

**Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la  
Recherche Scientifique**



**Université Abderrahmane Mira de Bejaïa**

**Faculté de Technologie**

**Département de Génie Électrique**

**Mémoire de Fin de Cycle**

**En vue de l'obtention du diplôme de Master**

**Filière : Électrotechnique**

**Spécialité : Commande des Systèmes Électriques**

**Thème**

---

**Commande par mode glissant flou d'une génératrice asynchrone  
autonome**

---

**Présenté par :**

**M<sup>r</sup>: *HIHAT Hacene***

**M<sup>r</sup>: *BENMEDDOUR Adel***

**Encadré par :**

**M<sup>r</sup>: K. IDJDARENE**

**M<sup>r</sup>: A. ABERBOUR**

---

**Année Universitaire 2016/2017**

---

## REMERCIEMENTS

*Nous remercions avant tout Allah le tout puissant de nous avoir donné la force, le courage, la volonté et la patience nécessaire pour l'élaboration de ce travail.*

*Nos remerciements les plus chaleureux vont à nos enseignants Mr. IDJDARENE, Mr. A. ABERBOUR qui ont accepté la charge et la direction de cette étude, de leur encouragement, leur confiance et conseil qui ont rendu possible les résultats fructueux.*

*Nous remercions aussi les membres de jury d'avoir accepté d'évaluer notre travail.*

*En fin un grand merci à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin par leur soutien moral ou matériel à la réalisation de ce modeste travail.*

*A vous tous, nous disons encore et du fond de cœur*

**MERCI.**

# DEDICACES

*Je dédie ce travail :*

*A mes très chers parents, pour leur patience, et à la mémoire de mon oncle Saddek et mes deux grand parents,*

*A mes frères Yacine et Walid*

*Et à tous les membres de ma famille, et un être très chère qui m'a soutenu A.S. et*

*A tous mes amis,*

*A mes professeurs : Mr. IDJDARENE, Mr.*

*ABERBOUR,*

*Et a Mr AHMED Samir qui a vraiment été à nos coté, son aide étais précieuse*

*Et à tous ceux qui ont contribué à ce travail.*

*Benmeddour Adel.*

# DEDICACES

*Je dédie ce travail :*

*A mes très chers parents, pour leur patience, et à la  
mémoire de mes deux grands parents,*

*A mes sœurs*

*Et à tous les membres de ma famille,*

*A tous mes amis,*

*A mes professeurs : Mr. IDJDARENE, Mr.*

*ABERBOUR,*

*Et à Mr AHMED Samir qui a vraiment été à nos coté,  
son aide était précieuse*

*Et à tous ceux qui ont contribué à ce travail.*

*HIHAT Hacene.*

## Sommaire

<b>Introduction générale</b> .....	1
<b>Chapitre I : Généralités sur les éoliennes autonomes</b> .....	3
1. Introduction .....	3
2. Historique et développement de l'énergie éolienne .....	3
3. Définition de l'énergie éolienne .....	4
3.1 Principe de fonctionnement d'une éolienne .....	4
3.2 Différents types d'éoliennes .....	4
3.2.1 Les éoliennes à axe horizontal .....	4
3.2.1.1 Caractéristique technologique d'une éolienne horizontale .....	5
3.2.2 Les éoliennes à axe vertical .....	7
3.3 Les systèmes à vitesse fixe .....	8
3.4 Les systèmes à vitesse variable .....	9
4. Notion théorique sur l'éolien .....	10
5. Modes de couplage au réseau et réseaux autonomes .....	11
5.1 Fonctionnement relié au réseau .....	11
5.2 Fonctionnement autonome .....	12
6. Les machines électrique utilisée dans le domaine éolien .....	13
6.1 La machine synchrone à rotor bobine .....	13
6.2 Machines synchrones à aimants permanents .....	13
6.3 Machine asynchrone a rotor bobine .....	13
6.4 Machine asynchrone à cage d'écureuil .....	14
7. Génératrice asynchrone auto-excitée .....	14
7.1 Machine asynchrone auto-excitée par un seul condensateur fixe .....	14
7.2 Machine asynchrone auto-excitée par une batterie de condensateurs fixes .....	15
7.3 Structure de convertisseur unidirectionnel (redresseur a diode ou mixte) .....	15
7.4 Structure à base de deux convertisseurs MLI .....	16
7.5 Générateur de puissance réactive .....	17
8. Les différentes stratégies de commande .....	17
8.1 Commande vectorielle .....	17
8.2 Méthode directe de commande vectorielle .....	17
8.3 Méthode de commande vectorielle indirecte .....	18
8.4 Contrôle direct du couple de la génératrice asynchrone .....	18
8.5 La commande par Logique flou .....	18
8.5.1 Notion de base de la logique floue .....	18

8.5.1.1	Ensemble flou .....	18
8.5.1.2	Variable linguistique .....	19
8.5.1.3	Fonctions d'appartenance .....	20
8.5.2	Réglage et commande par la logique floue .....	21
8.5.3	Régulateur de type Sugeno .....	21
8.6	Commande par mode glissement.....	22
8.6.1	Principe de la commande par mode glissant.....	22
8.6.2	Conception de la commande par mode de glissement.....	23
8.6.3	Choix de la surface de glissement .....	23
8.6.4	Conditions de convergence et d'existence.....	24
8.7	Commande par mode glissant flou.....	25
9.	Conclusion .....	25
<b>Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone à cage</b> .....		26
1.	Introduction.....	26
2.	Modélisation de la machine asynchrone.....	26
3.	Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone à cage d'écoreuil.....	29
4.	Auto-amorçage de la MAS par un convertisseur statique.....	31
5.	Modélisation du convertisseur statique.....	32
6.	Résultat de simulation de la machine asynchrone.....	34
7.	Conclusion .....	36
<b>Chapitre III : Commande par mode glissant flou d'une génératrice asynchrone autonome</b> .....		37
1.	Introduction.....	37
2.	Principe de la commande vectorielle .....	37
2.1	Description de la commande vectorielle .....	38
2.2	Estimation du flux rotorique et de la pulsation statorique .....	39
3.	Contrôle du mode glissant et régulateur logique flou .....	41
4.	SIMULATION .....	45
5.	Conclusion .....	52
<b>Conclusions générale</b> .....		53
<b>Références bibliographiques</b> .....		54
<b>Annexe</b> .....		57

**Chapitre I : Généralités sur les éoliennes autonomes**

Figure I.1- Photographie de moulins à vent . . . . . 4

Figure I.2- Eolienne à axe Horizontal . . . . . 5

Figure I.3- Représentation schématique d'une éolienne horizontale . . . . . 5

Figure I.4- Les éoliennes à axe vertical. . . . . 8

Figure I.5- Machine asynchrone à cage reliée au réseau . . . . . 9

Figure I.6- Machine asynchrone à cage reliée au réseau par  
L'intermédiaire De deux convertisseurs . . . . . 9

