

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université de Bouira



*Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées  
Département de Génie Electrique*

## **Mémoire**

Présentée par

GHERBI Allel

Et

ABBAD Abdellah

**Pour l'obtention de diplôme MASTER**

***EN***

**Filière : Génie Electrique**

**Spécialité : Electromécanique**

**Thème**

**COMMANDE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE PAR LA LOGIQUE  
FLOUE ADAPTATIVE**

**Encadré par :  
M<sup>me</sup> BENSMAIL SAMIA**

**Année Universitaire : 2017/2018**

# Remerciement

En tout premier lieu, nous remercions Allah tout puissant de nous avoir donné la force et la volonté pour pouvoir finir ce mémoire de Master.

On tient à exprimer nos vifs remerciements à notre promotrice M<sup>me</sup> **Bensmail Samia** qui a eu l'amabilité de nous proposer ce sujet et en suite pour son encouragement permanent, pour les nombreux éclaircissements qu'elle nous a apporté, ainsi que pour le temps qu'elle a consacré pour évaluer et critiquer ce travail et la confiance qu'elle nous a accordé tout au long de la réalisation de se projet.

Nos remerciement s'adressent ensuite aux :

Membres du jury d'examen pour l'intérêt qu'ils on manifesté pour notre travail.

On tient à remercier vivement toute personne qui nous a aidé de près au de loin à accomplir ce travail.

Enfin on tient à exprimer nos reconnaissance à tous nos amis et particulièrement les plus intimes et collègues pour le soutien moral.

# Dédicaces

Nous avons le grand plaisir de dédier ce travail à :

- Nos parents :

Pour tous les encouragements qu'ils nous ont fournis malgré leur lourde responsabilité. Que dieu inchaa Allah les garde pour nous.

- A Nos sœurs et nos frères :

Nous vous dédions ce travail de témoignage des liens solides et intimes qui nous unissent en vous souhaitant un avenir de succès et de bonheur.

- A notre encadreur (BENSMAIL Samia)
- A tous les enseignants du département génie électrique
- A toute la promotion d'électromécanique

A tous nos amis et particulièrement les plus intimes (FACI Younes) en témoignage des moments inoubliables, des sentiments purs, et des liens solides qui nous unissent.

Veillez accepter nos meilleurs vœux de réussite et de prospérité

---

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

## **CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE**

I.1 Introduction.....	3
I.2 Classification de machines électriques tournantes.....	3
I.3 Constitution de la machine asynchrone .....	5
I.3.1 Le stator.....	5
I.3.2 Le rotor.....	6
I.3.3 L'entrefer.....	6
I.3.4 Les organes mécaniques.....	6
I.4 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone .....	7
I.5 Bilan des puissances .....	3
I.6 Plaque signalétique .....	10
I.7 Le bobinage d'un moteur asynchrone .....	10
I.8 Plaque à bornes .....	11
I.8.1 Branchement étoile ou triangle .....	11
I.9 Caractéristiques électromécaniques .....	11
I.9.1 Puissance nominale .....	11
I.9.2 vitesse nominale .....	11
I.9.3 Intensité nominale .....	12
I.9.4 Facteur de puissance $\cos \varphi$ et rendement $\eta$ .....	12
I.9.5 Le courant de démarrage .....	12
I.9.6 Le couple (C).....	13
I.10 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone.....	14
I.10.1 Avantages.....	14
I.10.2 Inconvénients .....	14
I.11 Conclusion.....	14

## CHAPITRE II : MODELISATION DE LA MAS

II.1 Introduction .....	15
II.2 Modélisation de la machine asynchrone.....	15
II.2.1 Hypothèses simplificatrices .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
II.2.2 Equation générale de la machine asynchrone .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
II.2.3 Equations magnétiques .....	19
II.3 Le schéma bloc de la machine asynchrone.....	21
II.4 Les résultats de simulation.....	22
II.5 Interprétation des résultats .....	23
II.6 Conclusion.....	23

## CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III.1 Introduction.....	24
III.2 Commandes de la machine à induction.....	24
III.2.1 Commande scalaire.....	24
III.2.2 Commande vectorielle.....	24
III.2.3 Commande directe du couple (DTC).....	25
III.2.4 Commande par mode glissant.....	25
III.2.5 Commande intelligente.....	25
III.3 Principe de la commande vectorielle à flux orienté .....	26
III.4 Types de la commande vectorielle .....	27
III.4.1 Commande vectorielle directe .....	27
III. 4.2 Commande Vectorielle Indirect.....	28
III.5 Choix du référentiel.....	28
III.6 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....	28
III.7 Découplage.....	30

---

III.7.1 Découplage entré- sortie.....	31
III.7.2 Découplage par compensation.....	31
III.8 Bloc de défluxage.....	32
III.9. Calcule du régulateur de vitesse .....	33
III.10 Modélisation du L'onduleur MLI.....	35
III.11 Simulation de la commande vectorielle de la MAS .....	36
III.12 Résulta de simulation .....	37
II.13 Conclusion .....	38
 <b>CHAPITRE IV : APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE A LA COMMANDE DE LA MAS</b>	
IV.1 Introduction.....	39
IV.2 Historique.....	39
IV.3 Pourquoi la logique floue ?.....	39
IV.4 Principe De La Logique Floue .....	40
IV.5 Les éléments de base de la logique floue .....	40
IV.5.1 Différente Formes Des Fonctions D'appartenances .....	41
IV.5.2 Intervalles D'inférence .....	41
IV.5.3 Variables linguistiques .....	42
IV.5.4 Opérateurs De La Logique Floue.....	43
IV.6 Système floue .....	45
IV.6.1 La fuzzification .....	45
IV.6.2 L'inférence floue.....	45
IV.6.3 La défuzzification .....	49
IV.7 Application de la logique floue à la commande de la MAS.....	50

---

IV .7.1 Commande à gain non adaptative floue .....	50
IV.7.2 Les entrées floues .....	51
IV.7.3 Les fonctions d'appartenances.....	52
IV.7.4 Les règles d'inférence.....	52
IV.7.5 Simulation de régulateur floue.....	53
IV.8 Commande floue adaptative.....	53
IV.8.1 Simulation de régulateur floue.....	54
IV.9 Etude comparative entre les techniques de commande appliquées à la MAS.....	54
IV.9.1 Résultante de simulation.....	55
IV.9.2 Interprétations des résultats.....	56
IV.10 conclusion .....	57
Conclusion générale.....	58

*Liste des tableaux*

*Chapitre IV : Application de la logique floue à la commande de la MAS*

**Tableau IV.1** : Symbole de cinq intervalles ou sous ensembles flous.....42  
**Tableaux IV.2** : Matrice de décision pour le choix de la notation.....46  
**Tableau IV.3** : Règles floues relatives au contrôleur flou.....52



## *Notation et symbole*

### *Acronymes*

<i>MAS</i>	Machine Asynchrone.
<i>MCC</i>	Machine à Courant Continu.
<i>DFOC</i>	Direct Field Oriented Control.
<i>MLI</i>	Modulation par Largeur d'Impulsion.
<i>MRAC</i>	Commande Adaptative Avec Modèle de Référence.
<i>FC</i>	Fuzzy Controller.
<i>CV</i>	Commande Vectorielle.
<i>PI</i>	Correcteur Proportionnelle Intégrateur.
RLF	Régulateur Logique Floue.
RLFA	Régulateur Logique Floue Adaptative.

### *Symboles*

<i>a, b, c</i>	Indices correspondants aux trois phases.
<i>s, r</i>	Indice relatif au stator et rotor respectivement.
<i>d, q</i>	Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.
$\theta$	Position du rotor par rapport au stator [rad].
$\theta_s$	Angle électrique entre l'axe <i>d</i> et le stator ( <i>S</i> ) lié au stator [rad].
$\theta_r$	Angle électrique entre le rotor et l'axe « <i>d</i> » [rad].
<i>f</i>	Coefficient de frottement [ $N.m.s^2 / rad^2$ ].
$R_s$	Résistance statorique [ohm ( $\Omega$ )].
$R_r$	Résistance rotorique [ohm ( $\Omega$ )].
$L_s$	Inductance cyclique statorique [Henry (H)].
$L_r$	Inductance cyclique rotorique [Henry (H)].
$\sigma$	Coefficient de dispersion.
$\omega_s, \omega_r$	Pulsation statorique et rotorique [rad /s].
$\Omega$	Vitesse de rotation mécanique [tr /min].
<i>J</i>	Moment d'inertie [ $Kg.m^2$ ].
$\omega$	Vitesse de rotation électrique [rad/s].
$M_{sr}$	Inductance cyclique mutuelle [Henry (H)].
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.

$C_e$	Couple électromécanique [Nm].
$C_r$	Couple résistant [Nm].
$P$	Nombre de pair de pôle.
$T_s$	Constante de temps statorique[s].
$T_r$	Constante de temps rotorique[s].
$\varphi_r$	Flux rotorique [Wb].
$\varphi_s$	Flux statorique [Wb].
$V_{sd}$	Tension statorique instantanée dans l'axe <b>d</b> [V].
$V_{sq}$	Tension statorique instantanée dans l'axe <b>q</b> [V].
$I_{sd}$	Courant statorique instantanée dans l'axe <b>d</b> [A].
$I_{sq}$	Courant statorique instantanée dans l'axe <b>q</b> [A].
$\varphi_r^*$	Flux rotorique de référence [Wb].
$\Omega^*$	Vitesse rotorique de référence.
$K_i$	Constante du gain intégrateur.
$K_p$	Constante du gain intégrateur.
$P$	Opérateur de Laplace.
$T_d$	Coefficient du régulateur du courant sur l'axe <b>d</b> .
$K_v T_v$	Coefficients du régulateur de vitesse dans le cas d'une commande indirecte.
$T_{vd}$	Retard dans la boucle de régulation de vitesse [s].
$T_{vf}$	Retard dû au filtre de vitesse [s].
$\mu(x)$	Degré d'appartenance.

### ***Chapitre I : Généralité sur la machine asynchrone***

<b>Figure I.1</b> : classifications des machines électriques alternatifs.....	04
<b>Figure I.2</b> : constitution de la machine asynchrone.....	05
<b>Figure I.3</b> : schéma présente l'enroulement du stator.....	05
<b>Figure I.4</b> : Vue d'un rotor à cage.....	06
<b>Figure I.5</b> : Vue d'un rotor bobiné.....	06
<b>Figure I.6</b> : Schéma désignant les éléments constituant une machine asynchrone....	07
<b>Figure I.7</b> : Schéma présent principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone.....	08
<b>Figure I.8</b> : Diagramme et bilan de puissance d'une machine asynchrone.....	09
<b>Figure I.9</b> : Plaque signalétique d'un moteur asynchrone.....	10
<b>Figure I.10</b> Branchements des bobines internes de la machines asynchrone.....	10
<b>Figure I.11</b> : Les couplages des moteurs asynchrones (étoile et triangle).....	11
<b>Figure I.12</b> : Évolution caractéristique du courant de démarrage d'un moteur triphasé asynchrone.....	12
<b>Figure I.13</b> : Courbe typique du couple en fonction de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé de 1 KW.....	13

### ***Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone***

<b>Figure II.1</b> : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente issue de la transformation de Park.....	17
<b>Figure II.2</b> : Disposition des enroulements suivant les axes d, q.....	19
<b>Figure II.3</b> : Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone.....	21
<b>Figure II.4</b> : vitesse de rotation.....	22
<b>Figure II.5</b> : Couple électromagnétique.....	22
<b>Figure II.6</b> : Courant statorique (Iabc).....	22

### ***Chapitre III : Commande vectorielle de la MAS***

<b>Figure III.1</b> : Principe de commande par orientation du flux.....	26
<b>Figure III.2</b> : Analogie de la MAS avec la MCC dans la commande vectorielle.....	27
<b>Figure III.3</b> : Modèle de la machine.....	30
<b>Figure III.4</b> : Découplage par addition des termes de compensation.....	32
<b>Figure III.5</b> : Commande découplée.....	32
<b>Figure III.6</b> : Bloc de fluxage.....	33
<b>Figure III.7</b> : Schéma bloc de la régulation de la vitesse.....	35
<b>Figure III.8</b> : Schéma de l'onduleur MLI.....	35

<b>Figure III.9</b> : schéma bloc de la commande vectorielle de la MAS.....	36
<b>Figure III.10</b> . Vitesse de rotation.....	37
<b>Figure III.11</b> . Couple électromagnétique.....	37
<b>Figure III.12</b> : Courants statorique (dq).....	37
<b>Figure III.13</b> : Flux rotorique.....	38

### *Chapitre IV : Application de la logique floue à la commande de la MAS*

<b>Figure IV.1</b> : Niveaux d'appartenance en logique booléenne.....	40
<b>Figure 4.2</b> : Niveaux d'appartenance en logique flou.....	41
<b>Figure IV.3</b> : Différentes formes de la fonction d'appartenance.....	42
<b>Figure IV.4</b> : Représentation des variables linguistiques.....	43
<b>Figure IV.5</b> : Le raisonnement flou.....	45
<b>Figure IV.6</b> : Fonction d'appartenance de variable « Méthode ».....	45
<b>Figure IV.7</b> : Fonction d'appartenance de variable «Présentation».....	45
<b>Figure IV.8</b> : Fonction d'appartenance de variable «Notation ».....	46
<b>Figure IV.9</b> : Fonction d'appartenance de variable « présentation ».....	47
<b>Figure IV.10</b> : Fonction d'appartenance de variable « Méthode ».....	47
<b>Figure IV.11</b> : Fonction d'appartenance de la conclusion de la règle R1.....	49
<b>Figure IV.12</b> : Agrégation après implication de type Mamdani.....	49
<b>Figure IV.13</b> : La méthode du centre de gravité.....	50
<b>Figure IV.14</b> : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse à gain de commande fixe.....	50
<b>Figure IV.15</b> : création d'entrées et sortie.....	51
<b>Figure IV.16</b> : Fonctions d'appartenances du contrôleur flou (entrées, sorties).....	52
<b>Figure IV.17</b> : Schéma bloc d'un régulateur flou de vitesse.....	52
<b>Figure IV.18</b> : Structure générale d'un régulateur flou adaptative.....	52
<b>Figure IV.19</b> : Schéma bloc d'un régulateur flou adaptative de vitesse.....	54
<b>Figure IV.20</b> : Vitesse de rotation .....	55
<b>Figure IV.21</b> : Couple électromagnétique.....	55
<b>Figure IV.22</b> :Flux rotorique (frd).....	55
<b>Figure IV.23</b> :Courant statorique (isq).....	55
<b>Figure IV.24</b> : Courant statorique (isd).....	56
<b>Figure IV.25</b> : Courant statorique (Ia).....	56

L'utilisation des machines à courant alternatif et plus particulièrement des machines asynchrones est de plus en plus répandue dans les milieux industriels. Son faible coût, ses performances et sa facilité d'entretien, justifie son intérêt particulier dans l'industrie moderne. Elle est la plus utilisée comme moteur et tend à remplacer le moteur à courant continu dans plusieurs applications [1] [2]. Leur dynamique non linéaire est un problème assez délicat car elle rend la commande très difficile [4].

Plusieurs travaux de recherche proposent beaucoup de méthodes pour commander la MAS citant à titre d'exemple. La commande vectorielle qui est parmi les commandes les plus utilisées jusqu'aujourd'hui, elle fournit une dynamique plus rapide et des performances plus importantes, elle assure un couple même en basses vitesses de la machine [2].

Dans ce contexte vient s'insérer notre travail qui est une contribution à l'amélioration de la commande vectorielle par la logique floue : pour se faire on a subdivisé ce mémoire en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre nous allons présenter quelques généralités sur la machine Asynchrone à savoir son principe de fonctionnements, ses différents constitutions ainsi les différentes caractéristiques de cette machine.

Dans le deuxième chapitre on s'intéressera à la modélisation de la MAS en introduisant des équations mathématiques. Une transformation en deux axes sera utilisée afin de simplifier la difficulté de résolution des équations aussi pour gagner du temps de calcul.

Dans le troisième chapitre nous allons décrire le principe de la commande vectorielle, Avec les développements récents de l'électronique de puissance, les techniques de la commande vectorielle (CV) de la MAS ont, ces dernières années, largement gagné le terrain des applications de hautes performances. Celles-ci sont similaires à celles obtenues par la machine à courant continu à excitation séparée et elles demeurent fondamentalement les raisons essentielles d'utilisation accrue de la MAS. Ainsi, la CV permet de transformer la commande de la MAS en une commande linéaire en créant artificiellement deux axes indépendants pour la commande du flux et du couple.

Des résultats de simulation montrant l'efficacité de ce type de commande néanmoins il présente quelques perturbations en régime transitoire ainsi un temps de réponse qui peut-être amélioré en utilisant des techniques d'intelligence artificielles, d'où l'idée de l'application de la logique floue.

L'objectif du le quatrième chapitre est la commande de la MAS en introduisant des régulateurs floue, pour cela nous commencerons par une description de la théorie de la logique floue.

Face aux limitations des régulateurs conventionnels L'objectif du le quatrième chapitre est d'appliqué une commande basé sur l'intelligence artificielle qui pour but d'améliorer et donner des meilleur performances face aux variations paramétriques et perturbations telles que l'application de charges et changement de consignes. En contre partie, il demande un calcul relativement plus complexe.

Les résultats de simulation appuis le chois des régulateurs floues notamment le floue adaptatif, vue l'amélioration obtenu du coté temps de réponse et robustesse tout en gardent un bon découplage entre le couple et le flux.

Des simulations ont été réalisées afin de valider l'ensemble de ce travail.

## **I.1 Introduction**

Le moteur asynchrone, ou moteur à induction, est le moteur le plus utilisé dans la plupart des entraînements électrique. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste mécanique et facile à construire, leur stator est relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse de synchronisme; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.[5]

Ce chapitre, débute par un rappel sur la constitution de la machine asynchrone ainsi que le principe de fonctionnement ; vers les caractéristiques et les applications de la MAS arrivons aux avantages et inconvénients.

## **I.2 Classification de machines électriques tournantes**

Les moteurs électriques sont généralement classés selon le type du réseau électrique dans Le quelle le moteur est relié: moteurs à courant continu (DC) et des moteurs à courant alternatif (CA). Les moteurs avec alimentation AC sont subdivisés en deux synchrones et asynchrones. La différence fondamentale entre une machine à induction et une machine synchrone réside dans la vitesse du rotor de la machine à induction sous charge ne coïncide pas (est asynchrone) avec la vitesse du champ magnétique, généré par la tension d'alimentation.

Les moteurs à induction sont divisés en deux catégories principales: monophasé et triphasé, le premier type de moteurs à induction n'est pas étudié dans ce travail. Les moteurs à induction triphasés sont classés en fonction du type du rotor : rotor à cage et rotor bobiné. La classification principale est illustrée à la figure (I.1) [6].

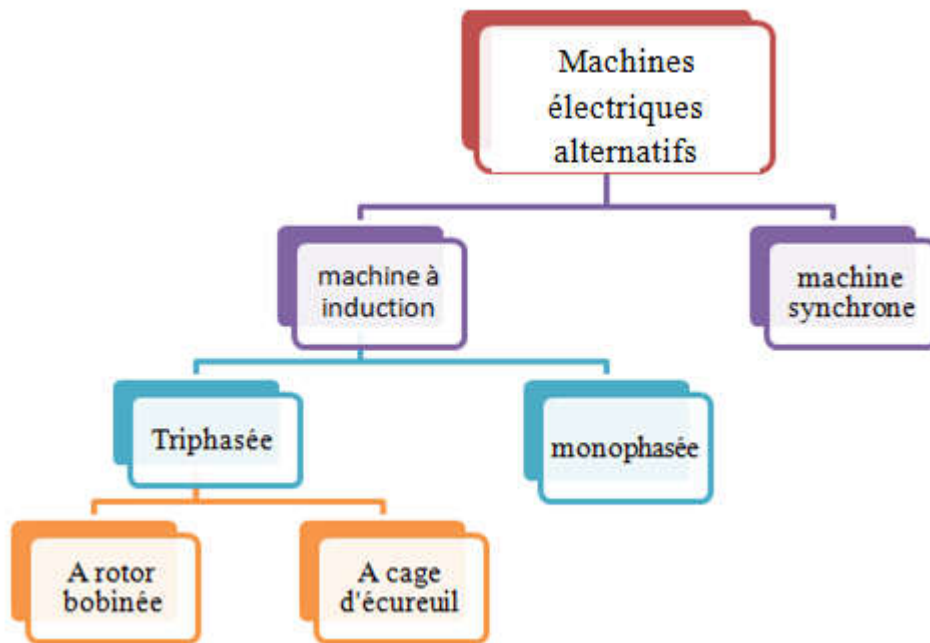


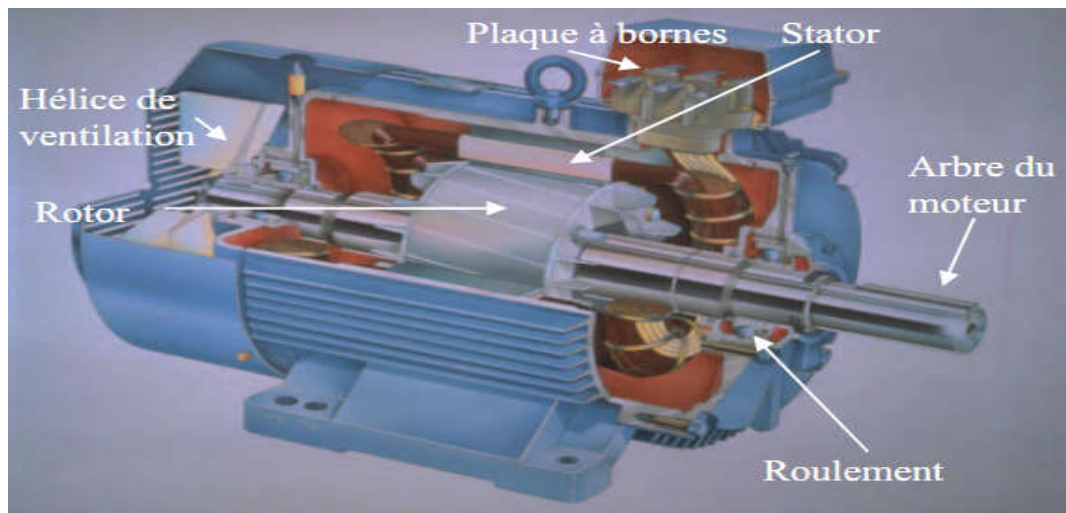
Figure I.1 : classifications de machines électriques alternatives [6].

