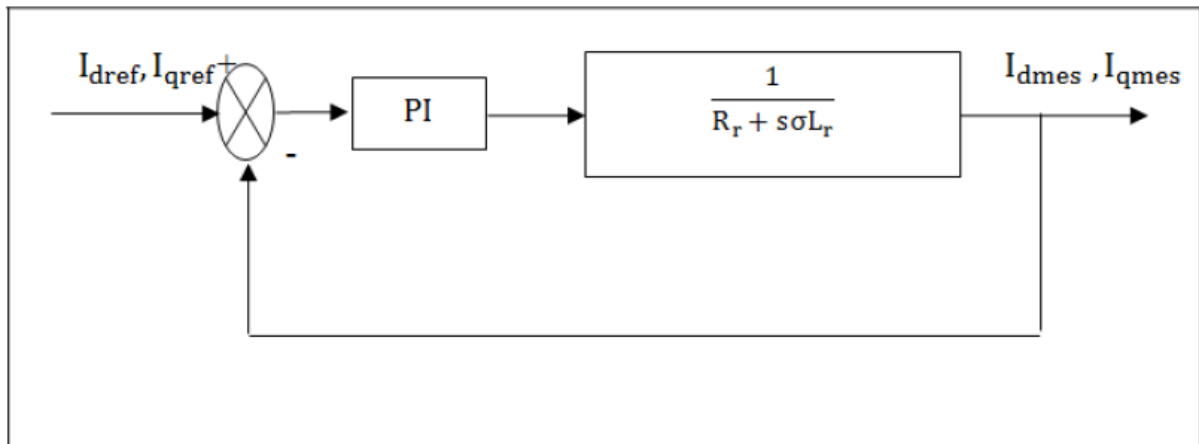
On peut exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et de la constante de temps τ_r :

$$K_p = - \frac{\dots}{\dots} \tag{II.50}$$

On remplace l'équation (II.49) dans l'équation (II.50) on obtient :

$$= - \dots$$

Calcul des régulateurs des courants (la boucle interne) :



La fonction de transfert du système en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO = K_i \left(\frac{1 + \frac{K_p}{K_i} s}{s} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \frac{\sigma L_r}{R_r} s} \right)$$

La méthode de compensation des pôles nous donne:

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{\sigma L_r}{R_r}$$

La FTBO devient alors :

$$FTBO = \frac{K_i}{s \cdot R_r}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est exprimée par :

$$FTBF = \frac{1}{1 + s \frac{R_r}{K_i}}$$

Les paramètres du régulateur sont donnés par les relations suivantes :

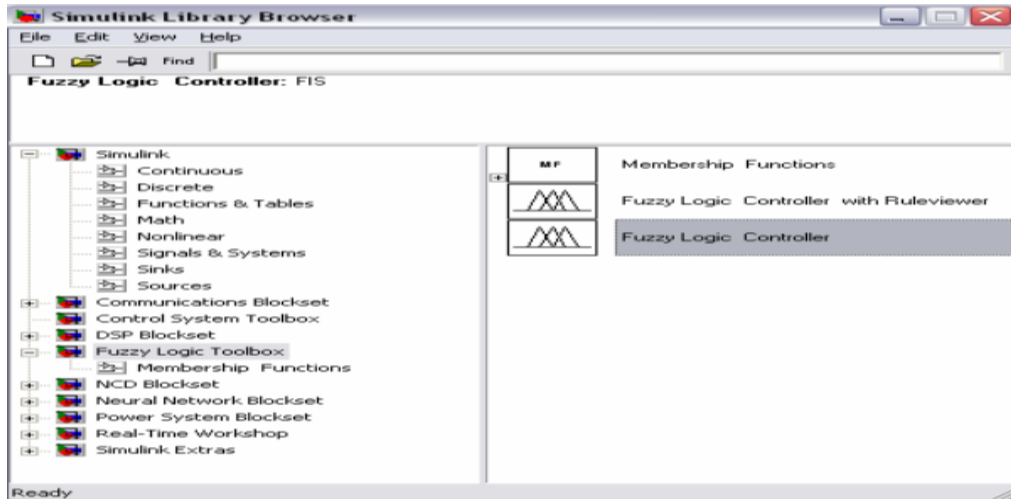
$$K_p = \frac{\sigma L_r}{\tau_r}$$

$$K_i = \frac{R_r}{\tau_r}$$

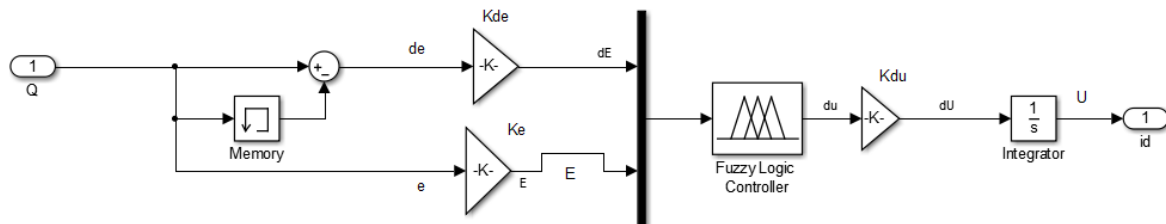
Annexe B : Synthèse du régulateur flou

Utilisation de la logique floue : contrôleur en Simulink

On a intégré Le contrôleur flou à partir du Simulink on possède la boîte à outils Fuzzy Logic de Matlab.