Figure I.7- Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau par  
L'intermédiaire de deux convertisseurs . . . . . 10

Figure I.8- Eolienne à vitesse fixe connectée au réseau. . . . . 12

Figure I.9- Machine asynchrone auto-excitée par un seul condensateur fixe. . . . . 15

Figure I.10- Machine asynchrone auto-excitée par une batterie de condensateurs fixes . . . . . 15

Figure I.11- structure avec pont de diodes et hacheur . . . . . 16

Figure I.12- Structure à base de deux convertisseurs MLI . . . . . 17

Figure I.13- Fonction d'appartenance . . . . . 19

Figure I.14- Représentation graphique d'une variable linguistique . . . . . 19

Figure I.15- Forme des fonctions d'appartenance usuelles. . . . . 20

Figure I.16- Schéma général d'un régulateur flou. . . . . 21

**Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone à cage**

Figure II.1 - Représentation des enroulements de la machine dans l'espace électrique . . . . . 27

Figure II.2- Modèle d'une phase avec force électromotrice . . . . . 27

Figure II.3 - Auto- amorçage par un convertisseur MLI. . . . . 31

Figure II.4- Circuit de fonctionnement de l'onduleur triphasé. . . . . 33

Figure II.5- Allure de vitesse de la MAS. . . . . 35

Figure II.6- Allure du couple électromagnétique de la MAS. . . . . 35

Figure II.7- Courant statorique $i_{sabc}$ . . . . .	36
 <b>Chapitre III : Commande par mode glissement flou d'une génératrice asynchrone autonome</b>	
Figure III.1- schéma de commande orientation du flux. . . . .	40
FigureIII.2-Table de vérité de la FSMC. . . . .	42
FigureIII.3-diagramme généralisé des blocs FSMC . . . . .	43
FigureIII.4-Régulateur flou type sugeno. . . . .	43
FigureIII.5-fonction d'ajustements entrée 1. . . . .	44
FigureIII.6-fonction d'ajustements entrée 2. . . . .	44
Figure III.7-Vitesse. . . . .	46
FigureIII.8a-Tension du bus continu, méthode PI. . . . .	46
FigureIII.8b-Tension du bus continu, méthode FSMC. . . . .	47
FigureIII.9a – Flux rotorique, régulateur PI. . . . .	47
FigureIII.9b – Flux rotorique, régulateur FSMC. . . . .	48
FigureIII.10a– Courant statorique direct et quadratique régulateur PI. . . . .	48
FigureIII.10b– Courant statorique direct et quadratique régulateur FSMC. . . . .	49
FigureIII.11a– Couple électromagnétique, régulateur PI. . . . .	50
FigureIII.11b– Couple électromagnétique, régulateur FSMC. . . . .	50
Figure III.12a-Courants statoriques, régulateur PI. . . . .	51
Figure III.12b-Courants statoriques, régulateur FSMC. . . . .	51

### Introduction générale

Dans le domaine de la commande des systèmes électriques, l'étude des systèmes non linéaires constitue toujours un champ de recherche très riche. Contrairement aux systèmes linéaires pour lesquels la commande fournit une variété de méthodes d'analyse et de synthèse de lois, les systèmes non linéaires ne disposent pas d'outils et de méthodes générales pour l'analyse et la synthèse. Ceci est dû au fait que les systèmes non linéaires possèdent des structures extrêmement variées, des dynamiques complexes et peuvent présenter toutes sortes de comportements étranges.

La plupart des systèmes non linéaires sont caractérisés par des incertitudes structurelles et / ou non structurelles variantes dans le temps, ce qui rend leur commande très délicates et complexes à mettre en œuvre. Pour résoudre ce problème, plusieurs approches ont été développées dans la littérature. La commande par mode de glissement, par exemple, permet d'assurer la robustesse des systèmes incertains et perturbés en atténuant les effets des perturbations externes à un niveau désiré. Pour cela, on définit un critère, dit de type mode glissant. Le recours à des algorithmes de commande robuste est donc souhaitable aussi bien en stabilisation qu'en poursuite de trajectoire. Parmi ces commandes, nous nous intéressons dans ce travail à deux classes de commande. La première classe de commande est la commande à structure variable. La seconde classe de commande est plus récente, appelée la commande par logique floue, elle est apparue grâce aux travaux du mathématicien Lotfi Zadeh [27].

L'objectif principal de ce travail est l'étude d'une commande glissant-floue qui sera appliquée à une génératrice asynchrone autonome. Après une étude détaillée de cette technique, quelques aspects améliorables sont apparus, liés principalement à l'erreur statique et au temps de réponse de la vitesse de la GAS qui provoque la rapidité et la bonne poursuite de la consigne de vitesse. Partant de là, une nouvelle stratégie de commande floue basée sur la théorie de Lyapunov a été proposée afin de résoudre les problèmes de détermination des gains du régulateur PI-flou dont le but d'assurer la stabilité de la commande et d'augmenter la robustesse quel que soit les variations paramétriques, la méthode étudiée permet l'atténuation des effets des perturbations externes et des incertitudes, ainsi que l'élimination de phénomène de chattering introduit par le mode glissant classique. Un exemple de simulation est utilisé pour illustrer l'efficacité de cette commande.

Ce mémoire est divisé en trois chapitres :

➤ Le premier chapitre, présente l'état de l'art des différents types d'éoliennes et les systèmes de commande.

- Le deuxième chapitre, porte sur la modélisation du système étudié, puis une validation du modèle de la machine asynchrone dans l'environnement MATLAB/SIMULINK.
- Le troisième chapitre est dédié à la commande par mode glissant flou. Deux stratégies de commande seront combiner pour réaliser cette étude et qui s'agit du mode glissant et la logique flou, et de comparer à un régulateur PI-FSMC. Des résultats de simulation seront présentés et discutés.

# **CHAPITRE I**

## Chapitre I : Généralités sur les éoliennes autonomes

### 1. Introduction

L'échauffement différentiel de la surface terrestre par le soleil entraîne le déplacement d'importantes masses d'air sur terre, c'est-à-dire le vent.

L'hélice d'une éolienne entre en rotation par force du vent et permet ainsi la production d'énergie mécanique puis électrique, en tout lieu suffisamment venté.

L'utilisation de petites éolienne pour les alimentations isolées ou autonomes, suit une progression relativement modique du côté économique. Ce dernier point est en train de changer suite aux possibilités d'exploitation de petites éoliennes urbaines et aux différentes recommandations et incitations gouvernementales pour l'utilisation des énergies renouvelables dans la production de l'énergie électrique [1].

Dans le cas de l'utilisation en centrales autonomes, différentes machines électriques peuvent assurer la conversion électromécanique en tant que génératrice. Toutefois, pour des raisons de fiabilité, robustesse et prix de revient, la machine asynchrone à cage d'écureuil demeure largement répandue [2].