### I.3 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est composée d'une partie fixe appelée stator et d'une partie tournante appelée rotor (figure I.2). Contrairement aux machines synchrone et à courant continu, seul les enroulements statoriques sont couplés à un réseau d'alimentation dont les tensions (amplitude et fréquence) définissent l'état magnétique de l'entrefer. Les enroulements du rotor sont raccordés sur eux mêmes. Le moteur asynchrone ne possède donc ni enroulement d'excitation ni aimants permanents. Pour ce qui est du flux rotorique nécessaire pour la formation du couple électromagnétique, il est produit à partir de l'induction. La figure (I.2) représente la machine asynchrone. Du point de vue mécanique, la machine asynchrone est subdivisée en trois parties distinctes :

- ❖ **Le stator** : partie immobile est la partie où est connectée l'alimentation électrique
- ❖ **Le rotor** : partie tournante, elle permet de mettre en rotation la charge magnétique
- ❖ **Les paliers** : organes de support, ces derniers constituent la partie mécanique  
Permettant ainsi la mise en rotation de l'arbre moteur. [8]
- ❖ **L'entrefer** : Cette partie est amagnétique ( c'est le vide entre le rotor et le stator)





**Figure I.2** : constitution de la machine asynchrone [8].

### I.3.1 Le stator

C'est la partie fixe du moteur. Une carcasse en fonte ou en alliage léger renferme une couronne de tôles minces (de l'ordre de 0,5 mm d'épaisseur) en acier au silicium. Les tôles sont isolées entre elles par oxydation ou par un vernis isolant. Le « feuilletage » du circuit magnétique réduit les pertes par hystérésis et par courants de Foucault. Les tôles sont munies d'encoches dans lesquelles prennent place les enroulements statoriques destinés à produire le champ tournant (trois enroulements dans le cas moteur triphasé). Chaque enroulement est constitué de plusieurs bobines. Le mode de couplage de ces bobines entre elles définit le nombre de paires de pôles du moteur, donc la vitesse de rotation. [9]



**Figure I.3** : schéma présente l'enroulement du stator [9].

### I.3.2 Le rotor

C'est l'élément mobile du moteur. il est constitué d'un empilage de tôles minces isolées entre elles et formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Cet élément, de par sa technologie, permet de distinguer deux familles de moteurs asynchrone : ceux dont le rotor est dit « à cage », et ceux dont le rotor bobiné est dit « à bagues ». [9]



Figure I.4 : Vue d'un rotor à cage [9].



Figure I.5 : Vue d'un rotor bobiné [9].

### I.3.3 L'entrefer

Cette partie amagnétique (c'est un vide entre le stator et le rotor) est d'épaisseur la plus faible (de l'ordre du millimètre), cette épaisseur réduite rend la taille de l'entrefer sensible aux variations dues aux encoches statoriques. Ceci crée des harmoniques dites d'encoches, pour les réduire, les encoches sont fermées par des cales magnétiques qui maintiennent le bobinage. [8]

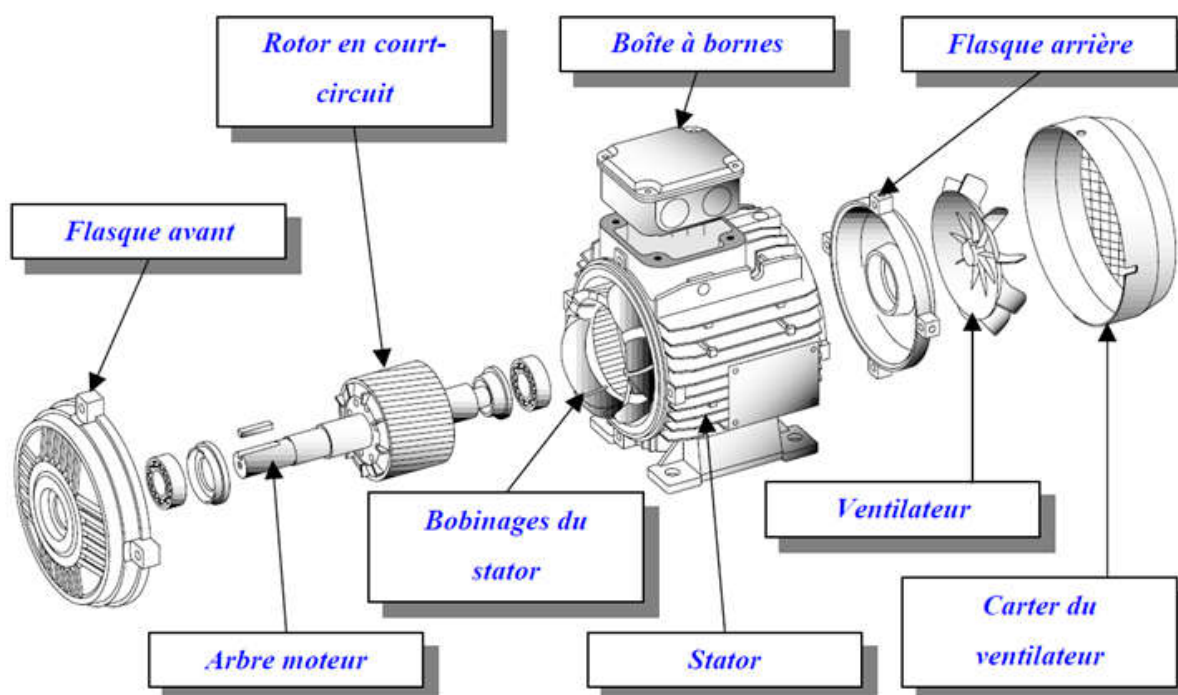
### I.3.4 Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie

centrale qui sert de support au corps du rotor il est supporté par un ou plusieurs paliers. ces derniers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre.

Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements [8].

Pour les machines de petite et moyenne puissance. Dans La plupart du temps on trouve aussi un ventilateur de refroidissement [8].



**Figure I.6 :** Schéma désignant les éléments constituant une machine asynchrone [8].

#### I.4 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone est basé entièrement sur la loi de l'induction ; la machine asynchrone est considérée comme un transformateur à champ magnétique tournant dont le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire en court circuit.

Ce fonctionnement repose sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, crée par les courants triphasés fournis à l'enroulement statoriques par le réseau, et

des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $N_s$  différente du synchronisme, l'application de la loi de FARADAY à un des enroulements rotorique montre que celui-ci devient le siège d'une force électromotrice qui étant court-circuité sur les enroulements va donner naissance à un courant dont l'intensité est limitée par l'impédance de ce dernier. L'interaction entre ce courant et le champ glissant va donner naissance à des forces s'exerçant sur les brins du rotor dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine lorsque le champ est sinusoïdale. La vitesse de rotation est :

$$n_1 = \frac{f}{p} \quad (\text{I.1})$$

Où :  $f$  : la fréquence d'alimentation.

$P$  : représente le nombre de pair de pôles.

L'interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant ( $n_1$ ) diffère de celle du rotor ( $n$ ), c'est-à-dire lorsque  $n \neq n_1$ , car dans le cas contraire, ( $n = n_1$ ), le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Le rapport  $g = \frac{n_1 - n}{n_1}$  est appelé glissement de la machine asynchrone [10].

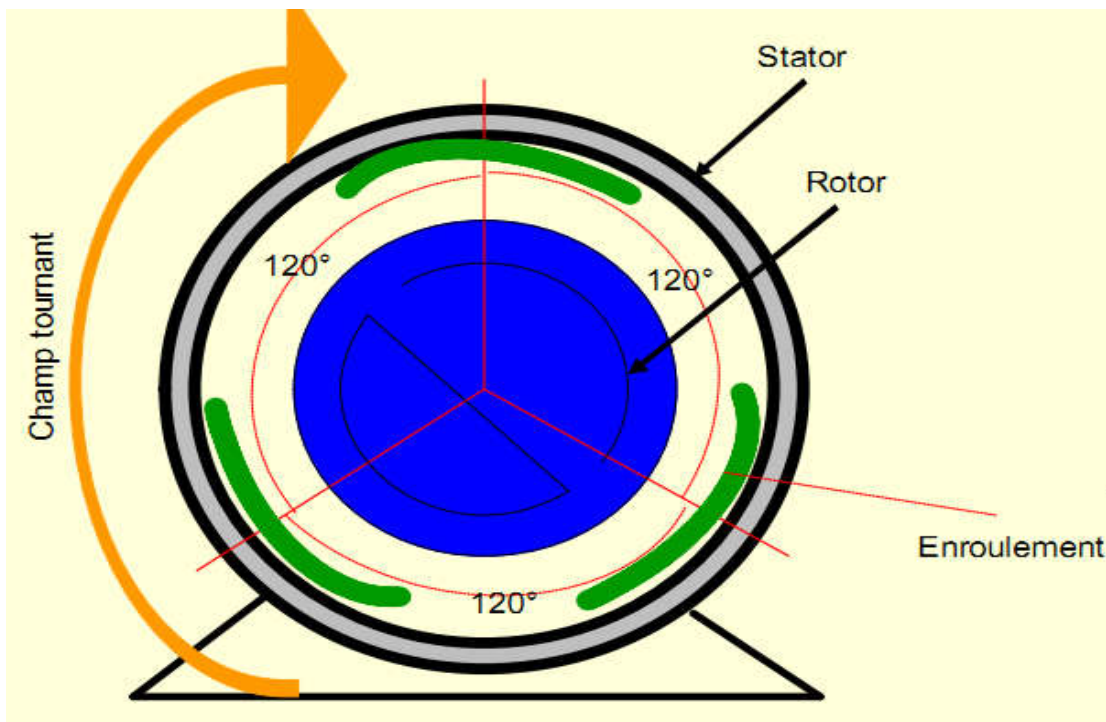


Figure I.7 : Schéma présent principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone [10].

## I.5 Bilan des puissances

Le principe de MAS consiste à transmettre une puissance absorbée (électrique) vers une puissance utile (mécanique) passe par quelques étapes comme sur la figure ci-dessous [10] :

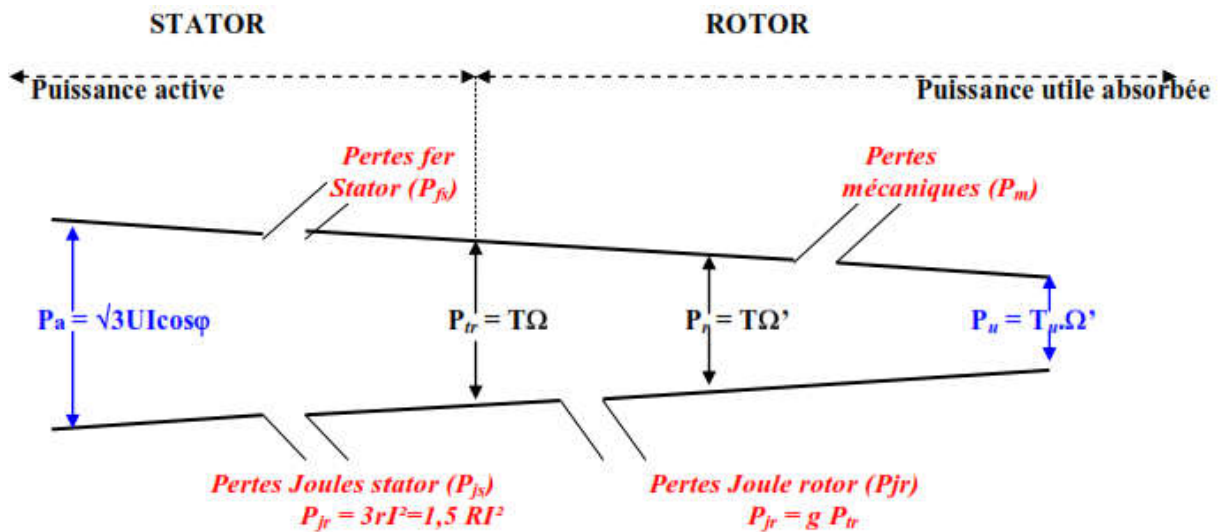


Figure 1.8 : Diagramme et bilan de puissance d'une machine asynchrone. [7]

Avec :

$\Omega$  : vitesse de synchronisme.

$\Omega' = \Omega_r$  : vitesse de rotor.

$T = C_e$  : couple transmis au rotor ou couple électromagnétique.

$T_u = C_u$  : couple utile.

$P_{tr}$  : Puissance électromécanique transmise au rotor.

$P_r$  : Puissance mécanique du rotor.

$R$  : résistance entre phase du stator.

$R$  : résistance d'un enroulement.

$P_m$  : perte mécanique.

Perte joule rotor :  $P_{jr} = C_e * (\Omega - \Omega') = C_e \Omega [(\Omega - \Omega') / \Omega] = g P_{tr}$  (I.2)

### I.6 Plaque signalétique

Chaque machine électrique dispose d'une plaque signalétique qui constitue une sorte de carte d'identité du moteur [12].

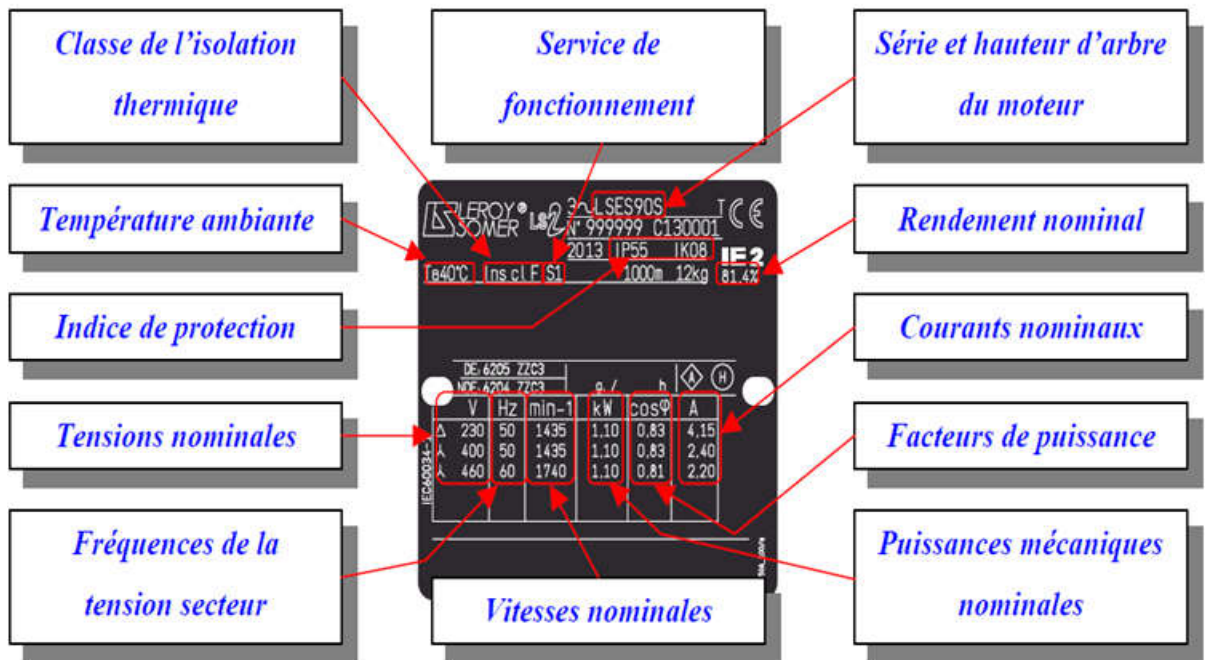


Figure I.9 : Plaque signalétique d'un moteur asynchrone [12].

### I.7Le bobinage d'un moteur asynchrone

Les bobines sont logées dans les encoches du stator. Le branchement des bobines sur le réseau se fait au niveau de la plaque à borne située au dessus du moteur. On dispose ainsi de 6 connexions, une pour chacune des extrémités des trois bobines. Les bornes sont reliées aux bobines selon le schéma suivant [13].

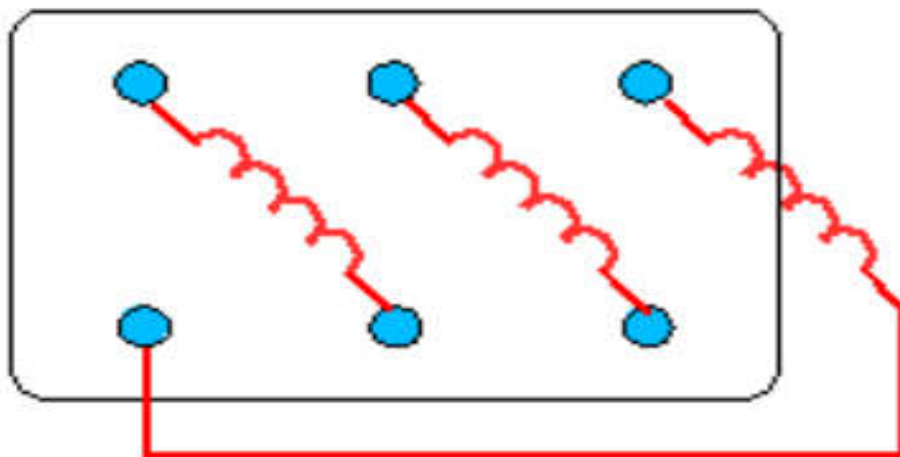


Figure I.10 : Branchements des bobines internes de la machines asynchrone [13].

## I.8 Plaque à bornes

### I.8.1 Branchement étoile ou triangle

Il y a deux possibilités de branchement du moteur au réseau électrique triphasé. Le montage en étoile et le montage en triangle comme la figure ci-dessous montre [13].

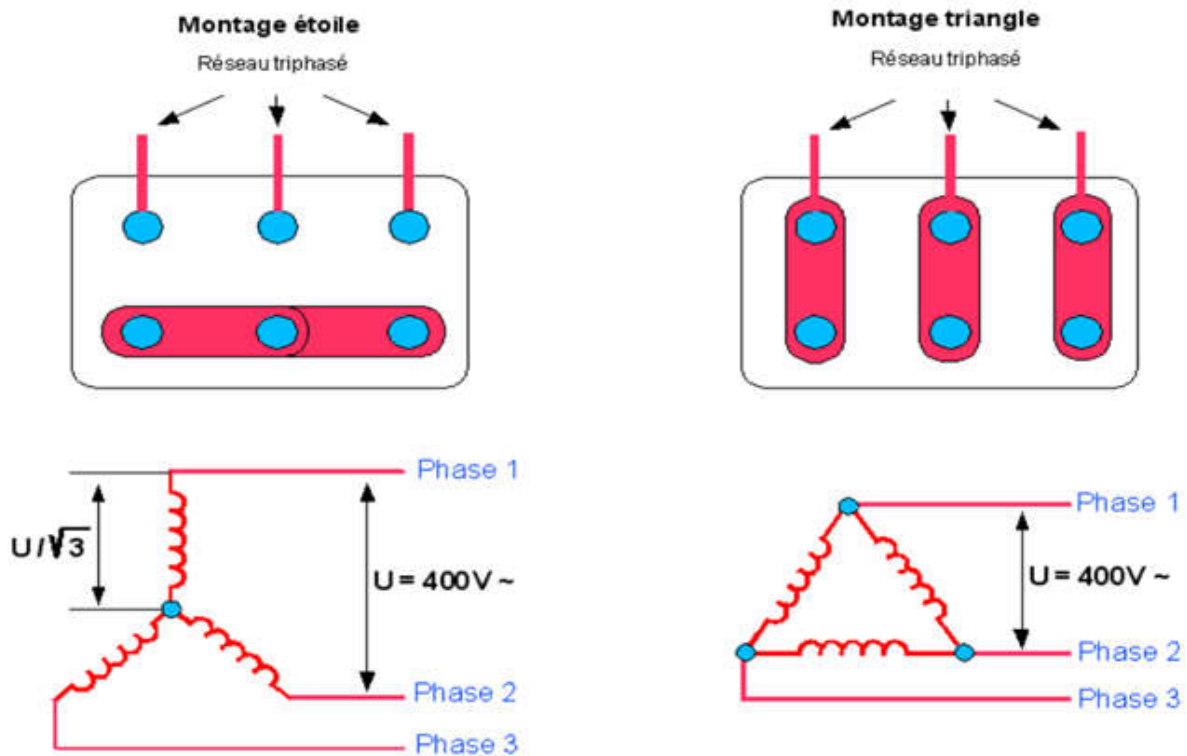


Figure I.11 : Les couplages des moteurs asynchrones (étoile et triangle) [13].

## I.9 Caractéristiques électromécaniques

### I.9.1 Puissance nominale

La Puissance nominale est la Puissance mécanique disponible sur l'arbre moteur à sa vitesse nominale elle s'exprime en kilowatt (kW). On l'appelle la puissance utile la puissance d'un moteur électrique est liée à son dimensionnement et en particulier à sa hauteur d'axe en relation avec la vitesse [14].

### I.9.2 vitesse nominale

La vitesse nominale est la vitesse de l'arbre, il faut distinguer la vitesse du champ tournant du stator, de la vitesse de synchronisme  $n_s = \frac{f}{p}$  (I.3)

$n_s$ : vitesse de synchronisme, en  $[tr/s]$ .

$f$ : fréquence de réseau Hz.

$p$  : nombre de paires de pôles.

La vitesse de rotation du rotor est inférieure au celle du champ tournant [14].

### I.9.3 Intensité nominale

L'intensité nominale est la valeur de l'intensité à puissance nominale donnée pour la tension d'alimentation selon le couplage des enroulements [14].

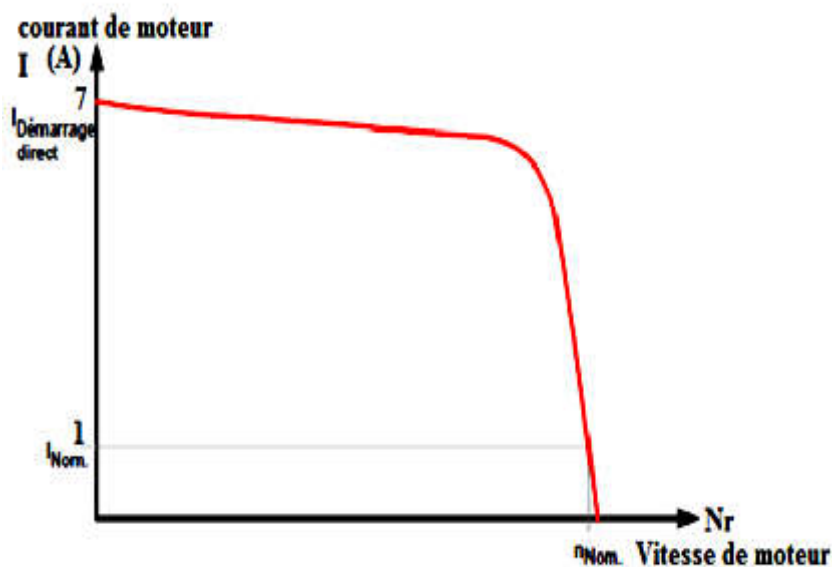
### I.9.4 Facteur de puissance $\cos \varphi$ et rendement $\eta$

Le rendement et le  $\cos \varphi$  évoluent en fonction de la charge du moteur La puissance utile sur l'arbre du moteur en triphasé est donné par la relation [14]:

$$P_u = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi \cdot \eta \quad (I.4)$$

### I.9.5 Le courant de démarrage

Les moteurs triphasés asynchrones réclament un fort courant de démarrage direct  $I_d$ . En fonction du modèle utilisé ce courant peut atteindre une valeur de 3 à 15 fois supérieure à celle du courant d'emploi assigné. Comme valeur de base on peut utiliser une valeur de 7 à 8 fois supérieure à celle du courant assigné du moteur, Ceci présente l'inconvénient. Ce qui signifie que pendant le démarrage du moteur, le réseau d'alimentation doit être dimensionné pour fournir cette plus forte intensité [15].