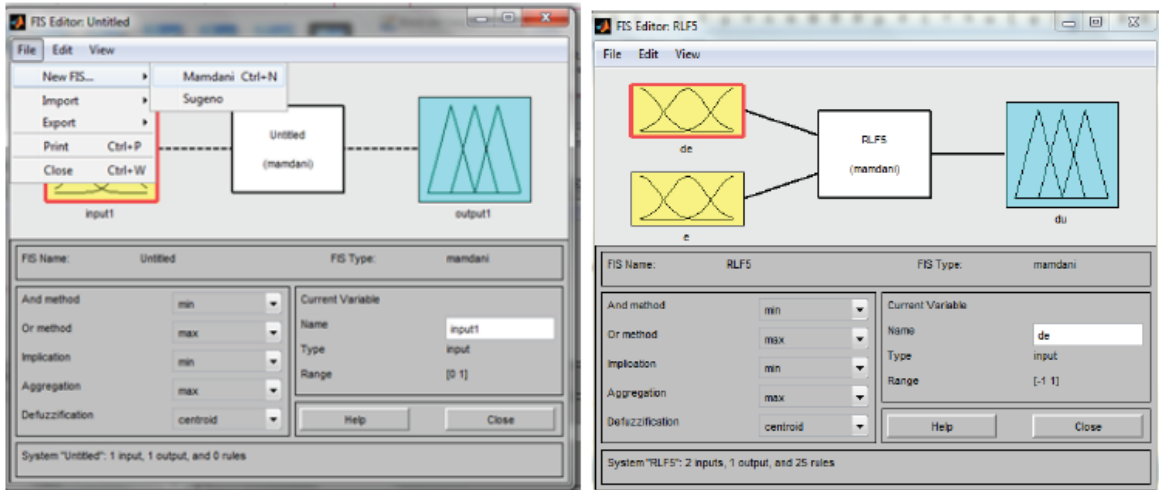


Detail des fonctions fuzzy flou RLF5



Name='RLF5'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=2
NumOutputs=1
NumRules=25
AndMethod='min'
OrMethod='max'
Annexe B 4
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

Distribution des fonctions d'appartenances de RLF5 sur l'univers de discours



La distribution des fonctions pour les entrées 'e','de' et la sortie 'du'



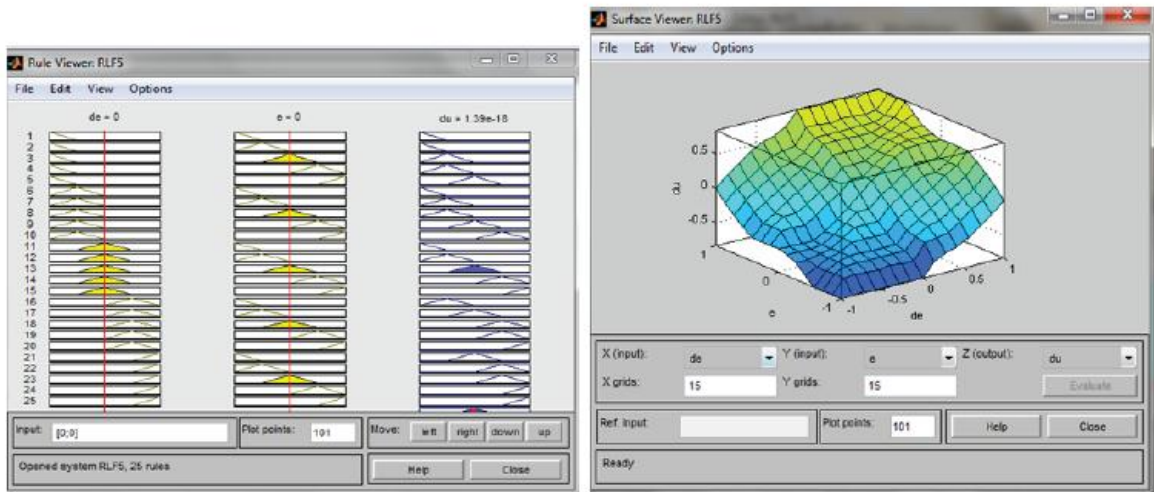
on intègre Les (25) règles de bloc d'inférence (25 variation de la commande en fonction de deux entrés)