Dans ce chapitre, nous présentons les différents systèmes de conversion de l'énergie éolienne, leurs structures, leurs utilisations, et quelque notion théorique qui les régit.

### 2. Historique et développement de l'énergie éolienne

Depuis l'Antiquité, les « moulins à vent » convertissent l'énergie éolienne en énergie mécanique, généralement utilisée pour moulin du grain (Figure I.1). De nos jours, on trouve encore des éoliennes couplées à des pompes à eau, souvent utilisées pour irriguer des zones sèches, assécher des zones humides ou abreuver le bétail. L'arrivée de l'électricité donne l'idée à « Poul La Cour » en 1891 d'associer à une turbine éolienne une génératrice. Ainsi, l'énergie en provenance du vent a pu être « redécouverte » et de nouveau utilisée (dans les années 40 au Danemark, 1300 éoliennes). Au début du siècle dernier, les aérogénérateurs ont fait une apparition massive (6 millions de pièces fabriquées) aux Etats-Unis où ils étaient le seul moyen d'obtenir de l'énergie électrique dans les campagnes isolées. Dans les années 60, fonctionnait dans le monde environ 1 million d'aérogénérateurs. Cette technologie a été quelque peu délaissée par la suite et il faudra attendre la crise pétrolière de 1974 qui a relancé les études et les expériences sur les éoliennes [3].



Figure I.1- Photographie de moulins à vent.

### 3. Définition de l'énergie éolienne

L'énergie éolienne est de nature stochastique, elle est non polluante et elle est issue essentiellement des masses d'air en mouvement provoqué par l'existence d'une différence de pression [4].

#### 3.1 Principe de fonctionnement d'une éolienne

Un aérogénérateur, couramment appelé « éolienne », est un système qui capte l'énergie éolienne (énergie cinétique du vent) et la convertit en énergie électrique. D'une manière générale, un tel système de conversion est constitué d'une turbine, d'un multiplicateur de vitesse, d'une génératrice électrique, généralement triphasée, et d'un circuit d'électronique de puissance. Suivant l'utilisation visée, l'éolienne est alors connectée au réseau électrique ou alimente une charge autonome [2].

#### 3.2 Différents types d'éoliennes

Les éoliennes peuvent être classées selon deux catégories de leur principe de fonctionnement : y'a celles à axe horizontal et celles à axe vertical.

##### 3.2.1 Les éoliennes à axe horizontal

Ces machines sont les descendantes directes des moulins à vent sur lesquels les ailes, faites de voiles tendues sur une structure habituellement en bois, ont été remplacées par des éléments ressemblant fortement à des ailes d'avion. La portance de ces ailes placées dans le vent ne sert pas ici à sustenter un aéronef mais à générer le couple moteur destiné à entraîner un dispositif

mécanique tel qu'une génératrice électrique [5]. Par conséquent, ce type de turbines doit toujours être orienté face au vent par comparaison à la turbine à axe vertical, pour la même vitesse de vent, les éoliennes à axe horizontal sont capables de produire plus d'énergie grâce à un meilleur coefficient de puissance. Par ailleurs, elles ont un coût moindre et une efficacité accrue due à leur position à plusieurs dizaines de mètres du sol [2]



Figure I.2-Eolienne à axe Horizontal.

### 3.2.1.1 Caractéristique technologique d'une éolienne horizontale

La configuration d'une éolienne à axe horizontal est donnée sur la figure 3.

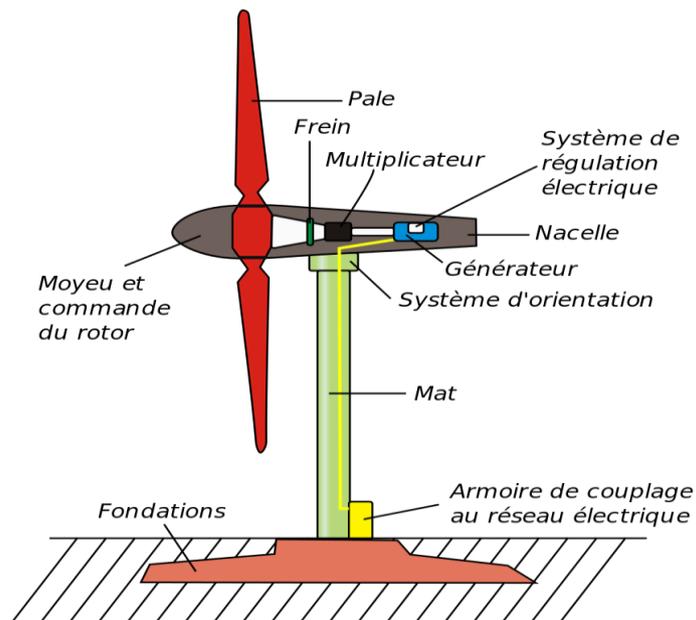


Figure I.3- Représentation schématique d'une éolienne horizontale

Une éolienne se compose de plusieurs parties :

- La nacelle
- Le mat
- Le rotor (hélice)
- Le moyeu
- Les pales
- L'arbre primaire
- L'arbre secondaire
- Multiplicateur mécanique de vitesse
- La génératrice

- **La nacelle**

La nacelle regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au génératrice électrique : arbre lent et rapide, roulement, multiplicateur de vitesse, le frein, la génératrice qui est généralement une machine synchrone ou asynchrone, et les systèmes hydraulique ou électrique d'orientation des pales et de la girouette (utilisé pour garder la surface balayée par les pâles perpendiculaire à la direction du vent), et un système de refroidissement [4].

- **Le mat**

Le mat est généralement un tube en acier, son rôle est d'une part de supporter l'ensemble rotor plus nacelle pour éviter que les pales ne touchent le sol. Mais aussi il permet de placer le rotor à une hauteur élevée au-dessus du sol, où la vitesse du vent est supérieure et les effets des obstacles locaux sont moindres, améliorant ainsi le captage de l'énergie [1].

- **Le rotor**

Le rotor est composé d'hélice qui est généralement composée de trois pales. Les pales sont placées au-devant de la nacelle et reliées ainsi à elle. Les pales produisent une énergie mécanique qui est transformée en électricité par une génératrice. L'électricité produite par la génératrice est transportée par des câbles situés dans le mat.

- **Le moyeu**

Le moyeu est la partie mécanique, en bout de l'éolienne, qui supporte les pales. Il est pourvu d'un système passif (aérodynamique), actif (vérins hydrauliques) ou mixte (Active stall) qui permet d'orienter les pâles pour réguler la vitesse de rotation (prise de vent) [2].

- **Les pâles ou capteur d'énergie**

Les pâles sont généralement réalisées dans un mélange de fibres de verre et de matériaux composites. Elles ont pour rôle de capter l'énergie du vent et de la transférer ensuite au rotor.