**Figure I.12 :** Évolution caractéristique du courant de démarrage d'un moteur triphasé asynchrone.



### I.9.6 Le couple (C)

Considérons un moteur à cage, alimenté par une source triphasée dont la tension et la fréquence sont fixes. A mesure qu'on augmente la charge mécanique, la vitesse baisse progressivement. Cependant, lorsque le couple atteint la valeur critique appelée point de décrochage, la vitesse chute subitement et le moteur s'arrête. Il existe donc une relation entre le couple développé par le moteur et sa vitesse. Cette relation n'est pas simple; c'est pourquoi on préfère la présenter sous forme de courbe plutôt que par une équation.

On montre à la (Fig. I.13) une courbe du couple en fonction de la vitesse pour un moteur de 1 kW, de construction conventionnelle. Si  $C$  désigne la valeur du couple à pleine charge, on voit que le couple de démarrage vaut  $1,5 C$ . A mesure que la vitesse croît, le couple diminue, et passe par un minimum avant d'augmenter de nouveau. Il atteint une valeur maximale de  $2,5 C$  à 80 % de la vitesse synchrone. Passé ce point, le couple diminue, tandis que la vitesse continue à augmenter. On passe alors par le point d'opération normal ( $C, n$ ) de pleine charge, avant d'atteindre la vitesse synchrone  $N_s$ , ou le couple est nul.

Les moteurs de petite puissance (10 kW et moins) atteignent leur couple de décrochage à une vitesse  $n_d$  qui est d'environ 80 % de la vitesse synchrone ; les machines de grosse puissance (1000 kW et plus) décrochent à une vitesse de l'ordre de 0,98  $N_s$ .

La forme de la courbe couple/vitesse dépend donc de la grosseur du moteur et de ses caractéristiques particulières [16].

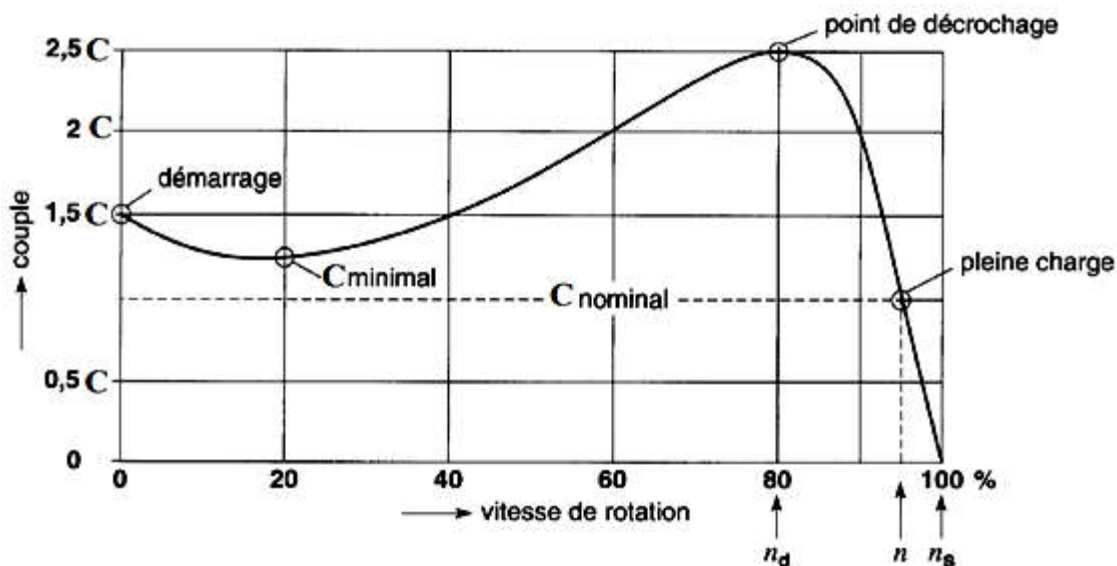


Figure I.13 : Courbe typique du couple en fonction de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé de 1 KW.

## **I.10 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone**

Comme les autres machines électriques, la MAS présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs : sa structure, sa stratégie de commande et ses applications [17].

### **I.10.1 Avantages**

Parmi les avantages de la machine asynchrone et notamment en fonctionnement moteur, on peut citer [17] :

- sa robustesse mécanique.
- son faible coût.
- l'absence d'entretien constant.

### **I.10.2 Inconvénients**

- L'inconvénient majeur du moteur asynchrone est relié à l'absorption du réactif qu'il faut parfois compenser, à des pertes de glissement et surtout à la nécessité de fonctionner pratiquement au voisinage de la vitesse de synchronisme.
- Le courant de démarrage plus élevé (5 à 8 fois le courant nominal).
- Difficile de contrôler la vitesse [17].

## **I.11 Conclusion**

Dans ce chapitre on a présenté quelques généralités sur la machine asynchrone ses différents constituants ainsi que son principe de fonctionnement, ce qui va contribuer à entamer les autres chapitres et mettre en évidence le modèle mathématique de la MAS qui sera l'objectif de la deuxième partie.

## II.1 Introduction

Le modèle mathématique d'une machine électrique est un modèle de représentation de la machine réelle qui permet de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement, elle apporte une aide appréciable dans la résolution des problèmes techniques [6].

De plus, la conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation et de sa commande [6].

Ce chapitre étudie la modélisation et la simulation d'une machine asynchrone, commencé par les équations électrique et mécanique jusqu'à atteindre un modèle de simulation de la machine asynchrone puis terminé par les résultats de simulation sur Matlab simulink.

## II.2 Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation de la machine asynchrone est un besoin indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques, électriques et magnétiques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire.

Nous utiliserons un modèle de la machine asynchrone pour décrire le comportement dynamique des différentes grandeurs concernées par le système de contrôle (couple électromagnétique, flux magnétique, courants, tensions..... etc), pour se faire on doit tenir compte de quelques hypothèses simplificatrices [33]

### II.2.1 Hypothèses simplificatrices

Pour mener à bien la modélisation de la machine, certaines hypothèses simplificatrices ont été faites [34].

- Entrefer constant ;
- Effet des encoches négligé ;
- Répartition sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- Pertes ferromagnétiques négligées (pas de courants de FOUCAULT ni d'hystérésis) ;
- Pertes mécaniques négligées ;
- Influence de l'effet de peau négligée ;

- Les variations des caractéristiques dues à l'échauffement ne sont pas prises en compte ;

## II.2.2 Equation générale de la machine asynchrone

Les équations générales de la machine asynchrone à cage d'écurueil dans un repère triphasé s'écrivent :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{II.1})$$

$$[V_{rabc}] = 0 = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (\text{II.2})$$

On spécifie respectivement les vecteurs ou paramètres statoriques par l'indice  $s$  et rotoriques par l'indice  $r$ . Les indices  $abc$  indiquent les phases triphasées. Les paramètres  $R_s$  et  $R_r$  représentent respectivement les résistances statoriques et rotoriques par phase.

Les vecteurs  $[V]$ ,  $[i]$  et  $[\varphi]$  sont les vecteurs tensions, courants et flux de chacune des armatures.

Avec :

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}, \quad [V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}, \quad [i_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, \quad [i_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}, \quad [\Phi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[\Phi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Sachant que les différents flux de la machine s'expriment en fonction des inductances de la manière suivante:

$$[\Phi_{rabc}] = [L_r] \cdot [i_{rabc}] + [M_{sr}(\theta)] \cdot [i_{sabc}] \quad (\text{II.3})$$

$$[\Phi_{sabc}] = [L_s] \cdot [i_{sabc}] + [M_{rs}(\theta)] \cdot [i_{rabc}] \quad (\text{II.4})$$

Avec :

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

$L_s, L_r$ : inductance propre du stator et du rotor .

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{max} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$[M_{sr}]$  : La matrice des inductances stator-rotor.

$\theta$  : La position absolue entre stator et rotor.

$M_{max}$  : représente la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor obtenue lorsque les bobinages sont en regard l'un de l'autre.

La modélisation de la MAS passe par la transformation d'un système triphasé au système biphasé et inversement. Et pour des raisons de simplicité, il est classique d'exprimer les différentes équations triphasées de la machine asynchrone dans un repère diphasé tournant dqo.

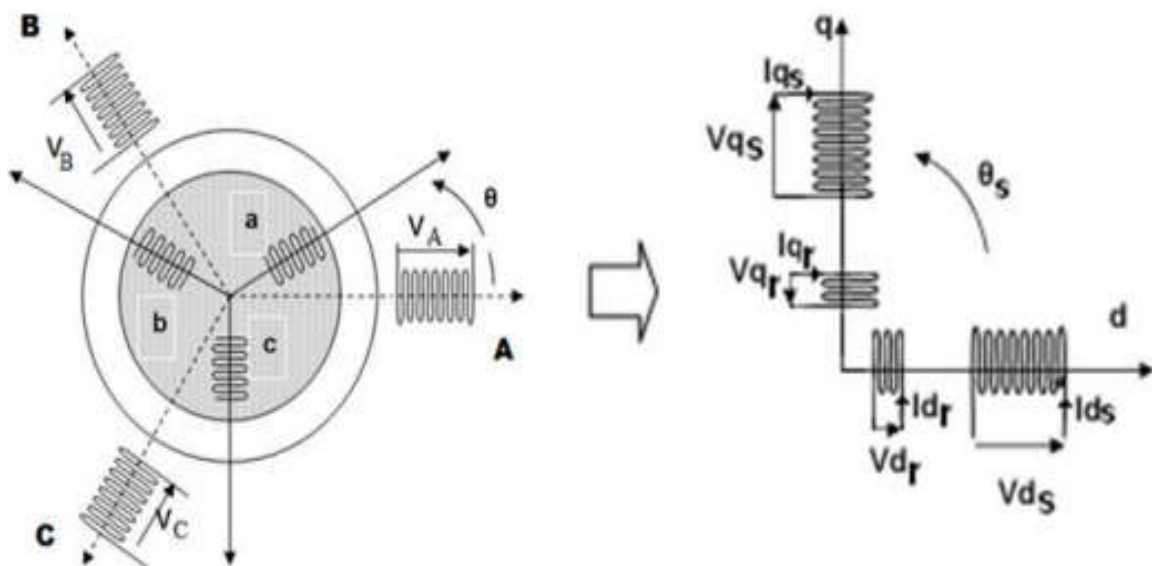
Dans ce cas, on utilise la transformation de Park. Cette dernière, normée, assure l'invariance de la puissance instantanée entre les repères triphasés et « dqo ».

En choisissant un repère « dqo » diphasé, l'axe d peut être repéré par :

$\theta_s$  : l'angle électrique par rapport à l'axe de la phase « a » du stator;

$\theta_r$  : l'angle électrique par rapport à l'axe de la phase « a » du rotor ;

$\theta$  : l'angle électrique entre l'axe rotorique et l'axe statorique.



**Figure II.1** : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente issue de la transformation de Park [21].

Les deux angles sont liés par la relation suivante :

$$\theta = \theta_s - \theta_r = p \cdot \Theta \quad (\text{II.5})$$

Où

$\Theta$  : est la position mécanique de l'axe rotorique par rapport à l'axe statorique,  
 $p$  : nombre de paires de pôles.

La transformation de Park, est appliquée de manière identique au vecteur de tensions, de courants et de flux.

Le vecteur  $x_0$  représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs  $x_a, x_b$  et  $x_c$ , les vecteurs  $x_d$  et  $x_q$  représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs  $x_a, x_b$  et  $x_c$ . La transformation de Park, est définie par :

$$[x_{abc}] = [P(\theta)][x_{dqo}] \quad (\text{II.6})$$

$$[x_{dqo}] = [P(\theta)]^{-1}[x_{abc}] \quad (\text{II.7})$$

Tel que :

$[P(\theta)]$  et  $[P(\theta)]^{-1}$  Sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Les grandeurs (courants, tensions et flux) transformées, du système diphasé sont égales à la matrice de Park multipliée par les grandeurs du système triphasé :

$$V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sq} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \quad (\text{II.10})$$

$$V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \quad (\text{II.11})$$

$$V_{so} = R_s \cdot i_{so} + \frac{d\varphi_{so}}{dt} \quad (\text{II.12})$$

De même, en l'appliquant aux équations rotoriques avec un angle de  $\theta_r$  on obtient les équations rotoriques dans le repère dq:

$$V_{rd} = 0 = R_r \cdot i_{rd} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rq} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \tag{II.13}$$

$$V_{rq} = 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rd} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \tag{II.14}$$

$$V_{ro} = R_r \cdot i_{ro} + \frac{d\varphi_{ro}}{dt} \tag{II.15}$$

**II.2.3 Equations magnétiques**

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \tag{II.16}$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \tag{II.17}$$

Avec :

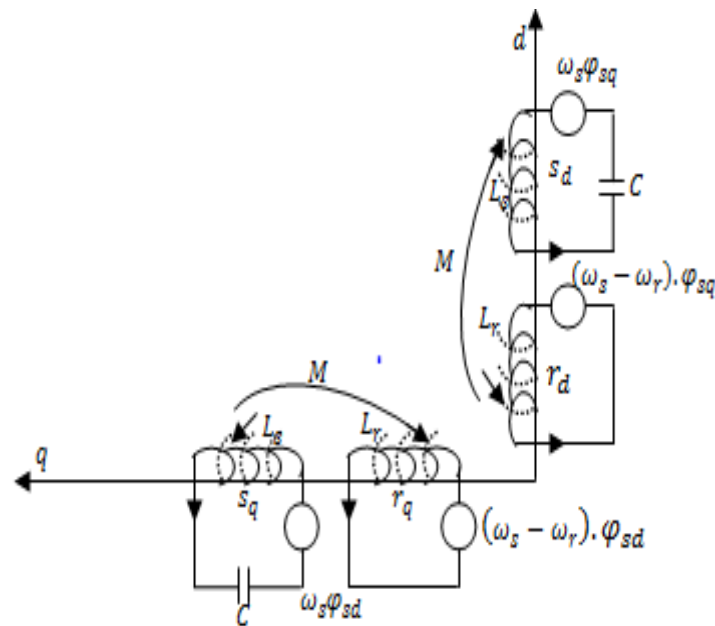
$L_s = l_s + M$ : Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r + M$  : Inductance cyclique rotorique.

$l_s$  : Inductance de fuite statorique.

$l_r$  : Inductance de fuite rotorique.

$M$  : Inductance mutuelle



**Figure II.2 :** Disposition des enroulements suivant les axes d, q.

Plusieurs solutions pour orienter le repère « dq » par rapport aux repères triphasés sont possibles. Dans notre cas, on se fixe les axes d et q solidaires du champ tournant de la machine. En régime permanent, cette solution fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales [33].

Dans cette configuration, en régime sinusoïdal permanent, on a :

$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$  : La vitesse angulaire des axes d,q est égale à la pulsation statorique ;

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$  : La vitesse angulaire des axes d,q est égale à la pulsation rotorique ;

Ces deux pulsation sont reliées à la vitesse mécanique du rotor ( $\Omega$ ) par l'équation suivant :

$$\omega_s - \omega_r = p . \quad (\text{II.18})$$

Ainsi, en partant des équations (II.9), (II.10), (II.11), (II.12), et en utilisant la relation (II.16) qui lie les flux aux courants, on obtient l'équation matricielle suivante qui en globe les différentes équations électriques de la machine exprimées dans le repère d,q :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s \cdot L_s & 0 & -\omega_s \cdot M \\ \omega_s \cdot L_s & R_s & \omega_s \cdot M & 0 \\ 0 & -\omega_r \cdot M & R_r & -\omega_r \cdot L_r \\ \omega_r \cdot M & 0 & \omega_r \cdot L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ 0 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{di_{rd}}{dt} \\ \frac{di_{rq}}{dt} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Cette relation représente les équations de la machine asynchrone, dans le repère de PARK solidaire du champ tournant, en régime permanent sinusoïdal.

L'expression du couple électromagnétique dans le repère de PARK est donnée par:

$$C_{em} = P \cdot M (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{II.20})$$

L'équation mécanique de la machine asynchrone est donnée comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (\text{II.21})$$



Avec :

$J$  : moment d'inertie de la machine [ $\text{Kg}m^2$ ].

$f$  : coefficient de frottement. [ $\text{N.m /rad. s}^{-1}$ ].

$C_r$  : Couple résistant impose a l'arbre de la machine [ $\text{N.m}$ ].

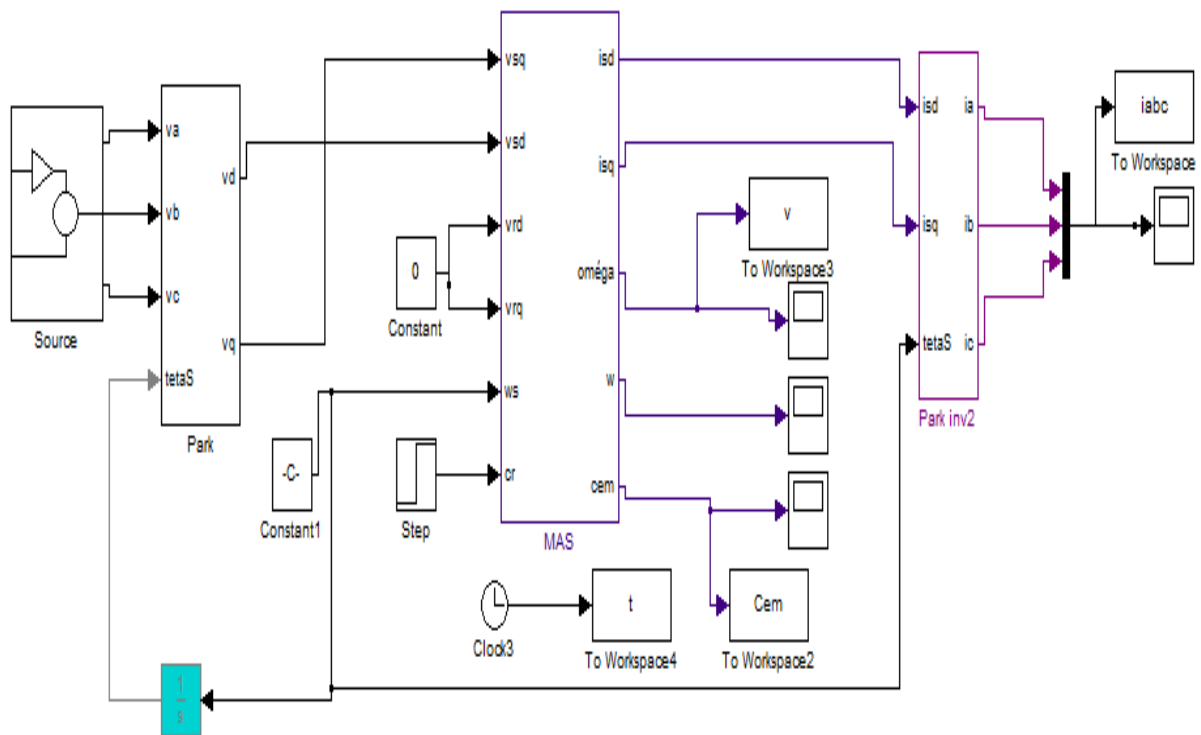
$C_e$  : Couple électromagnétique développe par la machine [ $\text{N.m}$ ].

$p$  : nombre de paires de pôles.

$\Omega$  : vitesse mécanique donnée par :  $\Omega = \frac{\omega}{p}$

### II.3 Le schéma bloc de la machine asynchrone

La structure en schéma bloc de cette simulation est présentée par la figure suivante



**Figure II.3** : Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone.

## II.4 Les résultats de simulation

Nous procédons à la simulation du démarrage de la MAS alimentée par un système des tensions sinusoïdales .Le démarrage se fait à vide puis une application d'un couple résistant ( $C_r=20$  Nm) a l'instant  $t=2$ s.

On a simulé le model de la machine asynchrone et on a obtenu les résultats suivant :

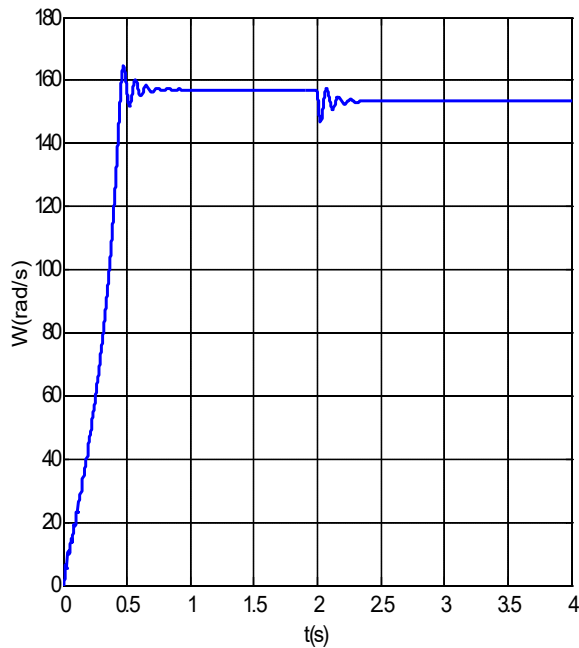


Figure II.4 : vitesse de rotation

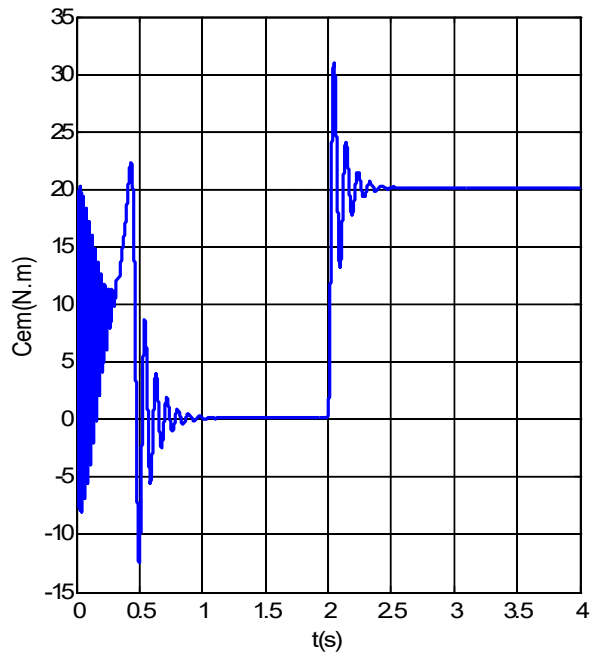


Figure II.5 : Couple électromagnétique

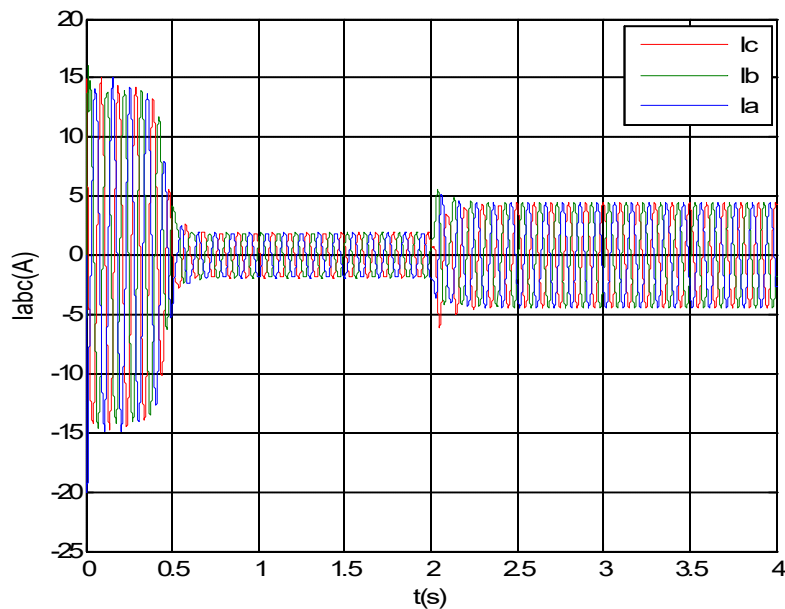


Figure II.6 : Courant statorique ( $I_{abc}$ ).