1. If (de is GN) and (e is GN) then (du is GN) (1)
2. If (de is GN) and (e is PN) then (du is GN) (1)
3. If (de is GN) and (e is Z) then (du is PN) (1)
4. If (de is GN) and (e is PP) then (du is PN) (1)
5. If (de is GN) and (e is GP) then (du is Z) (1)
6. If (de is PN) and (e is GN) then (du is GN) (1)
7. If (de is PN) and (e is PN) then (du is PN) (1)
8. If (de is PN) and (e is Z) then (du is PN) (1)
9. If (de is PN) and (e is PP) then (du is Z) (1)
10. If (de is PN) and (e is GP) then (du is PP) (1)
11. If (de is Z) and (e is GN) then (du is GN) (1)
12. If (de is Z) and (e is PN) then (du is PN) (1)
13. If (de is Z) and (e is Z) then (du is Z) (1)
14. If (de is Z) and (e is PP) then (du is PP) (1)
15. If (de is Z) and (e is GP) then (du is GP) (1)
16. If (de is PP) and (e is GN) then (du is PN) (1)
17. If (de is PP) and (e is PN) then (du is Z) (1)
18. If (de is PP) and (e is Z) then (du is PP) (1)
19. If (de is PP) and (e is PP) then (du is PP) (1)
20. If (de is PP) and (e is GP) then (du is GP) (1)
21. If (de is GP) and (e is GN) then (du is Z) (1)
22. If (de is GP) and (e is PN) then (du is PP) (1)
23. If (de is GP) and (e is Z) then (du is PP) (1)

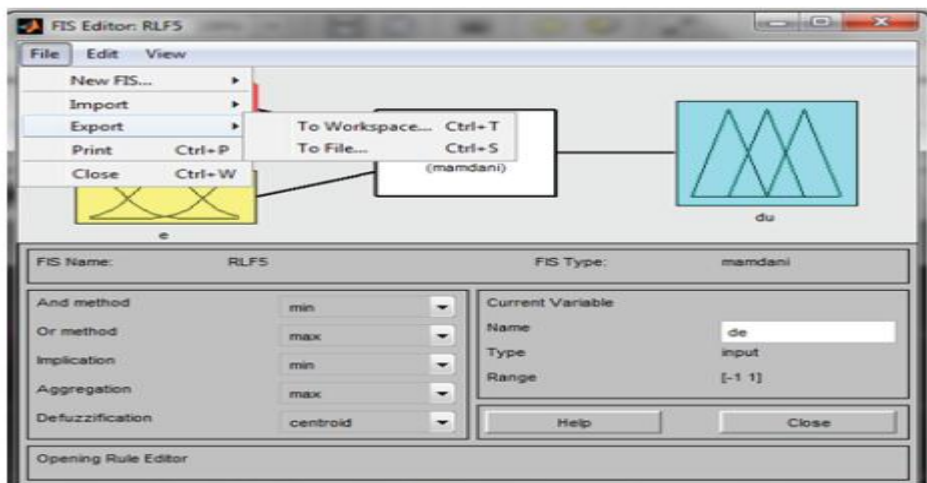
24. If (de is GP) and (e is PP) then (du is GP) (1)

25. If (de is GP) and (e is GP) then (du is GP) (1)

Voilà le bloc des règles et la surface obtenu de notre système : Enfin, en



Envoie les résultats de notre Fuzzy RLFS au workspace pour que le régulateur PI-floue fonctionne.



Résumé

Ce mémoire a pour objectif l'amélioration des performances d'une machine asynchrone à double alimentation par une commande classique et intelligente. La modélisation de que ce soit pour une commande direct ou indirect et sous un environnement Simulink ou Sim Power Système.la machine asynchrone à double alimentation. Le principe du contrôle vectoriel directe à flux statorique orienté est présentée après avoir validé notre modèle avec un régulateur PI classique. Nous avons présenté la théorie de la logique floue et le développement de son régulateur PI flou pour l'amélioration des performances de notre machine. Une série de simulation a été nécessaire pour vérifier les performances des deux régulateurs

Abstract

This memory aims at the improvement of the performances of an asynchronous doubly fed machine by a classical and intelligent control. The medelization of whatever it is a direct control or an indirect and under a Simulink environment or asynchronous SimPower System.The asynchronous doubly fed machine. The principle of vectorial control direct with directed stator flow is presented after having validated our model with a classical regulator PI. We represented the theory of vague logic and the development of its fuzzy regulator PI for the improvement of the performances of our machine. A series of simulation was necessary to check the performances of the two regulators.

ملخص

تهدف هذه المذكرة على تحسين أداء جهاز غير متزامن ذو تغذية مضاعفة عن طريق التحكم الكلاسيكي والذكي. التّصميم سواءا كان السيطرة المباشرة أو الغير المباشر وتحت محيط " Simulink " أو " SimPower " الغير المتزامن. الجهاز غير متزامن ذو التغذية المضاعفة. مبدأ مكافحة الناقلات مباشرة مع تدفق الموالي توجه بعد التحقق من صحة نموذجنا مع منظم الكلاسيكية " PI ". قدمنا نظرية منطق غامض وتطوير منظم غامض " PI " لتحسين اداء الجهاز. كانت سلسلة من المحاكاة اللازمة للتحقق من أداء الجهتين المنظمتين.