Le nombre de pales peut varier suivant les éoliennes. Actuellement, le système tripale est le plus utilisé car il permet de limiter les vibrations, le bruit et la fatigue du rotor par rapport à un système bipale ou monopale et d'améliorer le coefficient de puissance. Ainsi, ce dernier augmente de 10 % en passant d'une pale à deux et de 3% en passant de deux à trois. Enfin, un bon compromis entre le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien plus des aspects esthétiques du système tripale par rapport au système bipale constituent des atouts supplémentaires [2].

- **L'arbre primaire**

C'est l'arbre du rotor de la turbine éolienne. Il est dit arbre lent, car il tourne à des vitesses comprises entre 20 - 40 tr/min, il est relié à l'arbre secondaire par l'intermédiaire du multiplicateur mécanique de vitesse [2].

- **L'arbre secondaire**

L'arbre secondaire est celui de la génératrice. Il est équipé d'un frein à disque mécanique (dispositif de sécurité) qui limite la vitesse de rotation en cas de vent violent.

- **Multiplicateur mécanique de vitesse**

Sert à adapter la vitesse de la turbine éolienne à celle de la génératrice électrique [6].

- **Génératrice**

Dans le cas de la conversion de l'énergie éolienne, les deux types de machines électriques les plus utilisées sont les machines synchrones et les machines asynchrones.

### 3.2.2 Les éoliennes à axe vertical

Les éoliennes à axe vertical aient été les premières structures développées pour produire de l'électricité, elles ne sont pas très répandues car supplantées par les éoliennes à axe horizontal. Cependant, elles peuvent avoir un intérêt dans certains secteurs d'application étant donné qu'elles sont bien adaptées aux zones de vent perturbées par les habitations et le relief de la végétation. Elles sont d'une conception très simple. On compte deux structures d'éoliennes de type Savonius et les éoliennes de type Darrieus [7].



Figure I.4a- rotor de savonius



Figure I.4b- rotor de Darrieus

Dont le fonctionnement est basé sur le principe de "traînée différentielle" utilisé dans les anémomètres : les efforts exercés par le vent sur chacune des faces d'un corps creux sont d'intensité différente, il en résulte alors un couple moteur entraînant la rotation de l'ensemble. L'effet est ici renforcé par la circulation d'air entre deux demi-cylindres qui augmente le couple moteur [4].

- **Les éoliennes de type Darrieus**

Sont aussi appelées éoliennes à variation cyclique d'incidence. Le mouvement de rotation de la turbine résulte de la variation des forces de portance créée par le vent et par la rotation de la turbine. Parce qu'elles génèrent un vent apparent plus important, les éoliennes utilisant la portance pour générer une rotation sont capables d'extraire plus d'énergie du vent que celles utilisant la traînée. Le fonctionnement est ici basé sur le fait qu'un profil placé dans un écoulement d'air selon différents angles est soumis à des forces d'intensités et de directions variables [5].

### 3.3 Les systèmes à vitesse fixe

Les éoliennes à vitesse fixe sont les premières avoir été développées, elles sont souvent munies d'un système d'orientation de la pale permettant à la génératrice (généralement une machine asynchrone à cage d'écureuil) de fonctionner au voisinage du synchronisme dans cette technologie la génératrice est directement couplée au réseau (sans dispositif d'électronique de puissance) [4] . Sa vitesse mécanique est alors imposée par la fréquence du réseau et par le nombre de paires de pôles de la génératrice. La technologie inhérente aux éoliennes à vitesse fixe

est bien maîtrisée. La configuration à vitesse fixe peut être représentée d'une manière simplifiée par le schéma de (figure I.5). [8].

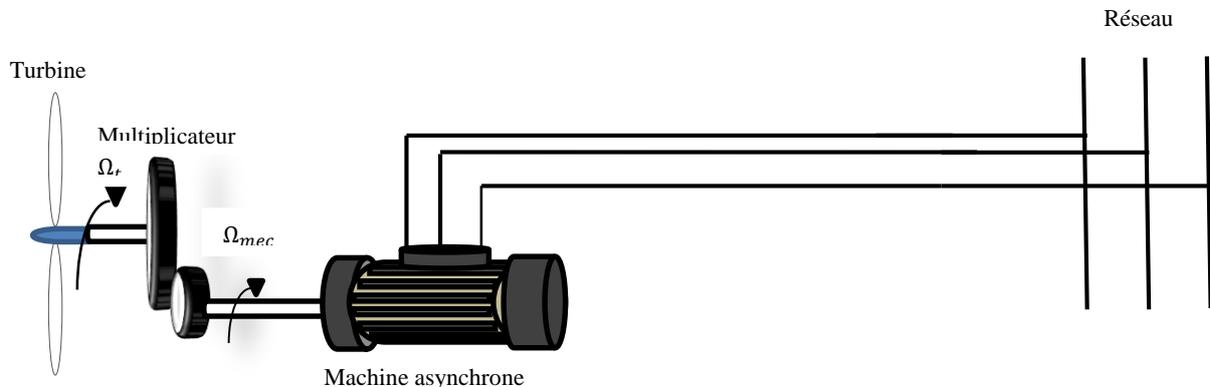


Figure I.5- Machine asynchrone à cage reliée au réseau.

### 3.4 Les systèmes à vitesse variable

Les deux structures existantes des éoliennes à vitesse variable sont présentes sur la (figure I.6) cette configuration est basée sur une machine asynchrone à cage, pilotée au stator de manière à fonctionner à vitesse variable, par des convertisseurs statiques. La configuration de la (figure I.7), est basée sur une machine asynchrone à double alimentation. La vitesse variable est réalisée par l'intermédiaire des convertisseurs de puissance situés au circuit rotorique [9].

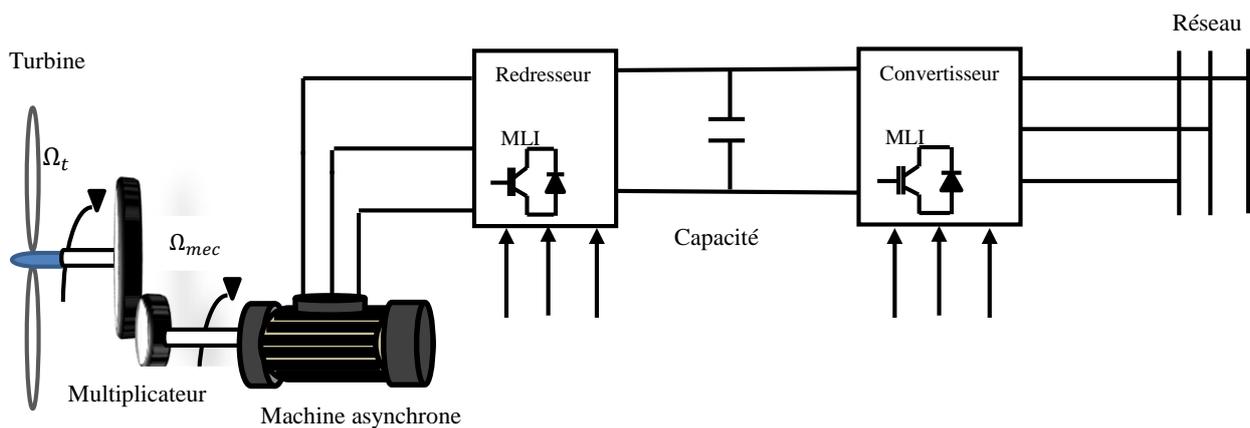


Figure I.6- Machine asynchrone à cage reliée au réseau par l'intermédiaire de deux convertisseurs