## II.5 Interprétation des résultats

Lors de démarrage, on constate des pics de courants importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire.

L'allure de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire, ensuite la vitesse se stabilise à la valeur nominale 157 [rad/s]. En appliquant une charge à l'instant  $t=2s$ , on constate une légère diminution de vitesse. Ainsi l'évolution du couple électromagnétique en fonction du temps. Au premier instant du démarrage, le couple électromagnétique est fortement perturbé à cause du moment d'inertie, il atteint la valeur (20 N.m).

L'application de la charge qui se traduit par l'apparition d'une valeur qui correspond au couple appliqué.

Le courant statorique en fonction du temps, répond au classique appel du courant en démarrage qui égale à 9 fois environ le courant nominal. Au démarrage le courant statorique est très important, vu qu'il est de courte durée, la machine pourrait le supporter sans risquer un échauffement dangereux. Cette valeur de courant due au régime transitoire disparaît au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme sinusoïdale d'amplitude constante. A l'instant  $t=2s$ , on constate que le courant statorique augmente à cause de l'augmentation du couple résistant (charge).

## II.6 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone, cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine. Le modèle de la MAS est un modèle de trois équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. L'utilisation de la transformation de Park nous a permis de réduire le système d'états électrique de la machine de trois à deux équations et de réduire la complexité du modèle.

### III.1 Introduction

Contrairement au modèle de la machine à courant continu, le modèle de la machine asynchrone présente un couplage naturel entre le courant qui crée le couple électromagnétique et le courant qui crée le flux magnétique, ce qui va rendre la commande plus difficile. Plusieurs méthodes ont été développées pour commander la MAS, parmi ces méthodes il y a la commande vectorielle, ce qui sera l'objectif de ce chapitre [33].

### III.2 Commandes de la machine à induction

#### III.2.1 Commande scalaire

La commande scalaire, permet de contrôler le couple en régime permanent avec le maintien du flux dans la machine à une valeur fixe. Ce type de contrôle convient surtout à des performances moyennes de fonctionnement de la machine asynchrone.

Cette commande est, nonobstant ses inconvénients vis-à-vis ses performances, beaucoup utilisée dans l'industrie car elle est favorisée par sa simplicité et son coût plutôt bon marché. Mais néanmoins il existe dans la littérature des travaux qui visent à son amélioration en utilisant des techniques modernes tel que l'optimisation des régulateurs par logique floue, ou par l'adjonction d'algorithmes stabilisants, tout en restant simples à mettre en œuvre. [19]

#### III.2.2 Commande vectorielle

C'est pour supplanter les limitations de la commande scalaire que la commande vectorielle de la MI a été introduite dans le milieu industriel pour subvenir aux applications de moyenne et hautes performances dynamiques et statiques. L'avènement des microprocesseurs à partir des années 1970, et leur importante évolution dans les années 1980, a permis sa concrétisation expérimentale. Cette commande est élaborée sur la base du modèle de la MI projeté dans le repère du flux. Les composantes directe et en quadrature du courant statorique obtenus peuvent donner une commande découplée du flux et du couple, respectivement. Des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée sont alors réalisés. Selon la détermination de la position du flux, on peut distinguer deux types de commandes vectorielles, dites directes et indirectes. De nombreuses variantes ont été développées, elles sont liées aux degrés de liberté offerts par le modèle de la MI, et donc selon le référentiel de travail, à la nature du flux à orienter et à réguler (statorique, rotorique ou de l'entrefer), et enfin à la procédure d'obtention du flux directe ou indirecte. [20]

### III.2.3 Commande directe du couple (DTC)

La commande dite DTC, ou Commande Directe du Couple, est apparue pour concurrencer les commandes précédentes en matière de la maîtrise du contrôle du couple. Elle a été largement développée par M. DEPENBROCK en Allemagne et par I. TAKAHASHI, et T. NOGUCHI au Japon. La DTC n'est pas basée sur l'imitation de la commande d'une machine à courant continu, comme le cas de la commande vectorielle, mais cible une exploitation plus directe et complète du couple et du flux de la machine. Ceci permet de s'affranchir des transformations non linéaires des coordonnées, ce qui simplifiera la mise en œuvre de son algorithme de commande. La technique DTC utilise une alimentation par modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui consiste à chercher, à tout instant, la combinaison optimale des interrupteurs de l'onduleur de tension. Ses avantages, par rapport aux techniques conventionnelles, sont dans l'amélioration du temps de réponse en couple, de la robustesse vis-à-vis de la variation paramétriques, avec la possibilité de fonctionnement sans capteur mécanique (capteur de vitesse, position). Néanmoins, l'inconvénient principal de la DTC est sa difficulté de fonctionnement à très faibles vitesses due aux ondulations élevées des courants et du couple, ce qui nécessitera l'apport des méthodes d'appoint particulières. [20]

### III.2.4 Commande par mode glissant

La technique de commande par modes de glissement consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement et de la faire commuter autour de celle-ci à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre. D'où le phénomène de glissement. Ce dernier rend le système bouclé insensible à la variation paramétrique et aux perturbations extérieures. Une propriété importante des régimes glissants est que la trajectoire d'état en mode glissant évolue dans un espace de dimension inférieure à celle du système à contrôler. [20]

### III.2.5 Commande intelligente

L'intelligence artificielle (IA) apparue en 1950, est une branche affiliée au départ à l'informatique pour traiter la reproduction par la machine de certains aspects de l'intelligence humaine tels qu'apprendre à partir d'une expérience passée à reconnaître des formes complexes et à effectuer des déductions.

La commande intelligente est basée sur l'utilisation des principes d'IA permettant de reproduire le raisonnement humain, alors que la commande conventionnelle est basée sur

l'exploitation du modèle mathématique du système. La commande intelligente a été définie en 1956 lors de la conférence de DARTMOUTH comme étant les procédés informatiques qui permettent d'imiter la manière humaine de penser. Un régulateur intelligent peut identifier le système et permettre ainsi la définition d'une commande optimisée par itération et apprentissage. De ce fait, il possède des caractéristiques d'adaptabilité, de robustesse, d'auto-organisation, de contrôle supervisé, d'autonomie et d'intelligence. On rencontre principalement trois types de techniques dites intelligentes, celles liées aux systèmes experts ; aux réseaux de neurones artificiels et à la logique floue. A titre d'exemple, la commande neuronale n'a pas a priori besoin d'un modèle mathématique pour réaliser une commande efficace et robuste. Dans le cas de la commande du moteur à induction, les réseaux de neurones sont utilisés pour émuler un modèle direct ou inverse permettant une commande aux performances élevées. Dans cette commande, le moteur à induction et sa charge sont considérés comme un système non linéaire. Les données issues de simulation sur un système du second ordre sont utilisées pour entraîner le réseau de neurones pour fournir un modèle inverse. Ce modèle inverse est ensuite utilisé en série avec le système pour atténuer la dynamique et les non linéarités du MI avec sa charge dont les paramètres peuvent varier dans le temps. [20]

### III.3 Principe de la commande vectorielle à flux orienté

Le principe de la commande par flux orienté consiste à orienter le vecteur courant et le vecteur flux afin de rendre le comportement de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (MCC) où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Il s'agit 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. [23]

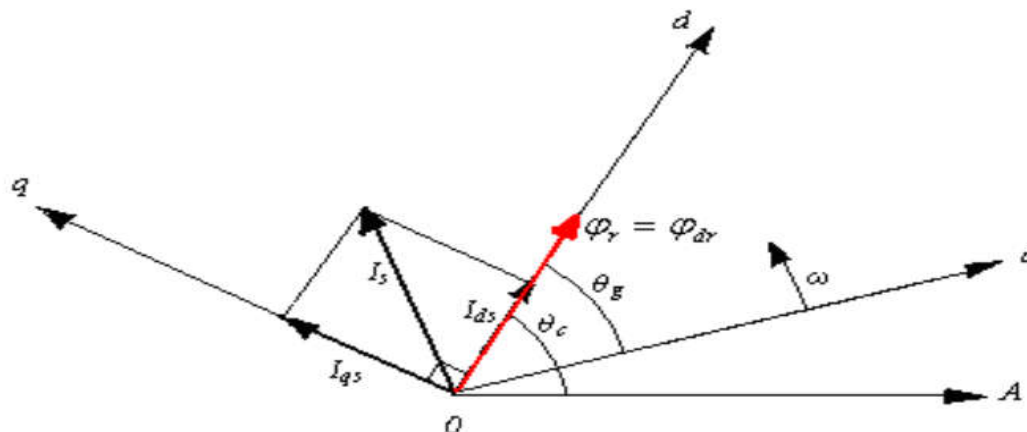


Figure III.1: Principe de commande par orientation du flux.

Trois choix sont possibles pour fixer l'orientation du flux représenté dans la figure (III-1), soit

- Orienter le flux rotorique avec la condition :  $\varphi_{dr} = \varphi_r$  et  $\varphi_{qr}=0$
- Orienter le flux statorique avec la condition :  $\varphi_{ds} = \varphi_s$  et  $\varphi_{qs}=0$
- Orienter le flux d'entrefer avec la condition :  $\varphi_{de} = \varphi_e$  et  $\varphi_{qe}=0$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle permet d'obtenir un couple de démarrage important, ainsi elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer. [24]

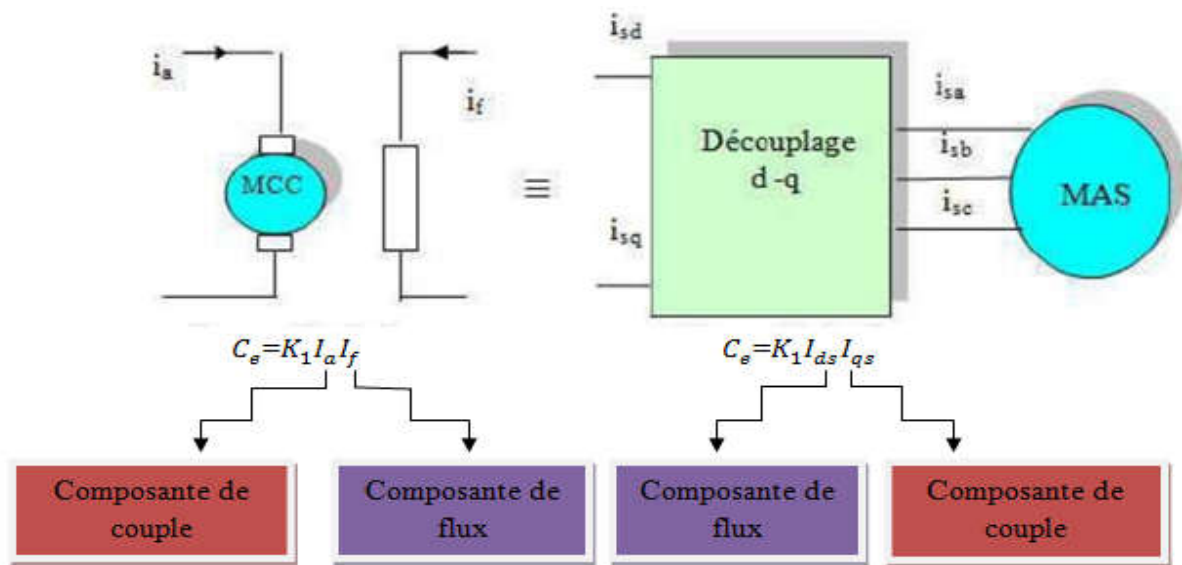


Figure III.2 : Analogie de la MAS avec la MCC dans la commande vectorielle.

### III.4 Types de la commande vectorielle

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui a été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse [5].

#### III.4.1 Commande vectorielle directe

Connue sous le nom de contrôle direct du flux ((DFOC) Direct Field Oriented Control), cette méthode exige une bonne connaissance du module et de la phase du flux rotorique quelque soit le régime transitoire effectué.

Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Le calcul du flux se base sur l'intégration des courants statoriques mesurés. En outre, la connaissance de la

position du flux dans les référentiels tournant (d,q) est également nécessaire à l'élaboration des modèles du flux, du couple et des courants de référence du système de commande. Cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple) par contre l'installation de capteurs de flux augmente le coût de fabrication. Pour cette raison, une deuxième méthode basée sur l'estimation (boucle ouverte) ou observation (boucle fermée) du flux à partir de mesures effectuées sur le montage (courants, tensions, vitesse) est généralement utilisée [3].

### III. 4.2 Commande Vectorielle Indirect

Contrairement à la commande vectorielle directe, la méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence. L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence  $C_{em}^*$  et du flux rotorique de référence, la méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire [26].

### III.5 Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes (d, q) qui dépendent des objectifs de l'application :

- axes tournant à la vitesse du rotor ( $\omega_{obs} = \omega_r$ ).
- axes liés au stator ( $\omega_{obs} = 0$ ).
- axes solidaires du champ tournant ( $\omega_{obs} = \omega_s$ ) [6].

### III.6 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe «d» d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse ( $\omega_s$ ), donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle.  $\varphi_{rq} = 0$
- L'axe «d» est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.  $\overline{\varphi_r} = \varphi_{rd}$
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant ( $\varphi_{rd} = cst \Rightarrow I_{rd} = 0$ ) [5].

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes :



$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les équations de Park. (3.3), munies de la contrainte  $\varphi_{qr} = 0$ , débouchent donc sur les propriétés enchaînées de la manière suivante :

- l'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que  $\varphi_{dr} = \varphi_r$
- la composante  $I_{dr}$  du courant rotorique est toujours nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

En effet, on a :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r = \text{cst} \text{ et } \varphi_{qr} = 0 \\ V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \end{cases} \implies R_r I_{dr} = 0 \implies I_{dr} = 0$$

L'évolution du couple suit celle de  $i_{qr}$  qui peut alors être contrôlé par  $I_{qs}$ . En effet, on a :

$$\varphi_{qr} = M I_{qs} + L_r I_{qr} = 0 \implies I_{qr} = -\frac{M I_{qs}}{L_r}$$

Ceci conduit à l'expression du couple suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \varphi_r I_{qs} \quad (\text{III.2})$$

Les équations des machines dans un référentiel lié au champ tournant, deviennent

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

$$\varphi_r + T_r \frac{d\varphi_r}{dt} = M I_{ds} \quad (\text{III.4})$$

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + P\sigma L_s) I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + P\sigma L_s) I_{qs} + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

$$\varphi_r = \frac{M}{1+T_r P} I_{ds} \quad (\text{III.6})$$

On a:

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \varphi_r I_{qs} \quad (\text{III.7})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (\text{III.8})$$

Les équations (III.6) et (III.7) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux  $I_{ds}$ , et le courant producteur du couple  $I_{qs}$ .

Dans ce type de commande, l'angle  $\theta_s$ , utilisé pour la transformation directe et inverse, est calculé à partir de la formule suivante:

$$\theta_s = \int \left( P\Omega + \frac{I_{qs}^*}{T_r I_{ds}^*} \right) dt \quad (\text{III.9})$$

$$\text{ou } I_{ds}^* = \frac{\varphi_r^*}{M} \quad (\text{III.10})$$

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants  $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ , le bloc de calcul de  $\theta_s$  et les transformations directe et inverse. La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence  $C_e^*$ . Les composantes  $I_{ds}^*$  et  $I_{qs}^*$  sont calculées.  $I_{qs}^*$  est comparé à la valeur  $I_{qs}$  issue de la mesure des courants réels. L'erreur entre ces valeurs sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence  $V_{qs}^*$ . En parallèle, les sorties des régulateurs  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  sont alors transformées en grandeurs statoriques à l'aide d'une rotation d'angle  $\theta_s$ . Ce dernier, qui représente l'orientation du repère lié au champ tournant, est donné par  $\theta_s = \int \omega_s dt + \theta_0$ . L'intégration de la pulsation statorique est obtenue par la relation :  $\omega_s = \omega_r + P\Omega$

On peut alors calculer les composantes triphasées des tensions après transformation de Park. Les tensions sont alors reconstituées par un onduleur commandé par une *MLI*.

Les courants  $I_{as}$  et  $I_{bs}$  sont mesurés, puis transformés à l'aide des transformations inverses, ce qui donne  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  qu'on utilise pour la régulation des courants.

### III.7 Découplage

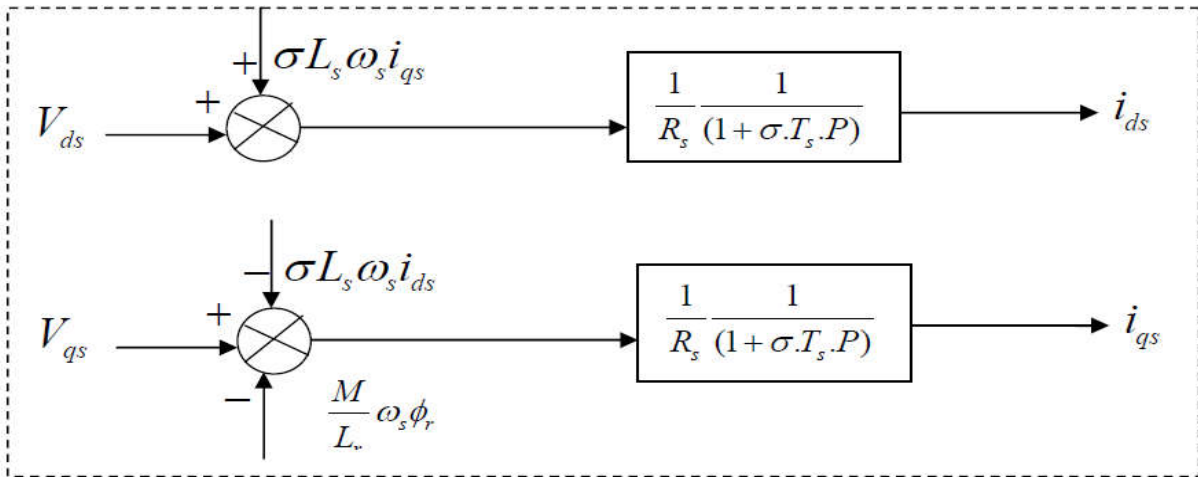
Les équations statoriques comprennent en effet des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. En supposant que le flux rotorique varie très lentement, les équations s'écrivent:

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + P\sigma L_s)I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + P\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

$$\varphi_r = \frac{M}{1 + T_r P} I_{ds}$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r \varphi_r} I_{qs} \quad (\text{III.12})$$

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma suivant [21] :



**Figure III.3:** Modèle de la machine.

Les termes  $\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{qs}$ ,  $\omega_s \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \varphi_r$  et  $\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{ds}$  Correspondent aux termes de découplage entre les axes d, q.

### III.7.1 Découplage entré-sortie

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q. Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ , donc il faut réaliser un découplage.

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation [12].

### III.7.2 Découplage par compensation

Définitions de deux nouvelles variables de commande  $V_{ds}^*$ ,  $V_{qs}^*$  telles que :

$$V_{ds} = V_{ds}^* - e_d \quad (\text{III.13})$$

Avec :

$$e_d = \omega_s \sigma L_s I_{qs} \tag{III.14}$$

$$\frac{I_{qs}}{V_{ds}^*} = \frac{1}{R_s + \sigma T_s P}$$

La perturbation de la tension est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième expression et définit :

$$V_{qs} = V_{qs}^* - e_q \tag{III.15}$$

Avec :

$$V_{qs}^* = (R_s + P \sigma L_s) I_{qs} \tag{III.16}$$

$$e_q = -\omega_s \frac{M}{L_s} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{qs} \tag{III.17}$$

De la même façon, le terme  $e_q$  est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante:

$$\frac{I_{qs}}{V_{ds}^*} = \frac{1}{R_s + \sigma T_s P} \tag{III.18}$$

Les tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  figure (3.6) Tel que:

$$\begin{cases} V_{ds}^* = V_{ds} - e_d \\ V_{qs}^* = V_{qs} - e_q \end{cases} \tag{III.19}$$

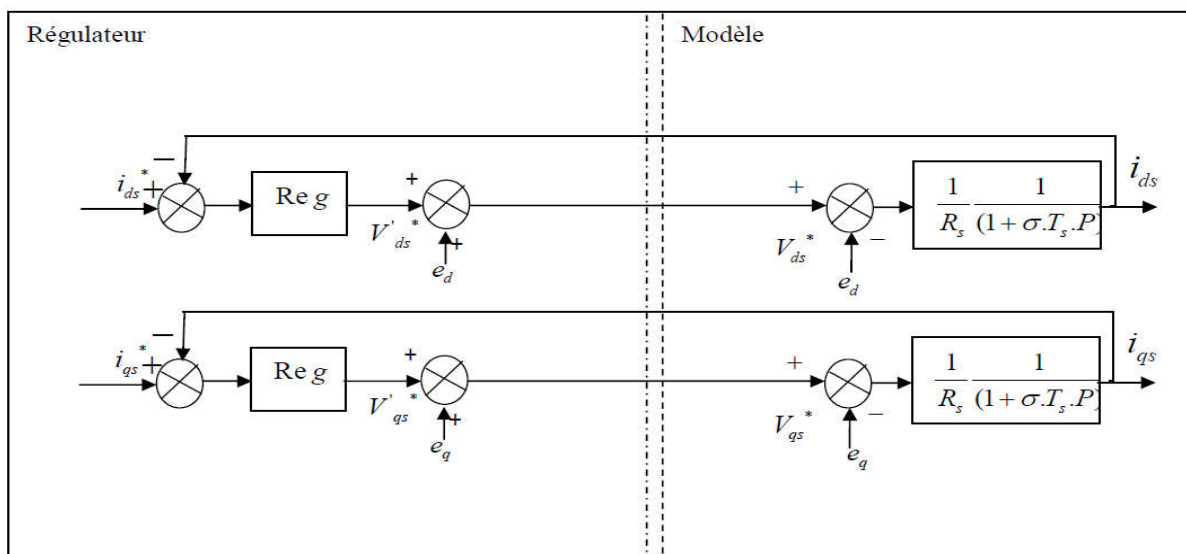


Figure III.4 : Découplage par addition des termes de compensation.

On obtient alors le schéma bloc simple et identique pour les deux axes [03] :

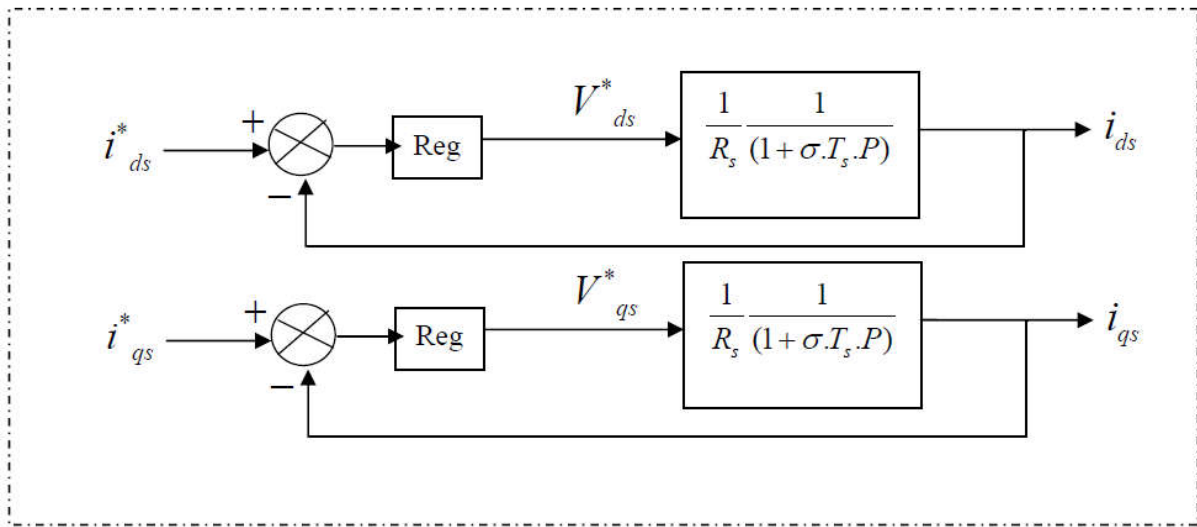


Figure III.5 : Commande découplée.

### III.8 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante [26]:

$$\varphi_r = \varphi_{mom} \quad \text{pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{mom} \tag{III.20}$$

$$\varphi_r = \frac{\Omega_{mom}}{|\Omega_r|} \cdot \Omega_{mom} \quad \text{Pour } |\varphi_r| \geq \varphi_{mom} \tag{III.21}$$

Avec

$\Omega_{mom}$  : Vitesse de rotation nominale.

$\varphi_{mom}$  : Flux rotorique nominale

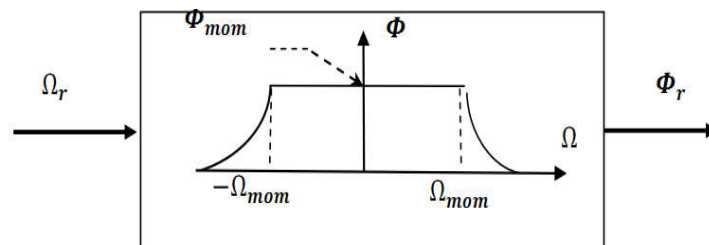


Figure III.6 : Bloc dé fluxage.

### III.9. Calcul du régulateur de vitesse

Parmi les techniques existantes, la correction proportionnelle et intégrale est largement utilisée pour la commande vectorielle des machines asynchrones, en raison de ses bonnes performances : simplicité et facilité d'implémentation. L'utilisation de la commande vectorielle indirecte avec orientation de flux rotorique, permet la réduction de la complexité de la commande.

En effet le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte figure. (III.7) [27].

Le schéma de régulation en cascade retenu nécessite pour un bon fonctionnement que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe.

Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant  $i_{qs}$  plutôt que par action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant  $i_{qs}$ ).

Le schéma bloc de régulation de la vitesse est le suivant [3]

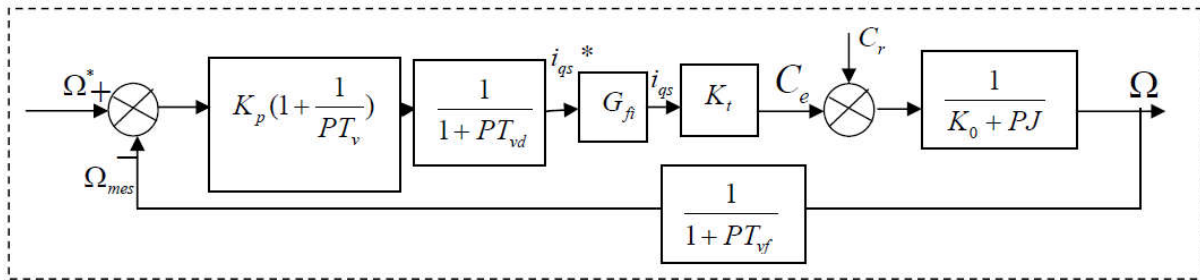


Figure III.7 : Schéma bloc de la régulation de la vitesse.

Avec :

$T_{vd}$ : Délais dans la boucle de vitesse.

$K_v, T_v$ : Gain et constant de temps du régulateurs PI.

$T_{vf}$ : Délai introduit par le filtrage de la vitesse

$k_t = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \varphi_r$  : Constante du couple électromagnétique La fonction de transfert en boucle

ouverte par rapport à la consigne est :

$$G_{b0} = K_v \frac{1+T_v}{p.T_v} \cdot \frac{1}{1+PT_v.P^2+2.P\varepsilon\omega_0+\omega_0^2} \cdot \frac{1}{1+PT_{vf}} \cdot \frac{K_t}{K_0+P.J} \quad (III.22)$$

et en boucle fermée :

$$G_{bf} = (1 + pT_{vf}) \frac{G_{bf}}{1+G_{bf}} \quad (III.23)$$

### III.10 Modélisation du L'onduleur MLI

L'onduleur est un convertisseur statique qui assure la transformation d'énergie d'une source continu en énergie alternative, comme le montre le schéma ci-dessous [33] :

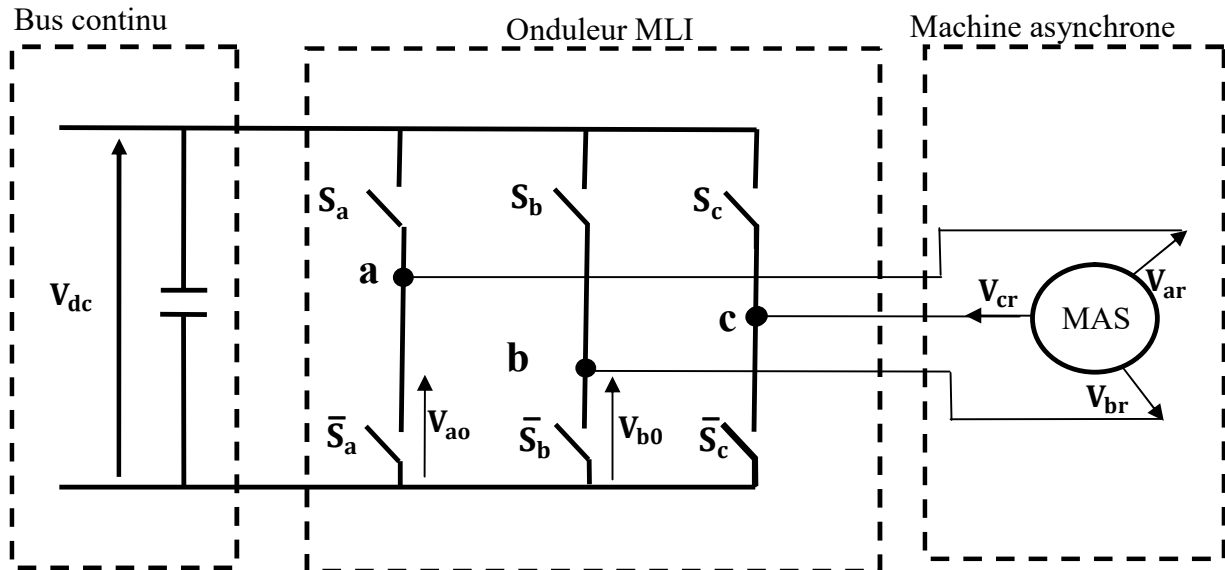


Figure III.8 : Schéma de l'onduleur MLI.

La matrice de connexion de l'onduleur est donnée par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

$$i_{dc} = S_a i_{sa} + S_b i_{sb} + S_c i_{sc} \quad (\text{III.25})$$

Avec :

$V_{ar}, V_{br}, V_{cr}$ : Tensions de références [V] ;

$V_{dc}$ : Tension de bus continu [V] ;

$I_{dc}$ : Courant moduler par le redresseur [A] ;

$S_a, S_b, S_c$ : Fonctions logiques correspondant à l'état de l'amorçage

### III.11 Simulation de la commande vectorielle de la MAS

Le schéma global de notre système est donné par la figure suivante :

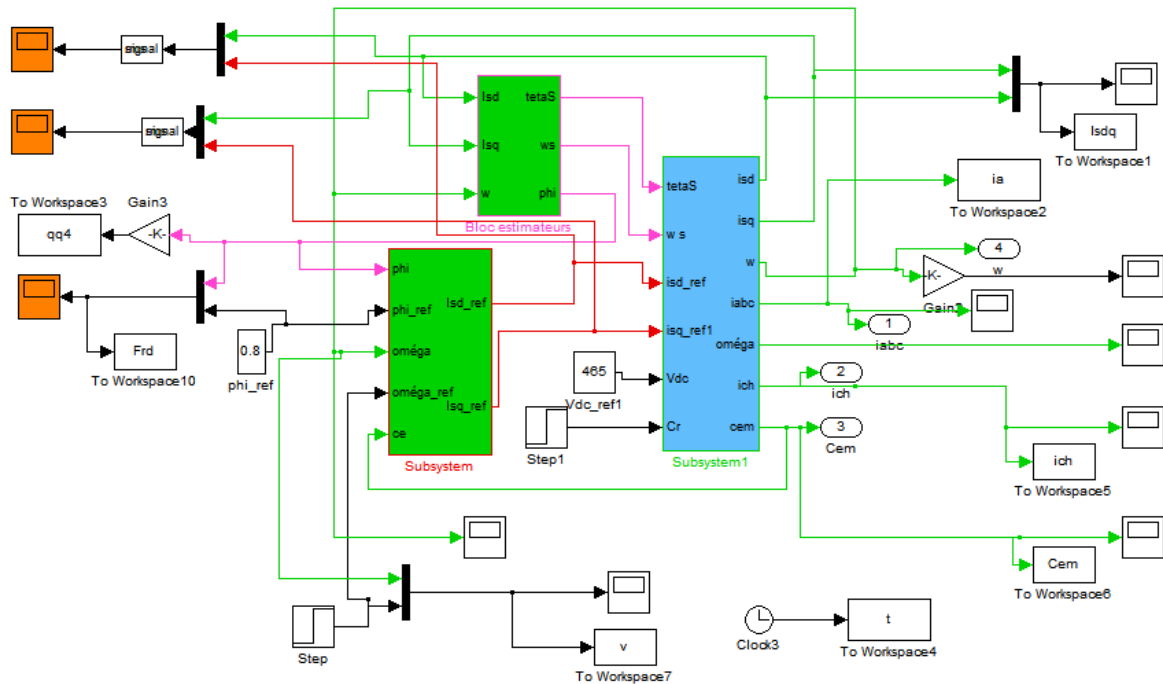


Figure III.9 : schéma bloc de la commande vectorielle de la MAS.

### III.12 Résulta de simulation

La machine commandée vectoriellement par orientation de flux rotorique, est mise en évidence par simulation numérique sous environnement *MATLAB/ SIMULINK*. Les figures montrent les performances de réglage lors d'un démarrage à vide suivi de l'application à l'entrée de commande un échelon de vitesse de 100(rad/s) et d'un couple de charge à  $t = 1s$  ( $C_r=20Nm$ ). On remarque que dans le fonctionnement à vide, la vitesse converge vers sa valeur de référence sans dépassement avec un temps de réponse égale à 0.4s. Après l'application de la charge on remarque que la vitesse présente une petite perturbation qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de référence sans erreur.

Le couple subit un pic aux premiers instants de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. On remarque que le courant  $I_{ds}$  reste constant et le courant  $I_{qs}$  suit l'allure du couple  $C_{em}$  ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple et que les composantes du flux rotorique obéissent au principe de la commande vectorielle.



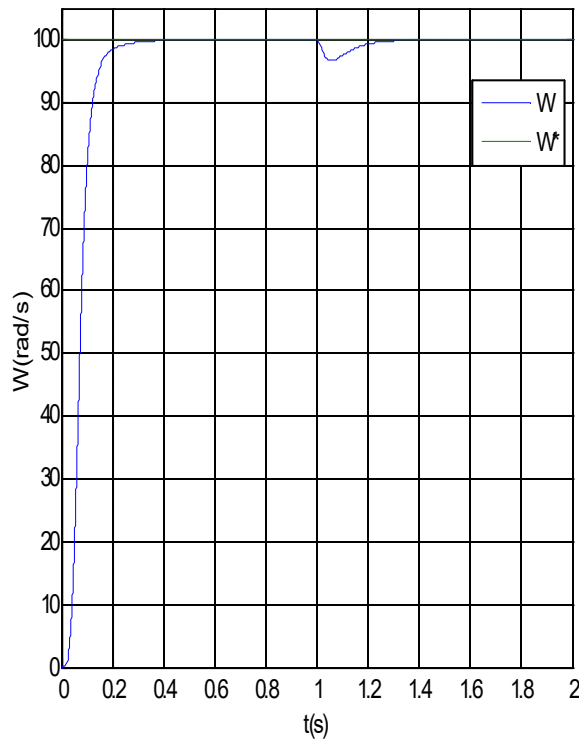


Figure III.10 : Vitesse de rotation

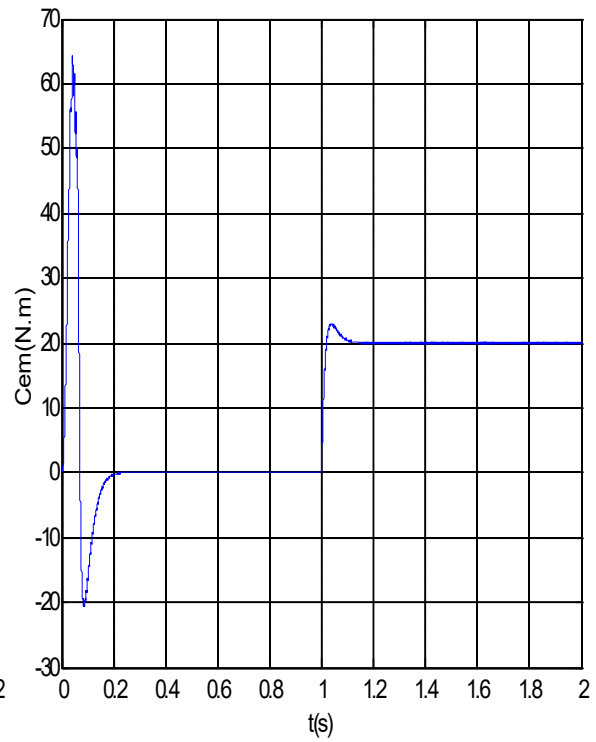


Figure III.11 : Couple électromagnétique

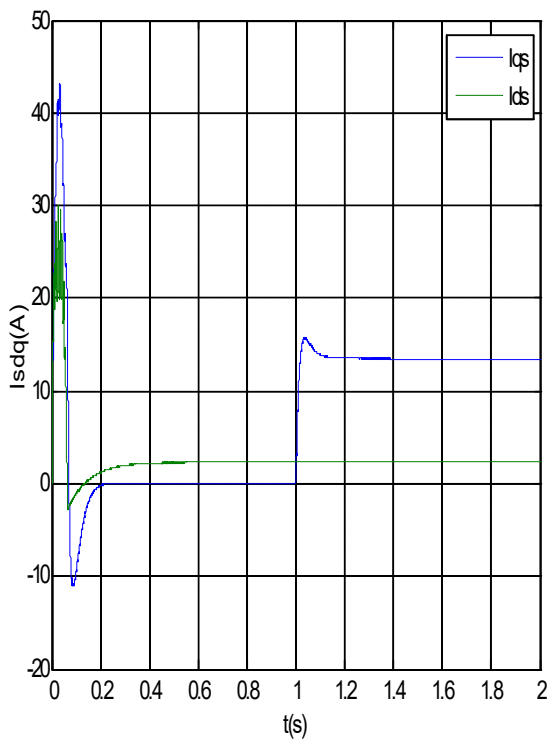


Figure III.12 : Courants statorique (dq)

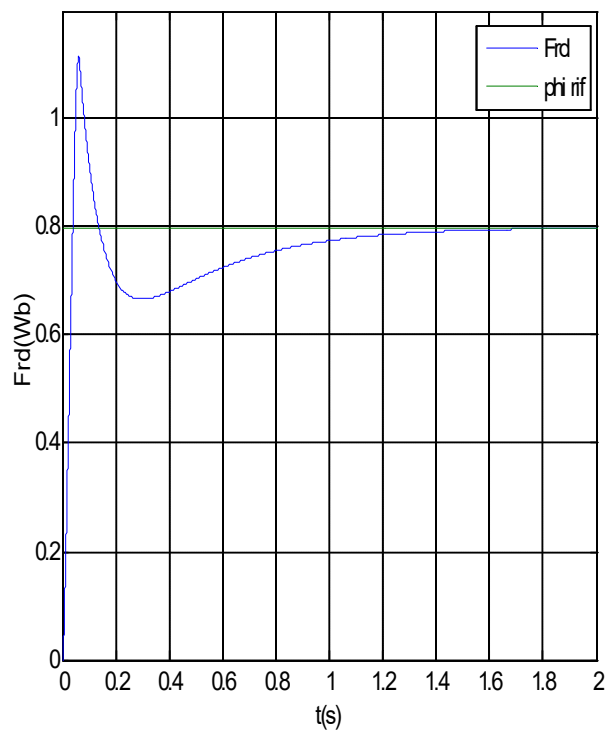


Figure III.13 : Flux rotorique

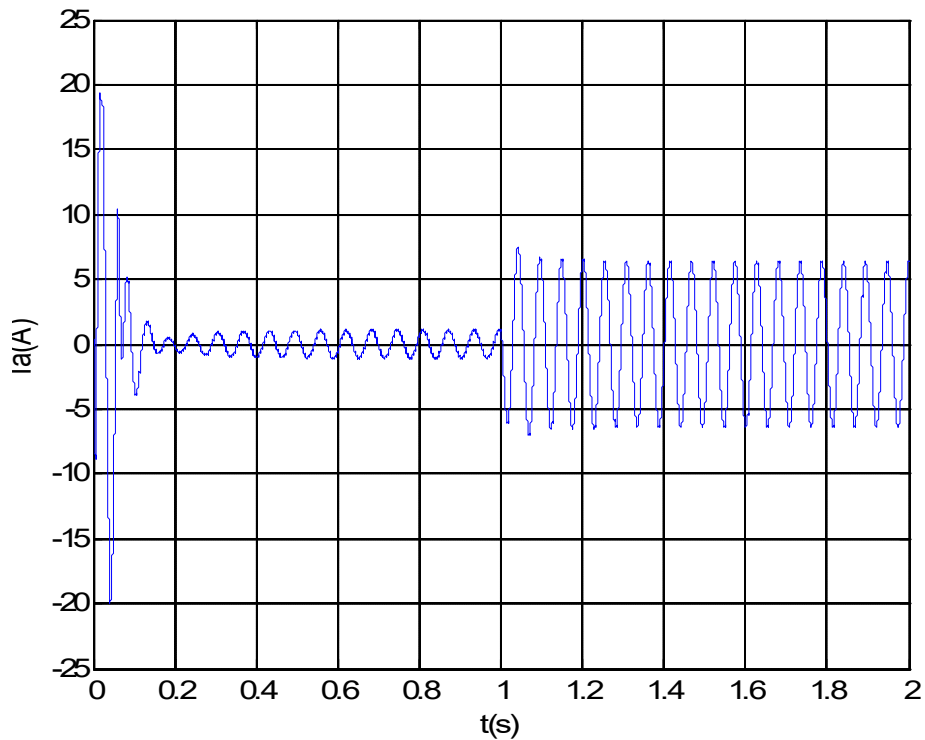


Figure III.14 : Courant statorique

### II.13 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone. Cette commande permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparée. L'utilisation du réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégral donne de bonnes performances.

Nous montrons en simulations les performances de la commande ; le découplage entre le flux et le couple est complètement assuré, le choix des régulateurs est justifié, à savoir, la rapidité de la réponse et son dépassement acceptable.

Les résultats de simulation obtenus montrent une bonne poursuite de la vitesse aux valeurs de références correspondantes, mais la réponse reste un peu perturbée.

Pour éviter ce problème, des régulateurs robustes ou des techniques adaptatives sont recommandées. D'où l'émergence des techniques de l'intelligence artificielle telle que la technique neuronale, les algorithmes génétiques et la logique floue, ce dernier fera l'objet du quatrième chapitre.



## IV.1 Introduction

La logique floue est une description mathématique d'un processus basée sur la théorie des ensembles flous, introduite en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, son but est, comme en automatique classique, de traiter des problèmes de commande de processus c'est-à-dire de gérer un processus en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui décrivent le processus, mais son approche est différente de celle de l'automatique classique. Elle se sert le plus souvent des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus [28].

Dans ce chapitre, nous présenterons les notions de base de la théorie de la logique floue, puis le principe de la conception d'un régulateur PI flou et un PI flou à gain flou adapté (adaptation de gain de sortie), pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone. Une étude comparative entre la commande vectorielle classique et celle basée sur la logique floue (classique et adaptative).

## IV.2 Historique

D'après quelques points de repère historique, on peut situer dans le temps le développement de la logique floue et ses applications.

**1965** : Le Prof. L. A. Zadeh de l'Université de Berkeley Californie pose les bases théoriques de la logique floue.

**1974** : Première application du réglage par la logique floue appliquée à une turbine à vapeur. Suivie en 1980 par une application sur un four à ciment, et en 1983 sur un épurateur d'eau.

**1985** : Premiers produits industriels Japonais utilisant le principe de la logique floue appliqué à des problèmes de réglage et de commande, développement de processeurs dédiés à des applications de réglage par la logique floue [29].

## IV.3 Pourquoi la logique floue ?

La plupart des problèmes auxquels sont confrontés les êtres humains sont modélisables mathématiquement, mais est-ce vraiment une manière de représenter la réalité ? Les problèmes en monde réel nécessitent parfois des informations exemple : « si le feu est rouge, si je suis proche du feu et si ma vitesse est moyenne, alors je freine doucement ».

Le fait d'apprécier les données de manières approximatives et imprécises et non de manières quantitatives est un raisonnement flou. Le cerveau humain fonctionne donc en logique flou [30].

#### IV.4 Principe De La Logique Floue

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une personne grande et une autre de grandeur moyenne. C'est à partir de ce genre de constatation que Zadeh a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes linguistiques du genre: zéro, grand, négatif, petit. Ces termes existent aussi dans les ensembles conventionnels. Cependant, ce qui différencie ces deux théories sur les ensembles provient des limites des ensembles. Dans les ensembles flous, il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors que dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance  $\mu$ ) [3].