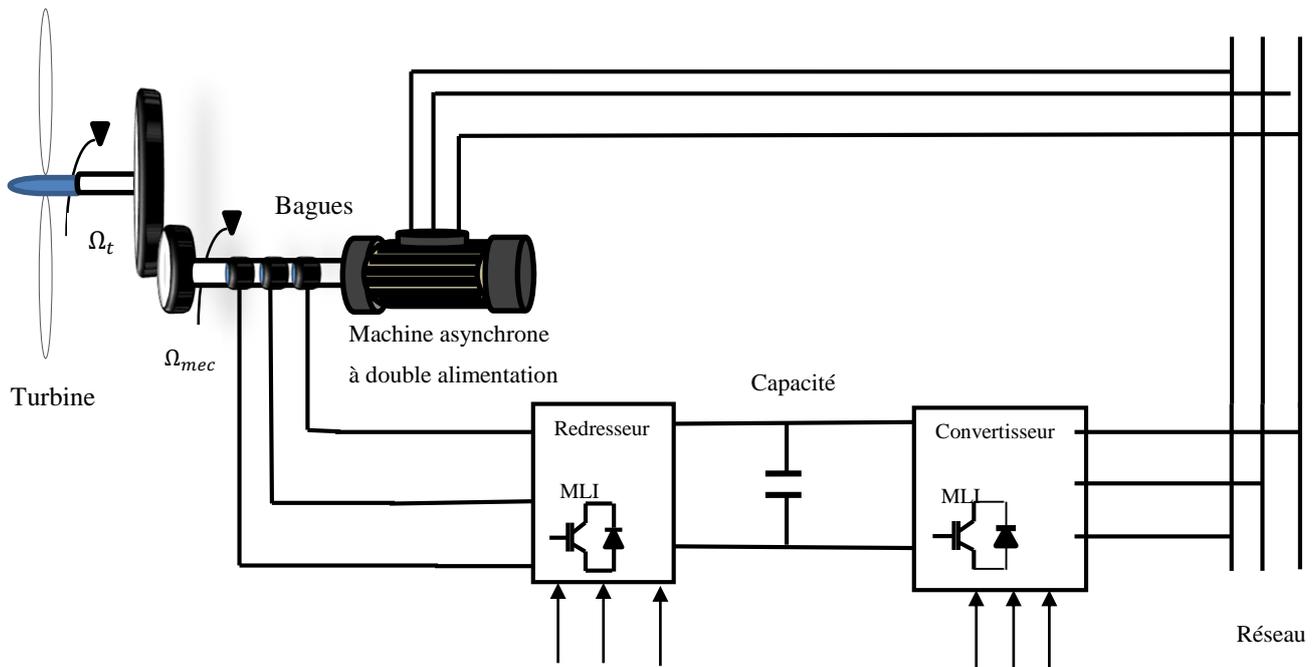


Figure I.7- Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau par l'intermédiaire de deux convertisseurs.

#### 4. Notion théorique sur l'éolien

##### Puissance cinétique

La puissance cinétique totale du vent à travers un disque éolien de rayon  $R$  (En m), est donnée par la relation suivante :

$$P_{vent} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot V_{vent}^3 \quad (I.1)$$

Avec

$\rho$  : représente la densité de l'air (celle-ci est de 1.25 Kg/m en atmosphère normale) ;

$R$  : correspond pratiquement à la longueur de la pale (en m);

$V_{vent}$  : La vitesse du vent (en m/s).

Cette puissance ne peut être totalement captée, cela voudrait dire que la vitesse du vent est nul en aval des pales on exprime alors la puissance captée par une éolienne par :

$$P_{cap} = C_p(\lambda) \cdot P_{vent} \quad (I.2)$$

$C_p$  : Appelé coefficient de performance ou coefficient de puissance, ce coefficient qui ne peut dépasser la valeur de 16/27 (limite de Betz), est fonction du rapport  $\lambda$  entre la vitesse linéaire des extrémités des pales sur la vitesse du vent.

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{V_{vent}} \quad (I.3)$$

Où  $\Omega_t$  (en rad/s) est la vitesse du rotor à faible vitesse.

La tâche principale du multiplicateur de vitesse est d'adapter la vitesse de rotation de la turbine à celle de la génératrice. Il est décrit par deux équations suivantes :

$$C_{e_t} = \frac{C_{em}}{G}; \quad \Omega_t = \frac{\Omega_g}{G} \quad (I.4)$$

Avec

$G$ , le gain de multiplicateur.

$C_{em}$ , le couple électromagnétique développé par la génératrice.

$C_{e_t}$ , le couple développé par la turbine sous l'action du vent.

$\Omega_g$ , est la vitesse mécanique de la génératrice.

$\Omega_t$ , est la vitesse de la turbine.

On peut alors exprimer le rapport ( $\lambda$ ) en fonction de la vitesse de la machine par :

$$\lambda = \Omega_g \cdot R / G \cdot V_{vent} \quad (I.5)$$

Ce rapport  $\lambda$  s'appelle rapport de la vitesse en bout de pales ou rapport d'avance.

## 5. Modes de couplage au réseau et réseaux autonomes

On peut distinguer deux familles de systèmes de génération d'énergie :

- D'une part il y a les sites isolés où l'énergie est produite et consommée sur place ou à proximité du générateur. Un réseau local (« faible »), à faible puissance de court-circuit, doit être créé et stabilisé.
- D'autre part les systèmes sont (en majorité) connectés au réseau national [10].

### 5.1 Fonctionnement relié au réseau

Dans le cas d'un fonctionnement relié au réseau électrique, on peut regrouper les éoliennes selon différentes catégories qui peuvent généralement être classées selon : le type de convertisseur électromécanique utilisé (machine asynchrone, machine asynchrone à double alimentation, machine synchrone), le mode fonctionnement de l'éolienne (à vitesse fixe ou variable) et aussi la nature de l'accouplement mécanique (avec présence de multiplicateur de vitesse ou attaque directe) [7].

La plupart des éoliennes connectées au réseau électrique nécessitent une vitesse de rotation fixe pour des raisons de cohérence de fréquence avec le réseau. Les rotors à vitesse fixe sont souvent munis d'un système d'orientation de la pale permettant à la génératrice (généralement une machine asynchrone à cage d'écureuil) de fonctionner au voisinage du synchronisme et d'être connectée directement au réseau sans dispositif d'électronique de puissance [4]. Ces systèmes allient simplicité et coût raisonnable mais ils ont l'inconvénient d'être bruyants à

cause de la modification des caractéristique aérodynamiques dues à l'orientation des pales, la plage de vitesse exploitable est limitée [7].