#### IV.5 Les éléments de base de la logique floue

A l'inverse de la logique booléenne, la logique floue permet à une condition, d'être en un autre état que vrai au faux. Il y a plusieurs degrés de vérification d'une condition. Considérons par exemple la vitesse d'un véhicule sur une route nationale. La vitesse normale est de 90 km/h. une vitesse peut être considérée comme élevée au dessus de 100 Km/h, et comme pas du tout élevée en dessous de 80 Km/h. la logique booléenne envisagerait. Les choses de la manière suivante [3]:

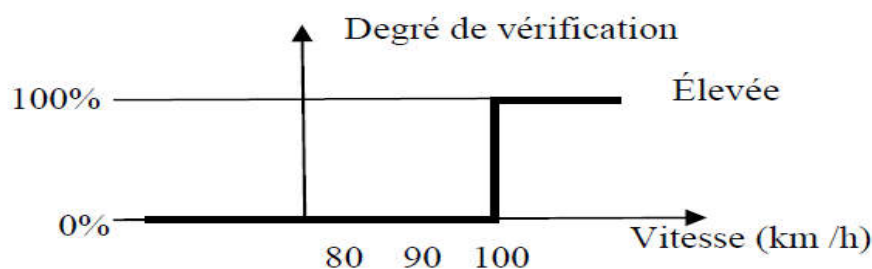
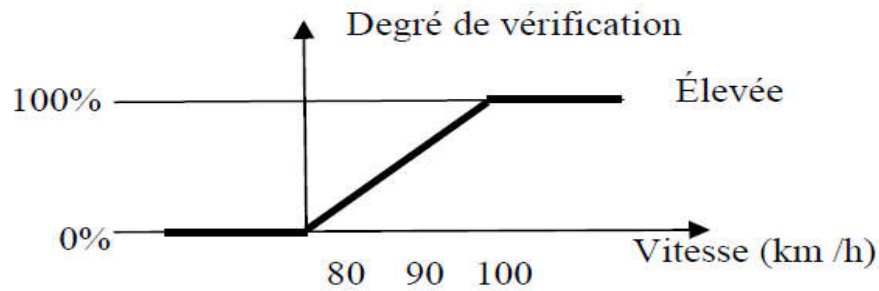


Figure IV.1 : Niveaux d'appartenance en logique booléenne.

La vitesse est considérée à 100% comme élevée à partir de 100 Km/h, et 0% en dessous. La logique floue, à l'inverse, permet des degrés de vérification de la condition " la vitesse est elle élevée".



**Figure IV.2 :** Niveaux d'appartenance en logique floue.

La vitesse est considérée comme pas du tout élevée en dessous de 80 Km/h. on peut donc dire qu'en dessous de 80 Km/h, la vitesse est élevée à 0%. Elle est considérée comme élevée au dessus de 100 Km/h, elle est donc élevée à 100% au dessus de 100 Km/h [3].

#### IV.5.1 Différente Formes Des Fonctions D'appartenances

La fonction d'appartenance  $\mu$  comprise entre 0 et 1 est associée au sous ensemble  $E1$  de  $T(x)$  et à la variable  $x$ , dont l'ensemble des valeurs possibles est  $T(x)$ . Elle s'appelle aussi, degré d'appartenance ou coefficient d'appartenance ou degré de possibilité, qui est la possibilité que la variable  $u$  ait la qualité associée au sous ensemble  $E1$ . Elle est utilisée pour le traitement mathématique des variables linguistiques dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur. Ils existent plusieurs formes de la fonction d'appartenance dont ces fonctions sont les suivantes [3] :

a) fonction triangulaire

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{a-b} & \text{si } a < x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

b) fonction d'appartenance trapézoïdale :

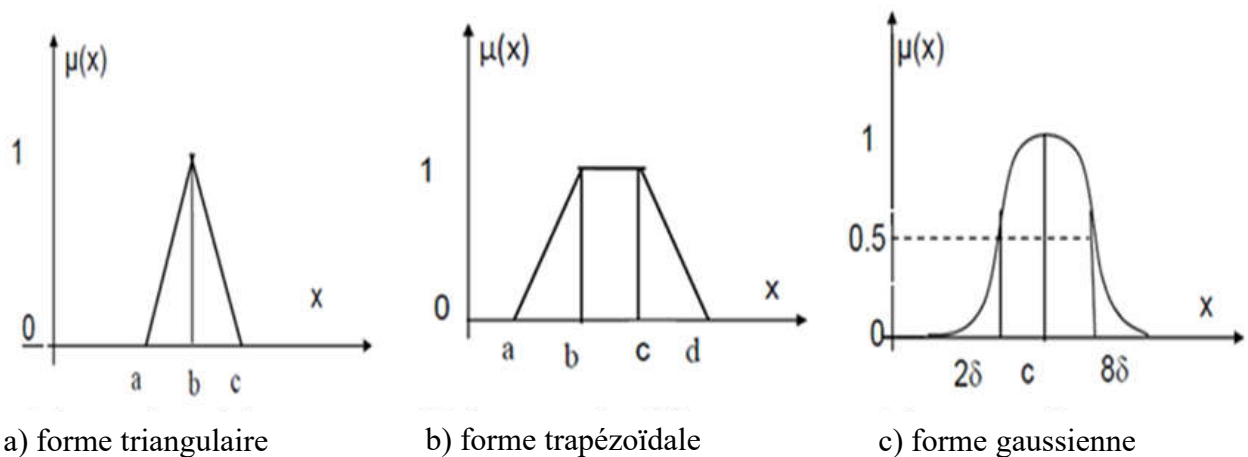
$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{a-b} & \text{si } a < x \leq b \\ 1 & \text{si } b < x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

c) fonction d'appartenance gaussienne :

$$\mu(x) = \exp \left[ - \left( \frac{x-m}{\delta} \right)^2 \right] \quad (\text{IV.3})$$

Avec  $-\infty < x \leq +\infty$

La figure (IV.3) représente les formes de ces trois types de fonction d'appartenance.



**Figure IV.3 :** Différentes formes de la fonction d'appartenance.

#### IV.5.2 Intervalles D'inférence

Un intervalle flou est une quantité floue convexe. Les intervalles flous définissent le nombre de variables floues associées à une grandeur d'entrée. Pour l'exemple de la vitesse, on aurait pu définir cinq intervalles. D'une façon générale, les sous-ensembles flous sont caractérisés à l'aide de symboles tels que ceux présentés dans le tableau [3].

symbole	Signification
NG	Négatif grand
NM	Négatif moyen
EZ	Environ zéro
PM	Positif moyen
PG	Positif grand
PP	Positif petit
NP	Négatif petit

**Tableau IV.1 :** Symbole de cinq intervalles ou sous ensembles flous.

Un nombre de valeurs linguistiques supérieures à sept n'apporte en générale aucune amélioration du comportement dynamique du réglage. Par contre, un tel choix compliquerait la fonction des règles d'inférences.

### IV.5.3 Variables linguistiques

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

$X$  : le nom de variable

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

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

$T$  (vitesses) = (lente, moyenne, rapide, ...).

Ou chaque terme dans  $T$  (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans l'univers de discours  $U = [0,120]$  par exemple. Pour les vitesses inférieures ou égales à 40 intervient la variable linguistique (lente), et pour les vitesses supérieures ou égales à 70 intervient la variable linguistique (rapide). Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur cette figure [3] :

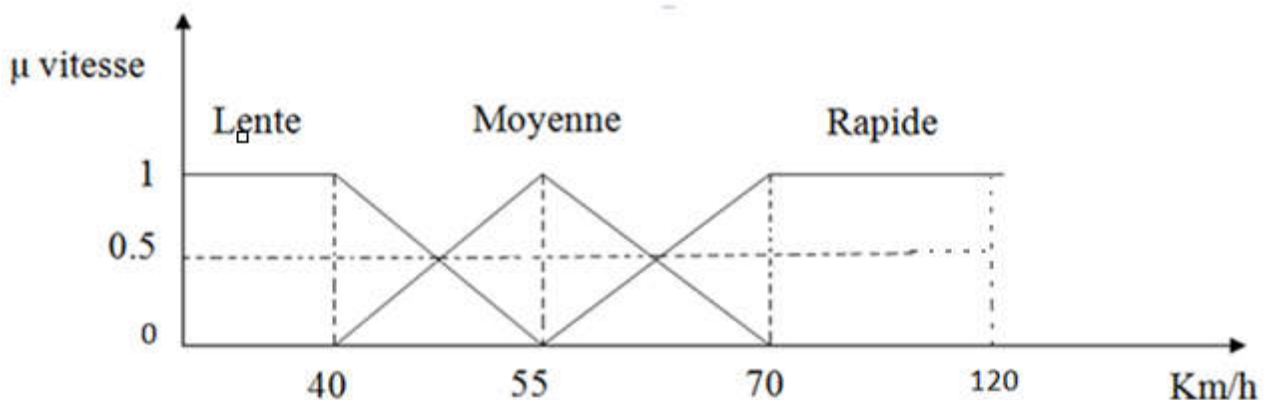


Figure IV.4 : Représentation des variables linguistiques.

### IV.5.4 Opérateurs De La Logique Floue

Puisque les fonctions caractéristiques des ensembles flous sont graduelles. L'extension de certains opérateurs définis sur les ensembles de la logique classique aux cas des ensembles floue pose certaines difficultés. Donc, il n'est possible d'appliquer directement la logique booléenne qui manipule des ensembles à fonction caractéristiques binaires (0 et 1). Pour pallier à ce problème, sont introduites quelques définitions d'outils nécessaires au traitement des ensembles flous. Il existe plusieurs lois de composition des différents opérateurs de la logique floue, mais les plus couramment utilisées sont les suivants [3] :

**Cas de l'opérateur ET** : il est réalisé par plusieurs méthodes tel que le maximum ou le produit des deux degrés d'appartenance  $\mu(x_1)$  et  $\mu(x_2)$  aux deux ensembles flous en question soit :

$$\mu(x_1, x_2) = \mu_{1i}(x_1)\mu_{2j}(x_2) \quad (\text{IV.4})$$



**Cas de l'opérateur *OU*** : la réalisation de cet opérateur se fait par exemple par le calcul du maximum ou par la formation de la moyenne arithmétique des deux degrés d'appartenance  $\mu_{1i}(x_1)$  et  $\mu_{2j}(x_2)$  aux deux ensembles flous  $i$  et  $j$  de  $x_1$  et  $x_2$  respectivement, c'est-à-dire

$$\mu(x_1, x_2) = \frac{1}{2}(\mu_{1i}(x_1) + \mu_{2j}(x_2)) \quad (\text{IV.5})$$

**Cas de l'opérateur *ALORS*** : cet opérateur permet d'évaluer le degré de vérité des propositions floues, il est réalisé par plusieurs méthodes tel que le produit des deux fonctions d'appartenance  $\mu_{1i}(x_1)$  et  $\mu_{2j}(x_2)$  des deux ensembles flous  $i$  et  $j$  de  $x_1$  et  $x_2$  respectivement, c'est-à-dire

$$\mu(x_1, x_2) = \mu_{1i}(x_1)\mu_{2j}(x_2) \quad (\text{IV.6})$$

Les opérations minimum et maximum présentent l'avantage de la simplicité des calculs, par contre, elles privilégient l'une des deux variables. Les opérations de produit et valeur moyenne sont plus complexes à calculer mais elles produisent un résultat qui tient compte des valeurs de deux variables

#### IV.6 Système floue

A partir des données réelles, l'objectif de la logique floue est de travailler dans l'univers flou pour modéliser au mieux les comportements humains face à certains problèmes. La logique floue devra néanmoins repasser dans l'univers des réels pour répondre à ces problèmes. Le mécanisme de la logique floue s'articule autour de trois grandes étapes : la fuzzification, l'inférence floue et la défuzzification. Afin d'illustrer au mieux cette nouvelle partie, nous mettons en place le raisonnement flou pour le calcul d'une note d'un élève qui vient de faire un exposé, et il est jugé sur la méthode et la présentation. Au lieu d'appliquer des coefficients pour trouver sa note globale, nous appliquons la logique floue [30].

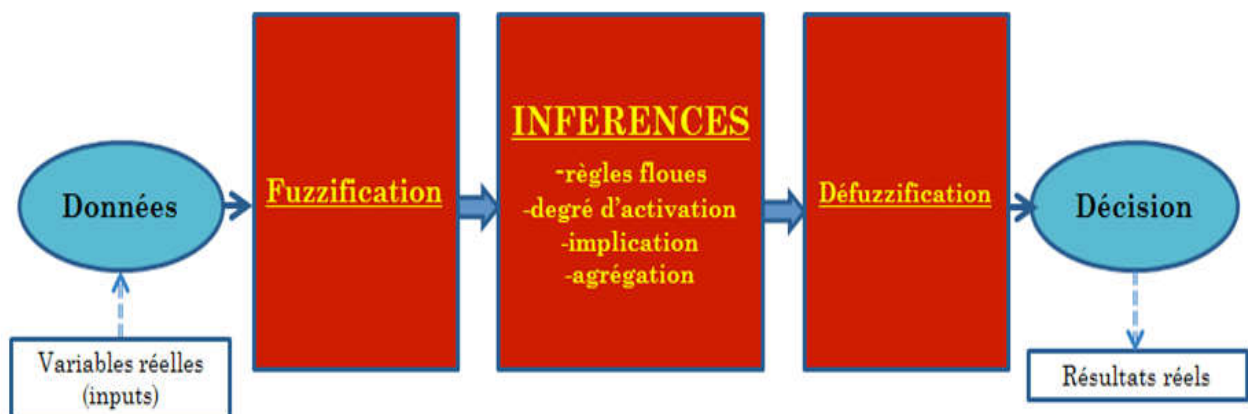


Figure IV.5 : Le raisonnement flou.

### IV.6.1 La fuzzification

La fuzzification ou l'interface avec le flou, établit une représentation adéquate des connaissances. L'opération de fuzzification permet d'assurer le passage des grandeurs physiques d'entrée du système en variables linguistiques qui peuvent être traitées par les inférences [31].

#### Comment fuzzifier ?

- Déterminer les variables floues d'entrée et de sortie du modèle
- Déterminer pour chacune de ces variables leurs ensembles flous associés (plusieurs ensembles flou par variable) ainsi que leur univers de discours
- Déterminer la fonction d'appartenance de chacun des ensembles flous [30].

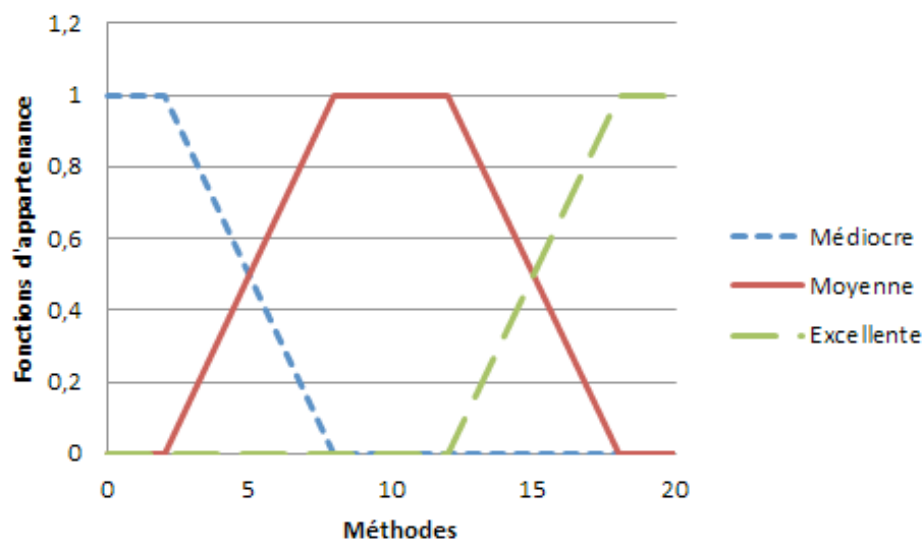


Figure IV.6 : Fonction d'appartenance de variable « Méthode ».

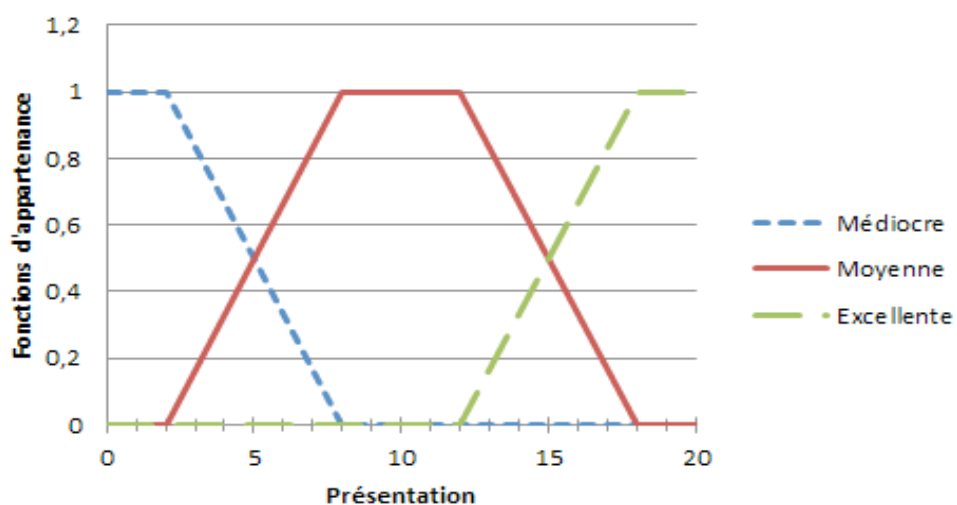


Figure IV.7 : Fonction d'appartenance de variable «Présentation».

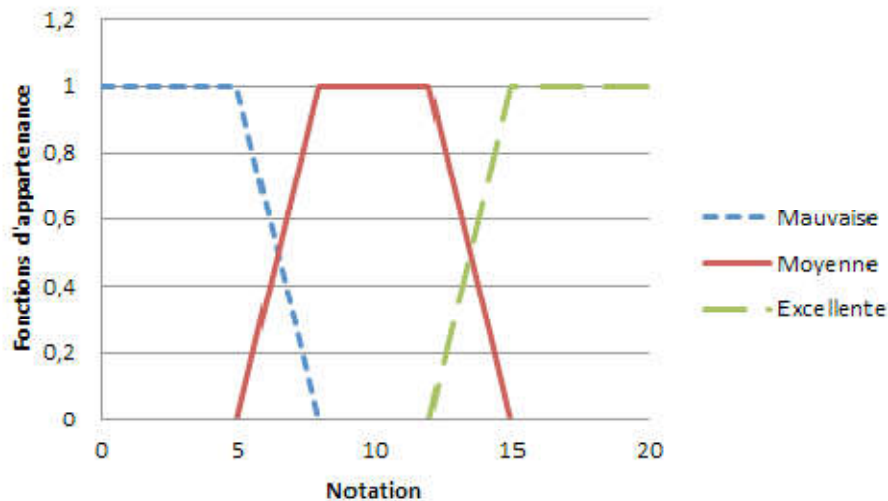


Figure IV.8 : Fonction d'appartenance de variable «Notation».

### IV.6.2 L'inférence floue

L'objectif de l'inférence floue est de construire des règles de décisions et de trouver pour chacune d'elle la fonction d'appartenance de la conclusion. Il faudra alors agréger les fonctions d'appartenance des conclusions de chaque règle pour obtenir la fonction d'appartenance de la conclusion finale.

Il y a quatre étapes à suivre lors de l'inférence floue [30].

#### a) Déterminer la matrice de décision

Pour notre exemple, nous avons construit la matrice de décision suivante :

notation	Méthode		
Présentation	médiocre	moyenne	Excellente
Médiocre	mauvaise	mauvaise	Moyenne
moyenne	mauvaise	moyenne	Excellente
excellente	moyenne	excellente	Excellente

Tableaux IV.2 : Matrice de décision pour le choix de la notation

Cette matrice se lit de la manière suivante :

SI la présentation est moyenne ET la méthode excellente ALORS la notation sera excellente

SI la présentation est médiocre ET la méthode moyenne ALORS la notation sera mauvaise

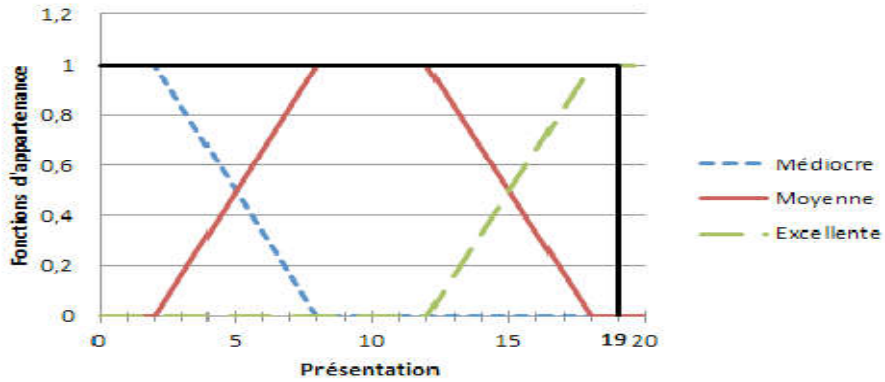


Figure IV.9 : Fonction d'appartenance de variable « présentation ».

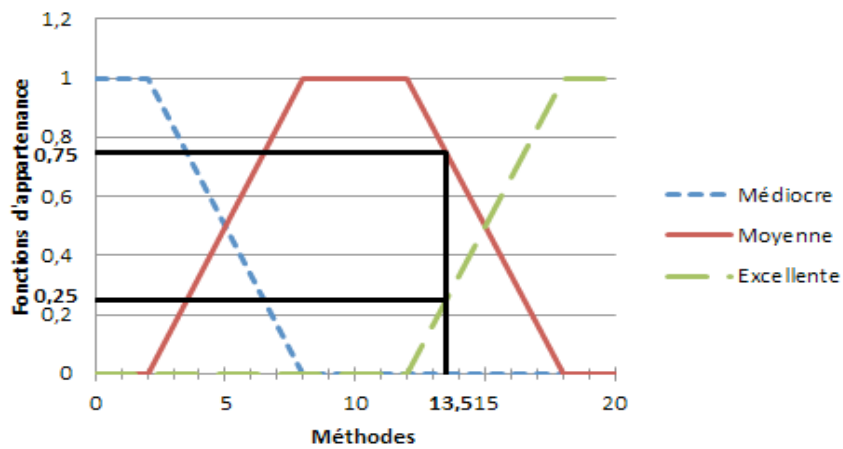


Figure IV.10 : Fonction d'appartenance de variable « Méthode ».

Nous notons  $R_i$  la règle de décision numéro  $i$  et  $N$  le nombre de règles déclenchées par  $x_0$  qui est le couple (note présentation, note méthode), si nous prenons comme exemple, un élève ayant eu 19 à sa présentation et 13.5 pour sa Méthode :  $x_0 = (19, 13.5)$ . Regardons à quels ensembles appartient cet élève. La présentation de notre élève est donc 1 excellente. Cependant, sa méthode est à 0.75 moyenne et 0.25 excellente. De tels résultats déclenchent alors deux règles de décisions  $R_1$  et  $R_2$ .

**R1** : SI la présentation est  $\begin{pmatrix} \text{excellente} \\ (1) \end{pmatrix}$  ET la méthode  $\begin{pmatrix} \text{moyenne} \\ (0.75) \end{pmatrix}$  ALORS la notation est  $\begin{pmatrix} \text{excellente} \\ (0.75) \end{pmatrix}$ .

**R2** : SI la présentation est  $\begin{pmatrix} \text{excellente} \\ (1) \end{pmatrix}$  ET la méthode  $\begin{pmatrix} \text{excellente} \\ (0.25) \end{pmatrix}$  ALORS la notation est  $\begin{pmatrix} \text{excellente} \\ (0.25) \end{pmatrix}$ .

### b) Calculer le degré d'activation de chaque règle (l'activation)

Chaque règle de décision est composée d'une proposition et d'une conclusion, le tout formant une implication. Le niveau de vérité de la proposition est appelé le degré d'activation. Plus le degré d'activation est élevé, plus la proposition est vraie et donc plus la règle déclenchée est pertinente.

Dans notre exemple, les liaisons entre les prémisses sont des « ET » logique. Pour trouver le degré d'activation il va donc falloir utiliser l'opérateur « MIN », et ce pour chaque règle de décision déclenchée :

- R1 :  $\text{MIN}(1, 0.75) = 0.75$  est le degré d'activation de R1. La proposition de R1 est vraie à 0.75.
- R2 :  $\text{MIN}(1, 0.25) = 0.25$  est le degré d'activation de R2. La proposition de R2 est vraie à 0.25.

### c) Rechercher la fonction d'appartenance pour la conclusion de chaque règle

#### • La méthode de Mamdani

$$\mu_{\text{conclusion}^i R_i}(y) = \text{MIN}_y(\mu_{R_i}(x_0), \mu_{\text{conclusion}^i R_i}(y)) \quad (\text{IV.7})$$

Avec  $\mu_{R_i}(x_0)$ , le degré d'activation de la règle  $R_i$ ,  $\mu_{\text{conclusion}^i R_i}(y)$ , la fonction d'appartenance de l'ensemble flou de sortie en fonction de la règle de décision et  $\mu_{\text{conclusion}^i R_i}(y)$  la fonction d'appartenance de la conclusion de la règle floue  $R_i$ .

Dans notre exemple, nous avons :  $\mu_{\text{conclusion}^1 R_1}(y) = \text{excellente}(y)$ , la fonction d'appartenance de l'ensemble flou « notation excellente ».

Afin d'illustrer l'implication, regardons l'implication de Mamdani pour la première règle de décisions de notre exemple ( $R_1$ ). Nous avons vu que pour  $R_1$ ,  $\mu_{R_1}(x_0) = 0.75$ . La fonction d'appartenance de conclusion pour  $R_1$  a pour équation :

$$\mu_{\text{Excellente}^1 R_1}(y) = \text{MIN}_y(0.75, \mu_{\text{Excellente}^1 R_1}(y)) \quad (\text{IV.8})$$

Nous avons donné l'exemple pour  $R_1$  mais il faut bien évidemment faire la même chose pour toutes les règles de décisions déclenchées par nos données.

A ce stade, nous connaissons toutes les fonctions d'appartenance des conclusions des déclenchées par nos inputs. Il ne reste plus qu'à choisir la conclusion finale a adopté [30].

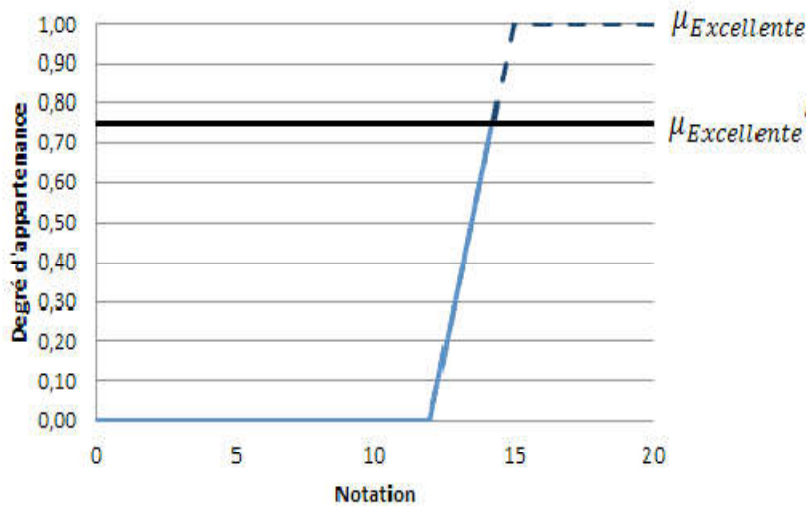


Figure IV.11 : Fonction d'appartenance de la conclusion de la règle R1

**d) Rechercher la fonction d'appartenance résultante globale : l'agrégation**

$$\mu_{FINALE}(y) = \text{MAX}_y (\mu_{\text{conclusion} Ri}(y)) \quad \forall 1 \leq i \leq N \tag{IV.9}$$

Si nous continuons avec notre exemple et avec l'implication de Mamdani pour les règles de décisions, nous obtenons la fonction de conclusion finale en prenant le maximum des fonctions d'appartenance de conclusion de chaque règle.

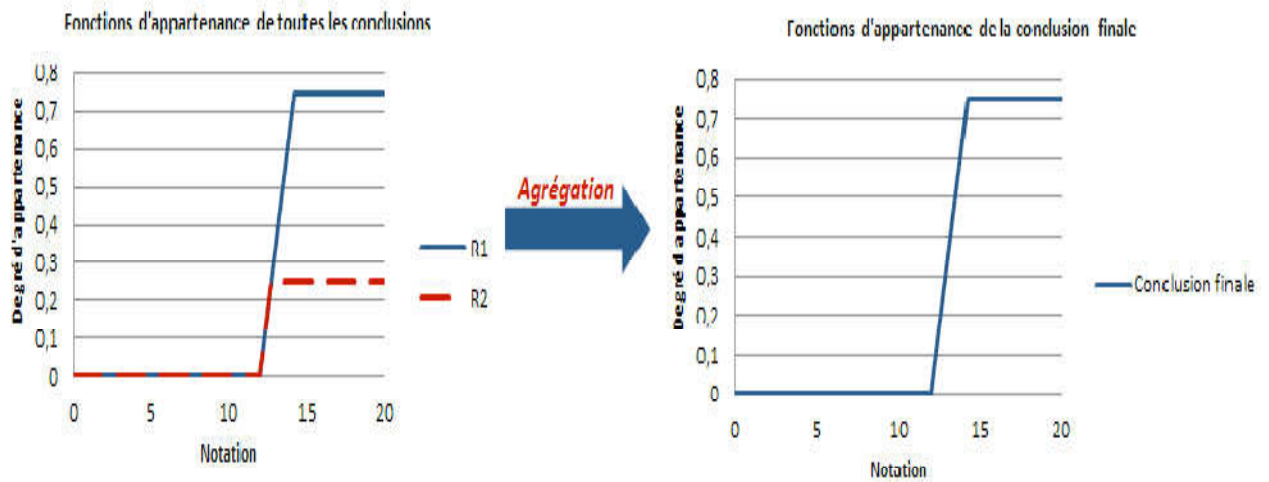


Figure IV.12 : Agrégation après implication de type Mamdani.

**IV.6.3 La défuzzification**

Cette dernière étape permet de repasser du monde flou au monde réel, Différentes méthodes sont applicables lors de cette étape : la méthode du centre de gravité (COG : center of gravity) qui consiste à prendre pour décision l'abscisse du centre de gravité de la surface sous la fonction d'appartenance de conclusion finale [30].

**a. Méthode du centre de gravité (COG)**

$$x_G = \frac{\int ux_{\mu(x)}dx}{\int u\mu(x)dx} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i\mu(x_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(x_i)} \tag{IV.10}$$

Avec :  $\mu(x_i)$  : Le degré d'activation et  $x_i$  La règle pour les données  $x_0$

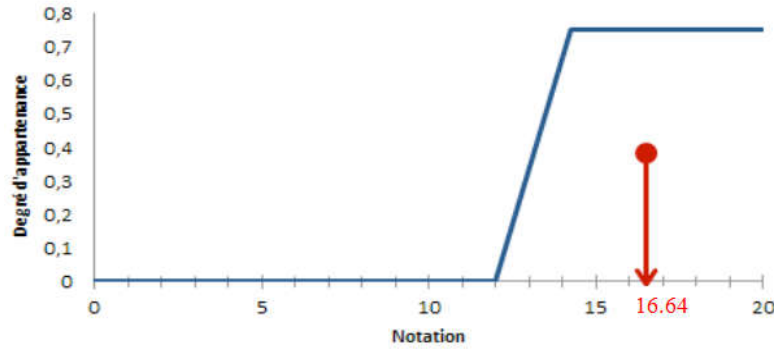


Figure IV.13 : La méthode du centre de gravité.

**IV.7 Application de la logique floue à la commande de la MAS**

**IV .7.1 Commande à gain non adaptative floue**

Dans cette partie, nous allons nous intéresser au remplacement du régulateur classique de vitesse du schéma de commande vectorielle précédent par un régulateur flou.

La figure(IV.13), montre la structure générale d'un contrôleur flou à gain non adaptatif utilisant le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie. On distingue trois parties :

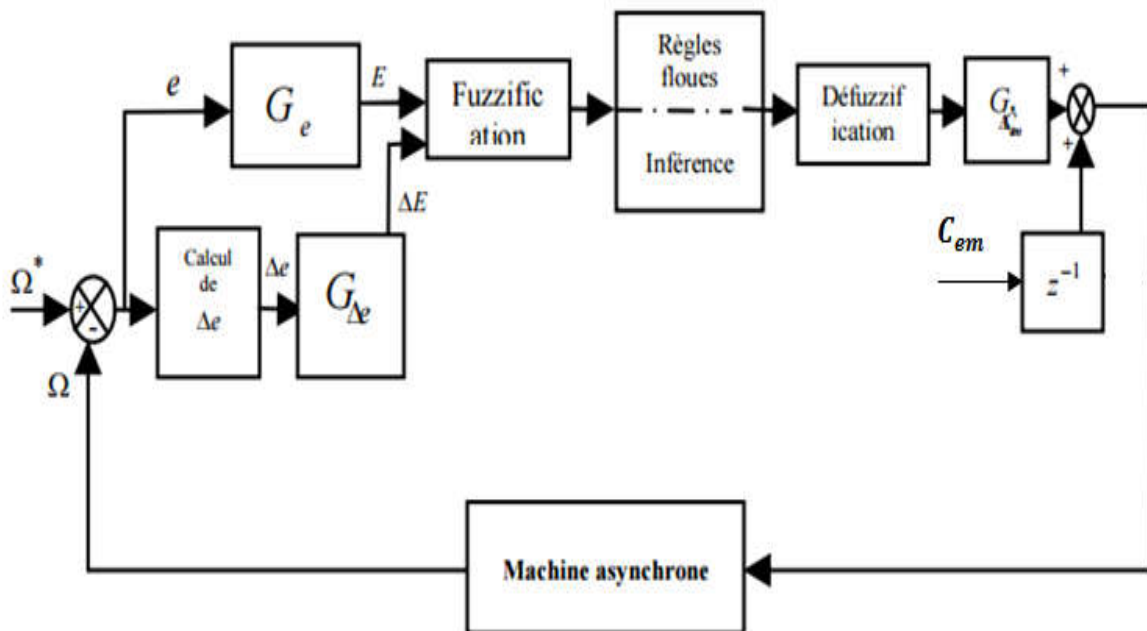


Figure IV.14 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse à gain de commande fixe.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation [36]:

- L'erreur de vitesse notée « e » est définie par :

$$e = \Omega^* - \Omega \quad (\text{IV.11})$$

- La variation de l'erreur de vitesse  $\Delta e$  est définie par :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(k+1) - e(k) \quad (\text{IV.12})$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée  $\Delta C_{em}^*$ .

La sortie du contrôleur flou est la loi de commande, elle est fonction de l'erreur et de sa variation  $C = f(e, \Delta e)$ . Pour un régulateur flou type PI, l'action de commande C sera considérée comme une variation de commande, donc, l'action à un moment  $k + 1$  sera l'action précédente à l'instant  $k$  plus une proportion de la variation de commande comme le montre l'équation (IV.13) :

$$C_{em}^*(K+1) = C_{em}^*(K) + G_{\Delta C_{em}^*} \cdot \Delta C_{em}^* \quad (\text{IV.13})$$

Avec :

$G_{\Delta C_{em}^*}$  : Gain associé à la commande  $C_{em}^*(K+1)$ , en général choisi faible pour assurer la stabilité du système.

$\Delta C_{em}^*$  : La variation du couple de commande.

#### IV.7.2 Les entrées floues

Dans notre système on a deux entrées et une seule sortie (figure IV.15):

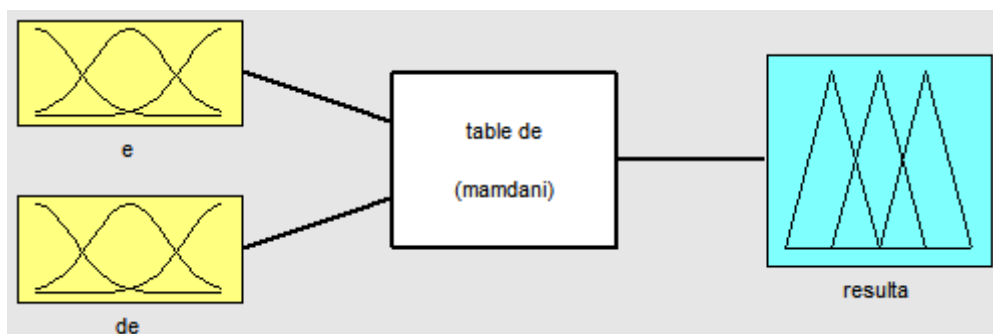


Figure IV.15 : création d'entrées et sortie.



### IV.7.3 Les fonctions d'appartenance

Les fonctions d'appartenance des entrées ( $e$ ), ( $\Delta e$ ) et de la sortie ( $\Delta C_{em}$ ) sont choisies identiques de formes triangulaires avec sept classe et sont définies sur l'intervalle  $[-1, 1]$  comme le montre la figure (IV.16)

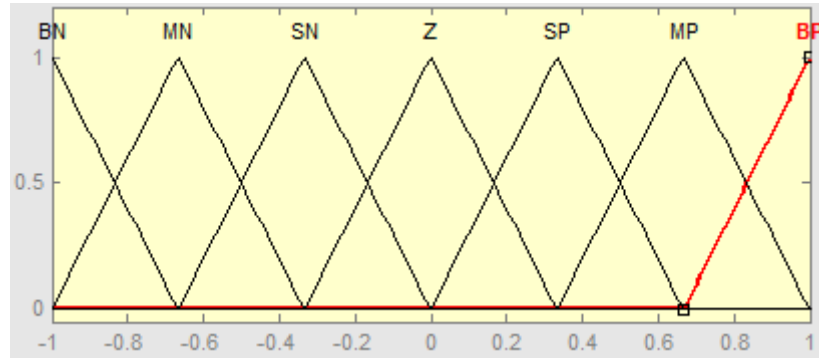


Figure IV.16 : Fonctions d'appartenance du contrôleur flou (entrées, sorties).

### IV.7.4 Les règles d'inférence

Le tableau (IV.3), montre la table des règles du contrôleur flou relative au système ou toutes les entrées de la matrice sont:

Les ensembles flous de l'erreur ( $e$ ) et la dérivé de l'erreur ( $de$ ). La sortie de cette table est nommée résultat.

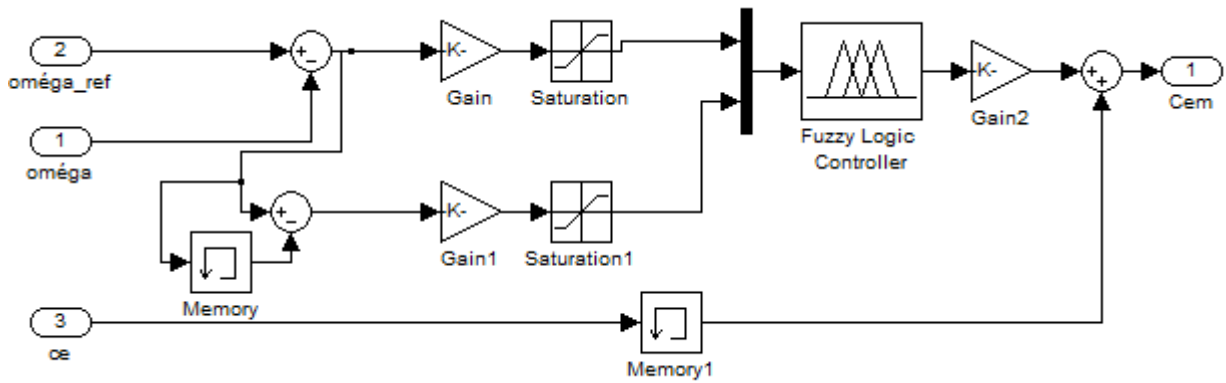
Erreur( $e$ )	La dérivé d'erreur ( $de$ )						
	BN	MN	SN	Z	SP	MP	BP
BN	BN	BN	BN	BN	MN	SN	Z
MN	BN	BN	BN	MN	SN	Z	SP
SN	BN	BN	MN	SN	Z	SP	MP
Z	BN	MN	SN	Z	SP	MP	BP
SP	MN	SN	Z	SP	MP	BP	BP
MP	SN	Z	SP	MP	BP	BP	BP
BP	Z	SP	MP	BP	BP	BP	BP

Tableau IV.3 : Règles floues relatives au contrôleur flou.

Avec

**NB** pour négatif grand, **NM** négatif moyen, **NS** pour négatif petit, **Z** zéro, **PS** pour positif petit, **PM** pour positif moyen, et **PB** pour positif grand.

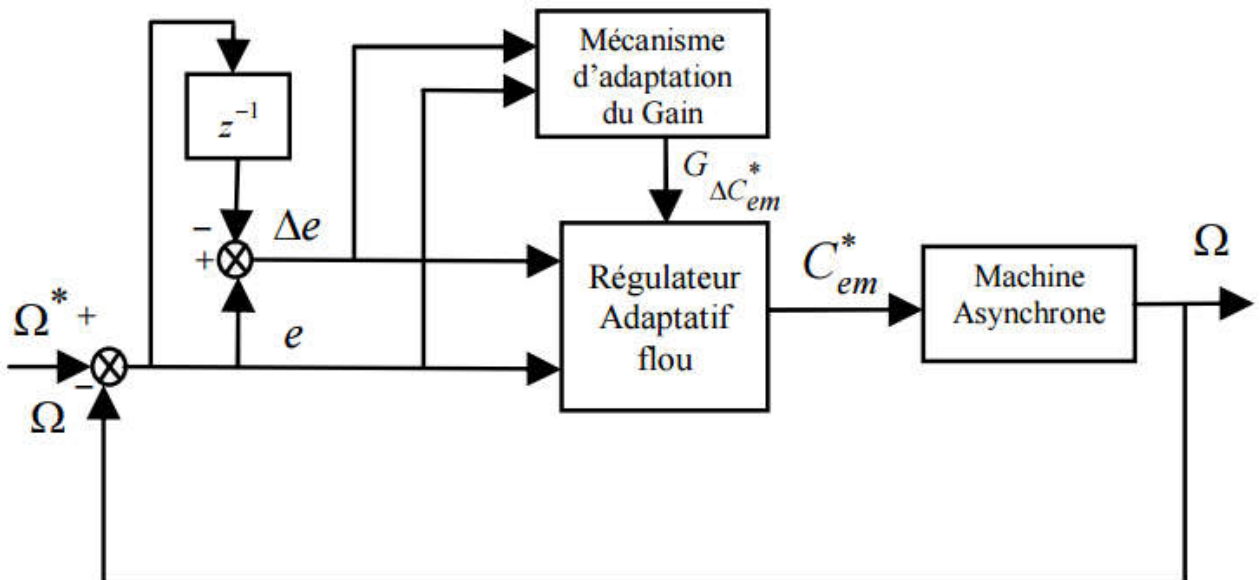
**IV.7.5 Simulation de régulateur flou**



**Figure IV.17:** Schéma bloc d'un régulateur flou de vitesse.

**IV.8 Commande floue adaptative**

Un régulateur flou adaptatif est un régulateur dont les paramètres changent au cours du temps. Dans notre cas le gain de commande sera adapté suivant l'état actuel de la machine asynchrone. La figure(IV.18), montre le schéma synoptique de ce régulateur dans lequel l'adaptation du gain est assurée par un mécanisme d'ajustement du gain. Notre objectif ici est d'adapter seulement le gain de sortie en prenant des gains d'entrées fixes dans le but d'obtenir de meilleures performances en commande. Notons que dans la première étude faites sur le contrôle flou, le gain associé à la variation de commande ( $G_{\Delta C_{em}^*}$ ) était pris constant. Cette valeur du gain est prise aussi faible que possible pour éviter le problème d'instabilité [37] [38].



**Figure IV.18 :** Structure générale d'un régulateur flou adaptative.

### IV.8.1 Simulation de régulateur flou

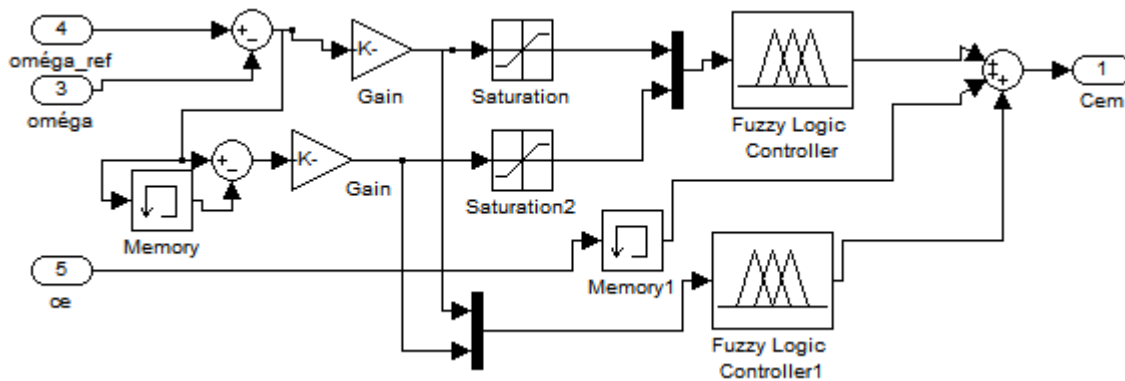


Figure IV.19: Schéma bloc d'un régulateur flou adaptatif de vitesse.