Ces deux principaux inconvénients peuvent, être supprimer grâce à un fonctionnement à vitesse variable qui permet alors de maximiser la puissance extraite du vent. Mais dans ce cas, une connexion directe au réseau n'est plus possible à cause du caractère variable de la fréquence des tensions statoriques. Une interface d'électronique de puissance entre la génératrice et le réseau est alors nécessaire. Cette dernière est classiquement constituée de deux convertisseurs (un redresseur et un onduleur) connectés par l'intermédiaire d'un étage à tension continue [2].

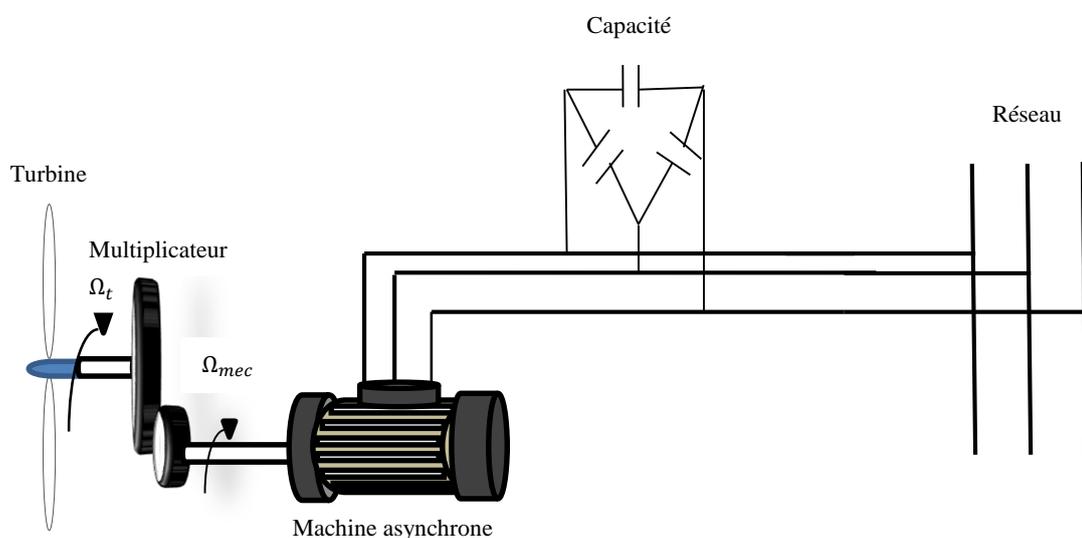


Figure I.8. Eolienne à vitesse fixe connectée au réseau

## 5.2 Fonctionnement autonome

L'augmentation des besoins planétaires en énergie électrique et la prise de conscience des problèmes environnementaux, poussent aujourd'hui l'ensemble des responsables politiques et industriels à trouver de nouvelles voies de fourniture d'énergie, et notamment d'énergie électrique. Parmi les sources renouvelables envisagées et convoitées, se trouve l'énergie éolienne offshore [11].

En fonctionnement autonome ou isole, ils peuvent mettre en œuvre plusieurs types de machines électrique dont les plus répandues sont les machine asynchrone à cage (MAS) et les machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Toutefois, la machine asynchrone reste sans conteste la plus utilisée pour des raisons évidentes de robustesse et de prix. Son inconvénient principal dans ce type de fonctionnement demeure celui de la source de

magnétisation. En effet, une génératrice asynchrone fournit de l'énergie active, mais en contrepartie, elle nécessite de l'énergie réactive pour sa magnétisation. Lors d'un fonctionnement relié au réseau, la MAS Absorbe de l'énergie réactive nécessite de ce dernier. Par contre l'absence du réseau dans un fonctionnement isolé ou autonome pose un problème dans ce, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature, portant sur l'auto-excitation de la génératrice asynchrone à cage, allant de simple topologie utilisation des capacités aux structures complexes d'électronique de puissance commandées [7].

## 6. Les machines électrique utilisée dans le domaine éolien

Il existe sur le marché plusieurs types de machine électrique qui jouent un rôle spécifique dans un système aérogénérateur qui demande des caractéristiques très spécifiques. Le cahier des charges pour une génératrice éolienne varie selon le type et les dimensions géométriques de la voilure [10].

Les deux types de machines les plus utilisées dans l'industrie éolienne sont la machine synchrone et les machines asynchrones sous leur diverse variante. On donne les caractéristiques de chacune de ces types de machines [12].

### 6.1 La machine synchrone à rotor bobine

Ce type de machines fait appel, le plus souvent, à une excitation au niveau de l'inducteur ce qui nécessite la présence d'une alimentation pour ce dernier. Par conséquent, les sites isolés ne sont adaptés à ces génératrices qu'en présence d'une batterie ou d'une source de tension indépendante [2].

### 6.2 Machines synchrones à aimants permanents

Les machines synchrones à aimants permanents sont à grand nombre de pôles et permettent de développer des couples mécaniques considérables. Les systèmes de ce type ont un taux de défaillance jugé faible grâce à la suppression de certaines sources de défaut : suppression du multiplicateur mécanique de vitesse.

Et du système bagues et balais pour les GSAP. La présence obligatoire de l'électronique de puissance permet une régulation simple de la vitesse de rotation et donc une optimisation énergétique efficace [13].

### 6.3 Machine asynchrone à rotor bobine

Ce type de machine présente un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones à cage et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies

de contacts glissants. Intégrée dans le système éolien, la machine a généralement son stator connecté au réseau et l'énergie rétorque varie selon différents systèmes utilisés [1].

#### **6.4 Machine asynchrone à cage d'écureuil**

Les machines électriques asynchrones à cage sont les plus simples à fabriquer et moins coûteuses. Elles ont l'avantage d'être standardisées, fabriquées en grande quantité et dans une très grande échelle de puissance. Elles sont aussi les moins exigeantes en termes d'entretien et présentent un taux de défaillance très peu élevé [13].

La machine asynchrone à cage reste sans conteste celle qui est la plus largement répandue pour des applications en conversion éolienne autonome ou isolée et ce pour des raisons de robustesse et de prix. En effet, cette structure est démunie de contacts électriques par balais-collecteurs et d'aimants permanents ce qui lui confère une robustesse et une longévité sans égales et également un coût d'achat et d'entretien bien inférieur à celui d'un alternateur d'une même puissance. Enfin, elle est très tolérante à des régimes extrêmes de fonctionnement (survitesses, surcharges ... etc.) [2].