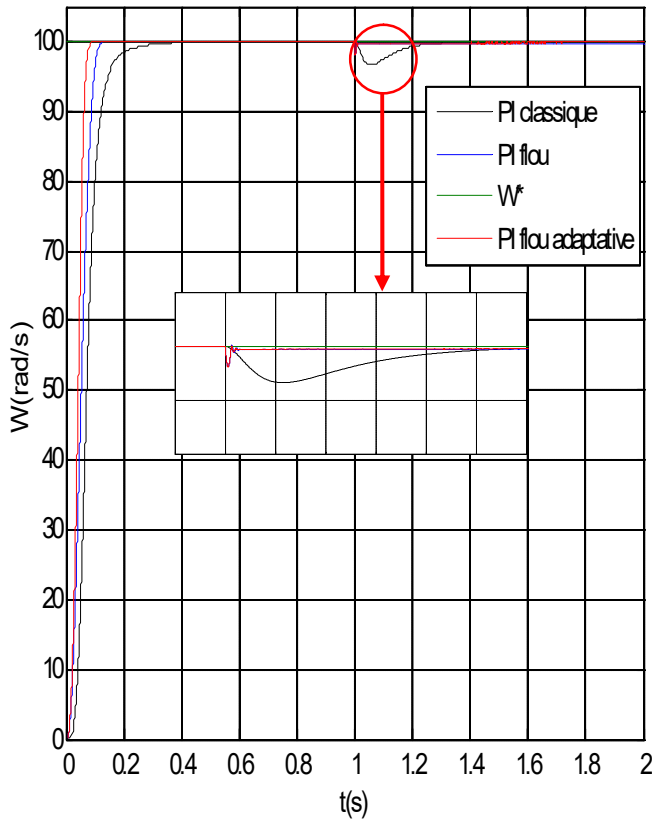
## IV.9 Etude comparative entre les techniques de commandes appliquées à la MAS

Afin d'avoir une meilleure précision des résultats obtenus, il est judicieux d'effectuer une comparaison entre les différentes commandes ainsi élaborées, cette étape constitue un aide important pour le choix du type de commande selon les résultats obtenus et les performances apportées par chacune. Dans cette étape nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques et statiques pour les trois types de commande ; commande vectorielle avec : PI classique, PI flou et PI flou a gain adaptatif ; cela conduit à prévoir, à priori les avantages et les inconvénients à l'emploi de telle ou telle méthode de contrôle ; du point de vue automatique, la meilleure sera celle qui répond aux exigences telles que [3] :

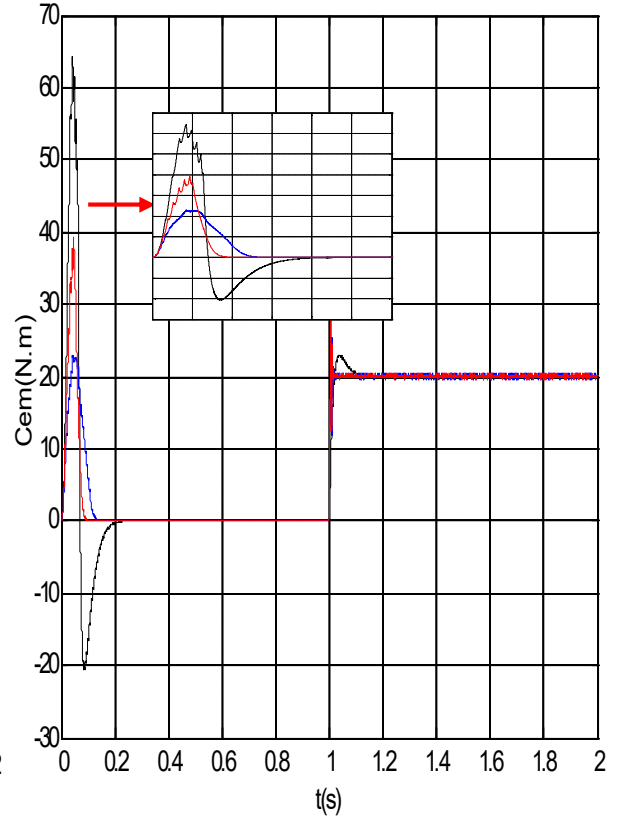
- Meilleure réponse.
- Meilleure poursuite des consignes contrôlées (vitesse).
- Meilleure rejection des perturbations.

**IV.9.1 Résultante de simulation**

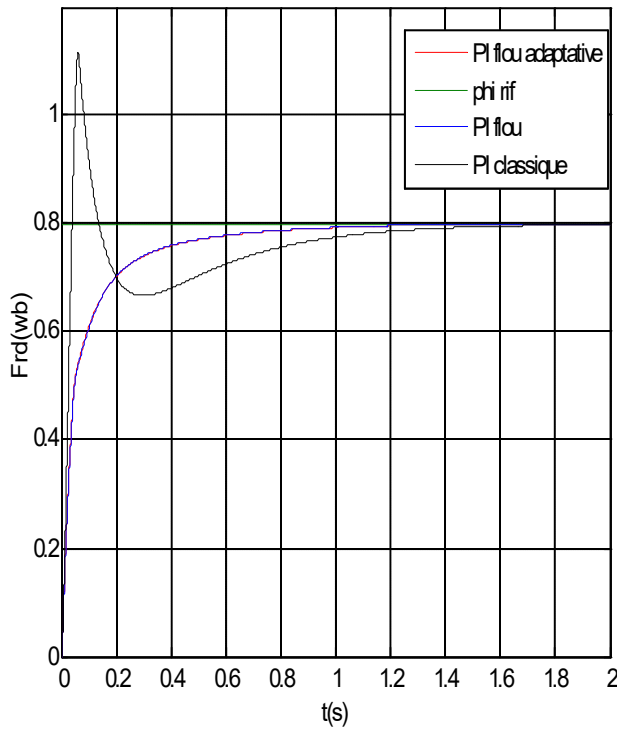
La machine est initialement en vide puis on applique un couple résistif ( $C_r=20 \text{ N.m}$ ) à  $t=1\text{s}$ , la vitesse de référence a été fixé à  $100 \text{ rad/s}$ .



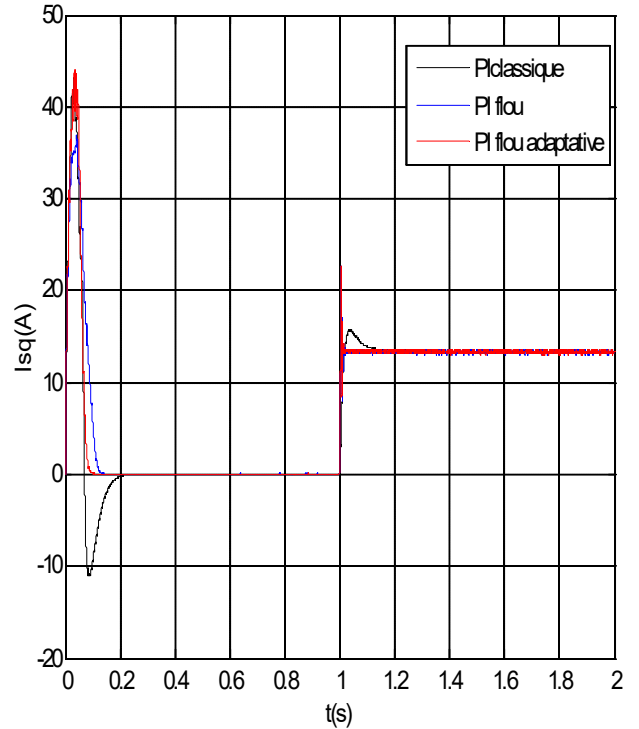
**Figure IV.20:** Vitesse de rotation



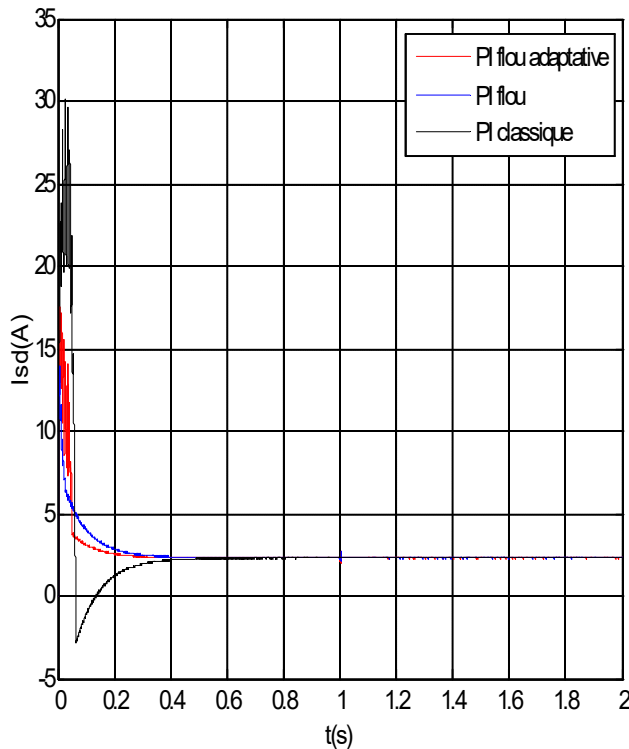
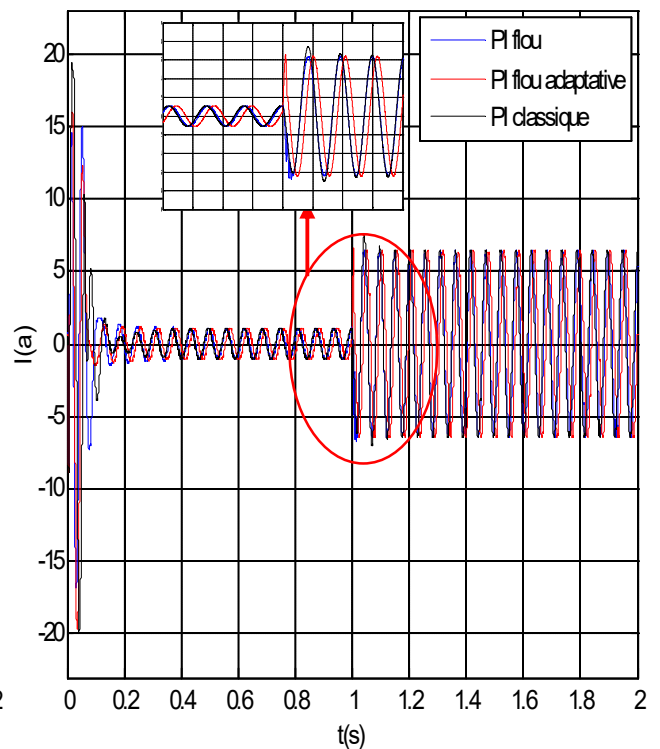
**Figure IV.21:** Couple électromagnétique



**Figure IV.22:** Flux rotorique (frd)



**Figure IV.23:** Courant statorique (isq)

Figure IV.24: Courant statorique ( $I_{sd}$ )Figure IV.25: Courant statorique ( $I_{sa}$ )

### IV.9.2 Interprétations des résultats

On remarque que les résultats de simulation obtenus sont satisfaisantes quel que soit la méthode utilisée, il est à noter que le temps de réponse en utilisant des PI flous est légèrement amélioré simultanément en utilisant PI flou adaptatif, de même pour les perturbations provoquées au démarrage et en appliquant un couple résistant. On peut remarquer que les contrôleurs flous agissant en fitness en évitant de grandes oscillations ce qui donne une stabilité appréciable à notre système surtout dans le cas du PI flou adaptatif où le pic du couple est celui du courant sont largement diminués.

Donc on peut dire que le but de cette étude est atteint avec satisfaction vu les résultats améliorés par l'application de commandes d'intelligence artificielle par rapport à celles obtenues par la commande classique.

### IV.10 Conclusion du chapitre

Dans cette partie nous avons essayé de présenter d'une façon générale la théorie de la logique floue et des ensembles flous. Cette théorie ayant beaucoup d'applications dans plusieurs disciplines. On a montré les aspects de la conception d'un régulateur flou pour la commande de la vitesse. On a aussi abordé le principe de l'adaptation du gain pour améliorer la réponse d'une commande floue classique. Les performances du régulateur adaptatif par logique floue ont été testées. Les résultats

obtenus par simulation montrent que RLFA est très robuste. La réponse en vitesse poursuit correctement le modèle de référence choisi.

Une comparaison des résultats de simulation de la commande de la machine asynchrone par des correcteurs classiques PI et un correcteur flou et PI flou adaptative a été faite. Compte tenu des résultats, le PI flou semble pouvoir remplacer le PI conventionnel pour améliorer les performances de ce dernier en améliorant le temps de réponse et la stabilité du système et donc du contrôle vectoriel. L'apport de la commande adaptative proposé pour le contrôle de vitesse d'une machine asynchrone est appréciable au niveau de la robustesse.

Dans ce travail, nous avons étudié par simulation numérique en utilisant le MATLAB-simulink la commande vectorielle d'une machine asynchrone ; en utilisant PI classique, flou et flou adaptatif.

Pour cela nous avons structuré notre travail en 4 chapitres.

Dans le premier chapitre nous avons présenté des généralités sur la machine asynchrone. Pour mieux comprendre son fonctionnement nous avons détaillé les différents constituants de la machine.

Le deuxième chapitre était consacré à la modélisation de la MAS, où on a présenté son modèle mathématique qui décrit le fonctionnement de la machine.

Nous avons procédé à la simulation sur MATLAB simulink qui constitue un outil puissant pour étudier le comportement de la machine, les résultats obtenus ont montré un couplage naturel entre les différentes grandeurs de la machine, ce qui rend sa commande difficile.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté les différentes méthodes utilisées pour commander la MAS et on s'est intéressé à la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique, les résultats de simulation ont montré que cette méthode a permis de découpler le couple et le flux et rends le comportement de la MAS similaire à celui de la MCC.

Le but du quatrième chapitre est l'amélioration des résultats obtenus en utilisant la commande vectorielle classique qui est basée sur l'utilisation des régulateurs PI conventionnelles, pour cela on les a changés par des régulateurs flous et flous à gain adaptatif, ce qui a permis d'améliorer les performances dynamiques de la machine et diminuer les perturbations dans le régime transitoire notamment les pics du courant et du couple qui ont été considérablement réduits.

En fin on peut considérer que le but de cette étude est atteint avec des résultats de simulation satisfaisants, néanmoins, on peut toujours les améliorer, dans ce but nous proposons :

- ✓ D'utiliser d'autres techniques de commandes avancées.
- ✓ D'utiliser les algorithmes génétiques pour déterminer les paramètres des régulateurs flous.

**Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont :**

Résistance d'une phase statorique	$R_s=4 \Omega$ .
Rrésistance rotorique	$R_r =1.143$
Inductance cyclique du stator	$L_s= 0.3676H$
Inductance cyclique du rotor	$L_r=0.3676H$
Inductance mutuelle	$M=3439H;$
Moment d'inertie	$J=0.03Kg.m^2.$
Coefficient de frottement	$f=0.03.$
Nombre de paires de pôles	$P=2.$

**Le régulateur PI**

$$k_p=1.6$$

$$k_i=45$$



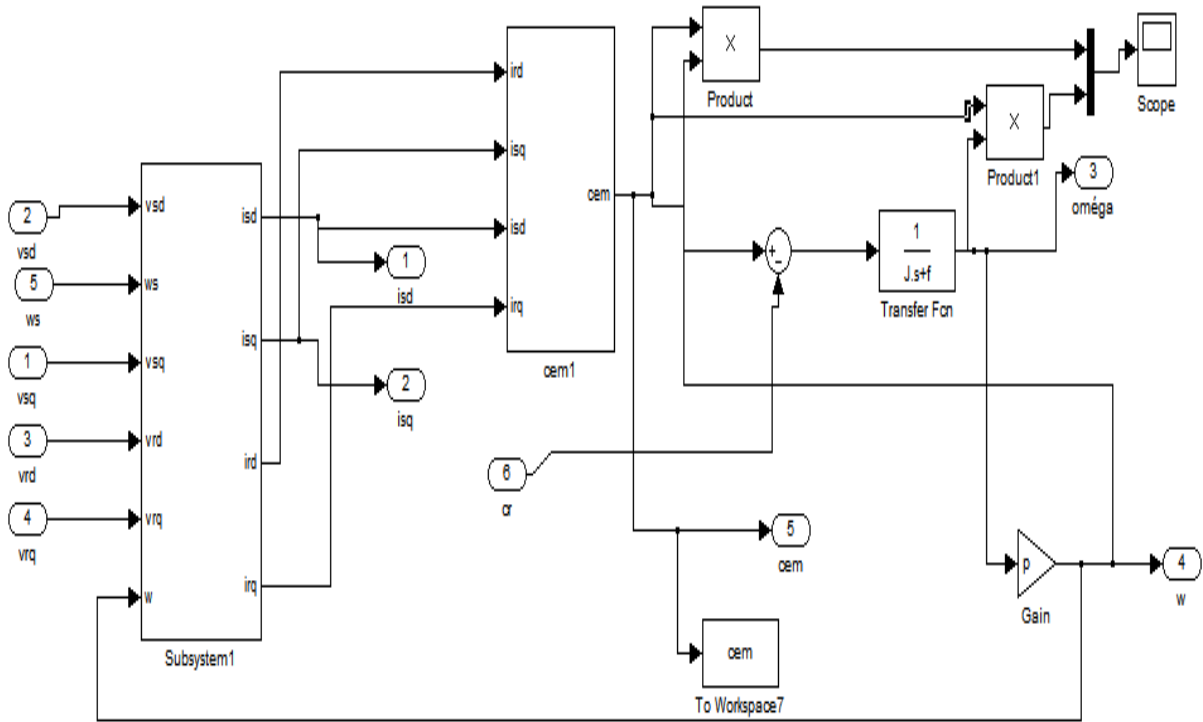


Figure.1. Schéma bloc de la MAS.

- [1] : M. Laamayad Tahar, « Commande Optimale d'une Machine asynchrone Apport de La Logique Floue » mémoire Magister, Université de Batna ,2008
- [2] : Rabah BELHADEF Et Bilal BOUTAYA, « Commande Vectorielle et par Logique Floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur » mémoire D'Ingénieur d'Etat , Ecole Nationale Polytechnique, 2008
- [3] : Ferhat. Hadjer « Commande adaptative floue d'un moteur Asynchrone » mémoire de master, université de Mohamed Boudiaf- M'sila 2016
- [4] :Elbia.Youcef, « Commande Floue Optimisée d'un Machine Asynchrone a Double Alimentation et à Flux Orienté », mémoire de Magister, Université de Batna ,2009.
- [5] : Chekima Djamel, «Commande d'une Machine Asynchrone par Logique Floue», mémoire master ,Université d'EL-Oued, 2014.
- [6] : Sabour.K, Elazazi.S, « Commande vectorielle da la machine asynchrone à double alimentation » mémoire master, université AKLI Mohaned Oulhadj de Bouira, année 2015.
- [7] : Bayla Bapio, « la machine asynchrone », Site internet, «demo.2ie-edu.org», avril2018
- [8] : Cherier.F, Amade. G, « Modélisation en vue du diagnostic des défauts dans une machine asynchrone » mémoire d'Ingénieur d'Etat, Université M'hamed Bougara-Boumerdès, 2009.
- [9] :E. Gaucheron, «Les moteurs électriques... pour mieux les piloter et les protéger», <http://www.schneider-electric.com>,avril2018
- [10] : Hakima Cherif, « détection des défauts statorique et rotorique dans la machine asynchrone en utilisent l'analyse par FFT et ondelettes » mémoire de magister, Université mohamed khider biskra, 2014
- [11] : Hamadou.A, Nessissen.A, « Modélisation numérique d'un moteur Asynchrone à cage d'écureuil» mémoire master, Université Djilali Bounaama - Khemis Miliana, 2015.
- [12] : Site internet, WWW.MELEEC.ORG, extraie Mars 2018
- [13] : Alain Charbonne, « Le moteur asynchrone triphase », Site internet «<https://sti.discip.ac-caen.fr> » avril2018
- [14] : Henry Ney, « Électro système-1ère SIT » livre, édition technique1997.
- [15] : Claude Chevas, Grégory Valentin, « Machine asynchrone », cours et problèmes, version du 21/09/2014.
- [16] : Theodor.W, Gilbert.S, « Electrotechnique » livre, 3ème édition, 1999.

- [17] : Z.Ait Ouali, , « Application de FPGA à la commande d'un moteurasynchrone » mémoire magister, université Mouloud Mammerie de Tizi-Ouzou ,2015.
- [18] : Kouzi katia, « contribution des techniques de la logique flue pour la commande d'une machine à induction sans transducteur rotatif », mémoire de doctorat, université de Batna, 2008.
- [19] : Rezgui Salah Eddine « commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel » Université Mentouri de Constantine 2009
- [20] :Barros, J.-C, "Application de la logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone», Thèse de doctorat, Université Marseille III, France, 2003.
- [21] Bendemmagh Walid «Commande de la machine asynchrone par la cascade hyposynchrone à base des logiciels simplorer et matlab » mémoire de master, Université de Sétif 1 2013.
- [22] : Benamor messaoud, « commande par DTC de la machine à induction sans capteur de vitesse utilisation du filtre du KALMAN pour l'estimation de la vitesse », mémoire de magister, Batna 2012.
- [23] : M.Abbas, M. Mechentel, « modélisation et commande d'une MADA alimentée par une cascade à trois niveaux application à l'énergie éolienne », mémoire de magister. Ecole nationale polytechnique, Alger, 2006.
- [24] : F.Mezaache et A.Menasri, « Implémentation Des "RNA" Sur "FPGA" Pour Le diagnostique des défaillances de la machine asynchrone en utilisant la co-simulation». Mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique, Université de M'sila. 2008/2009.
- [25] : T. V. Raumer, "Commande adaptative non linéaire de machine asynchrone", Thèse de doctorat, INP Grenoble, France, 1994.
- [26] : M. Hamata omar et m. Louchen nourdine « Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation » Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003].
- [27] : I. Deghnouche, L. Hellali Et O. Moussa, "Commande Par "PI" D'une Machine Asynchrone Avec Cassure Des Barres Rotoriques". Mémoire D'ingénieur D'état en Electrotechnique .Université Mohamed Boudiaf De M'sila . 2009/2010.
- [28] : Bendaas Ismail ; « conception d'une commande par mode de glissement floue d'un moteur a induction » mémoire de magister, Université de BATNA ; 2011.
- [29] : Bouisfi Achref et Belrhali Yasser « étude en simulation d'un régulateur thermique Par la logique floue » Université Sidi Mohamed Ben Abdallah 2009/2010.

- [30] : Sylvain Detroulleau Et Sandrine Mouret « Apport de la Logique Floue dans la modélisation des comportements » Ecole Nationale de la Statistique et de l'Administration Economique 2013.
- [31] : Mr: Moulaoui A/Karim et Mr. : Ourabah Salah « modélisation par la logique floue et réseaux neurones » Université Abderrahmane Mira Bejaia 2007/2008
- [32] :J. P. Chen, “La commande adaptive décentralisée”, thèse de doctorat, Laboratoire D'Automatique et d'Analyse des Systèmes du CNRS, décembre 1986.
- [33] : Bensmail Samia « Optimisation Et Gestion d'Energie D'un Système Hybride A Energies Renouvelables », thèse de doctorat, Laboratoire de Technologie Industrielle et de l'Information(LTII), Université A.MIRA-BEJAIA,201/2017
- [34] : K. Idjdarene, « Contribution à l'Etude et la Commande de Génératrices asynchrones à Cage Dédiées à des Centrales Electriques Eoliennes Autonomes », Thèse en cotutelle entre l'Université de Bejaia, Algérie et l'Université Lille 1,France, 2010.
- [35] : Rabah BelhadeF et Bilal Boutaya « Commande Vectorielle et par Logique Floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur » mémoire de magister, Ecole Nationale Polytechnique,2008.
- [36] Y.Elbia, « Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté », Thèse de magister, Université de Batna, 2009.
- [37]: K. Chafaa, M. Ghanai and K. Benmahammed, "A self-Tuning fuzzy controller for mechanical manipulators," Journal of Electrical Engineering, vol. 5, no. 1, pp. 13-20, 2005.
- [38] : K. Kouzi, « Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine à induction sans transducteur rotatif », Thèse de doctorat, Université de Batna, 2008.