### **7. Génératrice asynchrone auto-excitée**

L'inconvénient principal de la génératrice asynchrone en fonctionnement isolé et autonome demeure celui de la source de magnétisation. Dans ce qui suit nous présentons quelques systèmes proposés dans la littérature d'auto-excitation de cette génératrice.

#### **7.1 Machine asynchrone auto-excitée par un seul condensateur fixe**

Cette configuration consiste à alimenter des charges monophasées. Dans ce cas, une seule capacité est suffisante pour que la génératrice puisse fournir la puissance nécessaire à la charge, ce qui permet de réduire le coût total de système. Cependant, en cas de défaut dans la phase ou le condensateur est connecté, ou encore dans le condensateur lui-même, la machine se démagnétise vu l'absence d'une autre source d'énergie réactive. Par ailleurs, cette configuration induit forcément des courants statoriques déséquilibrés [2].

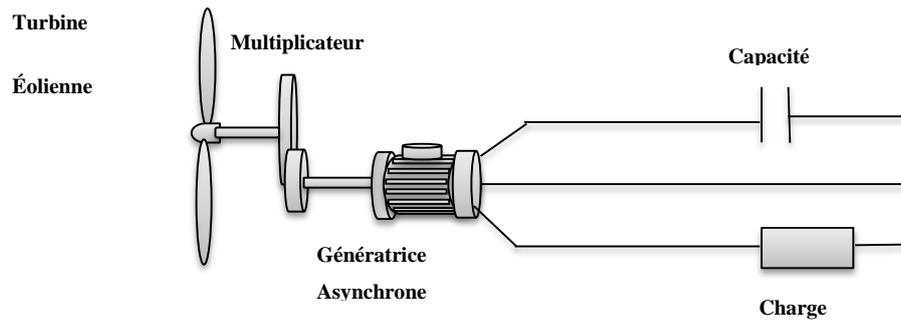


Figure I.9- Machine asynchrone auto-excitée par un seul condensateur fixe

### 7.2 Machine asynchrone auto-excitée par une batterie de condensateurs fixes

Dans cette configuration, les bobinages statoriques de la machine asynchrone sont connectés à un banc de capacité en parallèle à la charge. Cela permet d'assurer plus de sûreté de fonctionnement pour le système de production d'énergie éolienne, que la charge soit monophasé ou triphasé. En cas de défaut dans une phase ou dans un condensateur, le système peut fonctionner mais il y'aura une chute de tension due à la diminution de la magnétisation de la génératrice. Cette configuration peut aussi induire des courants statoriques déséquilibrés dans le cas de l'alimentation d'une charge monophasé ou triphasé déséquilibrée [14].

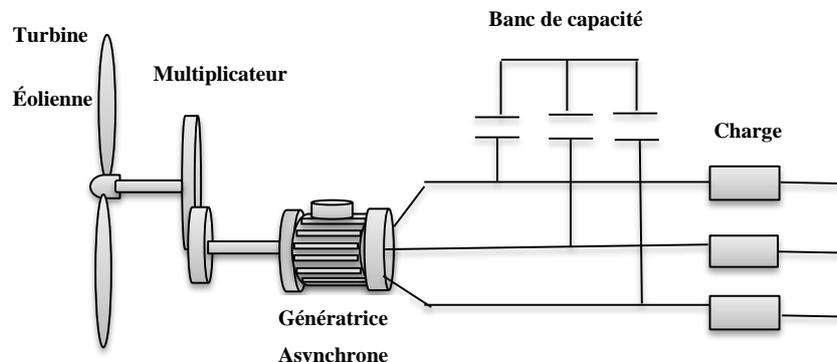


Figure I.10- Machine asynchrone auto-excitée par une batterie de condensateurs fixes.

### 7.3 Structure de convertisseur unidirectionnel (redresseur à diode ou mixte)

Les convertisseurs d'énergie sont un redresseur de type PD3 et un hacheur survolteur/dévolteur cette adaptation a pour but de maintenir la tension a une valeur constante aux bornes de la charge et ceci lorsque le système est place dans un environnement dynamique ou la vitesse la charge et la capacité change [1].

La régulation de la tension de sortie à la valeur désirée aux bornes de la charge peut se faire en agissant sur le rapport cyclique commandant l'interrupteur de convertisseur DC/DC à la

valeur adéquate. Cette structure ne permet pas de contrôler la magnétisation de la MAS et son coût global reste élevé à cause des capacités pour magnétisation de deux convertisseurs et un système de filtrage [1]

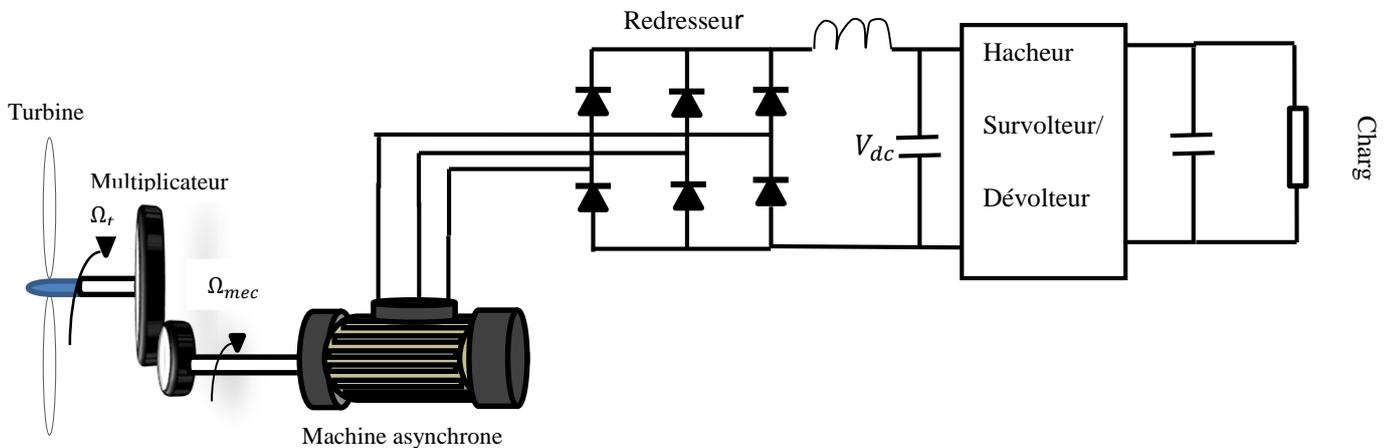


Figure I.11- structure avec pont de diodes et hacheur

#### 7.4 Structure à base de deux convertisseurs MLI

Contrairement aux redresseurs classiques, les redresseurs MLI sont réalisés à l'aide de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. La possibilité de commande à l'ouverture permet un contrôle total du convertisseur, parce que les interrupteurs peuvent être commutés, selon les besoins, aussi bien à la fermeture qu'à l'ouverture avec une fréquence assez élevée [15].

Le redresseur à MLI est composé de trois bras, dont chacun comporte deux cellules de commutation constituées d'une diode et d'un transistor en parallèle. Cette structure permet de passer le courant dans les deux sens, contrairement à un redresseur à diode qui fournit une valeur de la tension égale à celle de la tension redressée (interrupteur idéal), le redresseur à MLI doit fournir une tension constante quel que soit la tension produite par la génératrice [16].

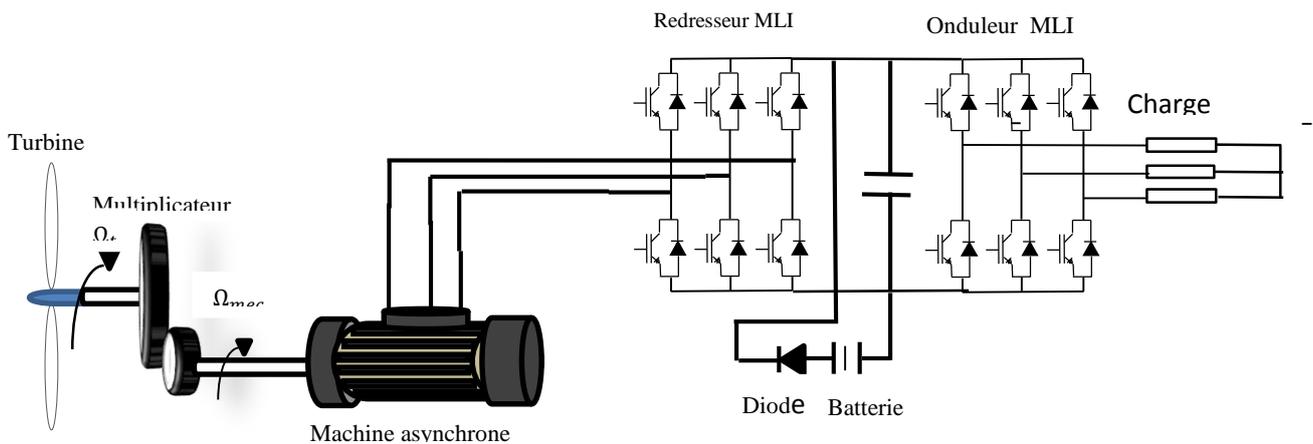


Figure I.12-Structure à base de deux convertisseurs MLI.

### 7.5 Générateur de puissance réactive

Enfin des solutions plus efficaces mais également plus complexes ont été proposées sous forme de « génératrice statique d'énergie réactive » ces dernières utilisent des systèmes à base d'électronique de puissance [1].

## 8. Les différentes stratégies de commande

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la vitesse d'une machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une se répercute sur l'autre [17].

### 8.1 Commande vectorielle

La technique de la commande vectorielle repose sur l'orientation du flux dans la machine au stator, au rotor ou dans l'entrefer suivant l'un des deux axes (d) ou (q). Donc le contrôle des courants suivant l'axe (d) va déterminer l'état magnétique de la machine, alors que le contrôle des courants suivant l'axe (q) nous assure le couple nécessaire. Si ceci est réalisé, nous pouvons rapprocher son comportement à celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit qui fournit le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner [18].

### 8.2 Méthode directe de commande vectorielle

Dans la commande vectorielle directe, la connaissance du flux est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux. En effet, dans la méthode directe de commande vectorielle, les signaux du vecteur unitaire sont calculés à partir de l'information de flux. Le flux

magnétisant peut être mesuré directement à l'aide de capteurs ou estimé à partir des signaux de tensions statoriques et des courants [17].

### 8.3 Méthode de commande vectorielle indirecte

Dans les cas de la commande indirecte le flux n'est pas régulé (donc ni mesure ni estime). Celui-ci est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle  $\Theta_s$  qui est obtenu par l'intégration de la pulsation statorique  $\omega_s$ . Cette dernière est la somme de la pulsation rotorique  $\omega_r$  estimée et la pulsation mécanique  $\omega$  mesurée. Donc cette méthode élimine le besoin d'utiliser un capteur ou un observateur de flux [19].

### 8.4 Contrôle direct du couple de la génératrice asynchrone

La structure de contrôle direct du couple (DTC) de la machine asynchrone a été introduite par I. Takahashi et M. Depenbrock en 1985. Par la suite, plusieurs études ont permis de développer plus précisément la connaissance de cette commande [20]. Dans le cas d'un fonctionnement en moteur, l'idée directrice de ce type de commande est de chercher à tout instant la combinaison optimale des interrupteurs d'un onduleur de tension en vue de satisfaire simultanément à un objectif de flux et de couple [2].

### 8.5 La commande par Logique floue

Cette méthode est en pleine expansion. En effet, elle permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique [17].

#### 8.5.1 Notion de base de la logique floue

Dans cette section, nous présenterons la théorie de la logique floue et ses principes de base pour pouvoir construire un régulateur flou

##### 8.5.1.1 Ensemble flou

Dans la théorie des ensembles conventionnels, un élément 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.

Dans un domaine continu les ensembles flous sont définis par leurs fonctions d'appartenance. Tandis que dans le cas discret les ensembles flous sont des valeurs discrètes dans l'intervalle [0 1].

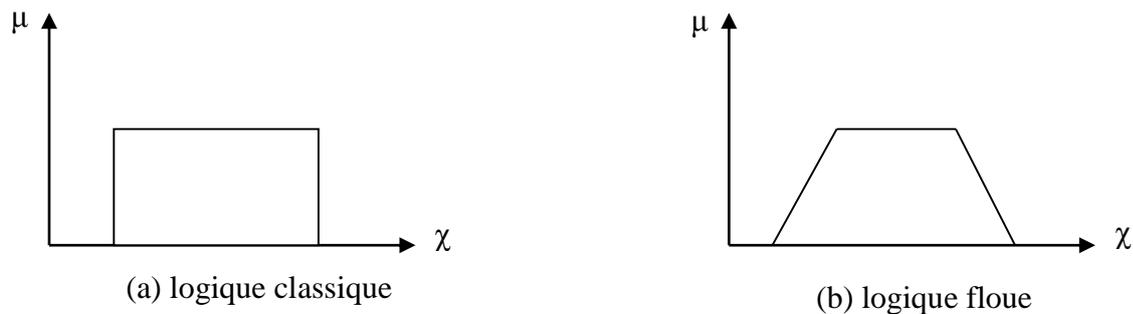


Figure I.13-Fonction d'appartenance

#### 8.5.1.2 Variable linguistique

La variable linguistique peut être représentée par un triplet  $(x, T(x), U)$  dans lequel  $x$  est le nom de la variable linguistique,  $T(x)$  l'ensemble des valeurs linguistiques de  $x$  et  $U$  l'univers de discours.

La figure (14) illustre un exemple de variable linguistique 'Vitesse', ses valeurs linguistiques sont définies comme suit :

$$T(V) = \{Petite, Moyenne, Grande\}$$

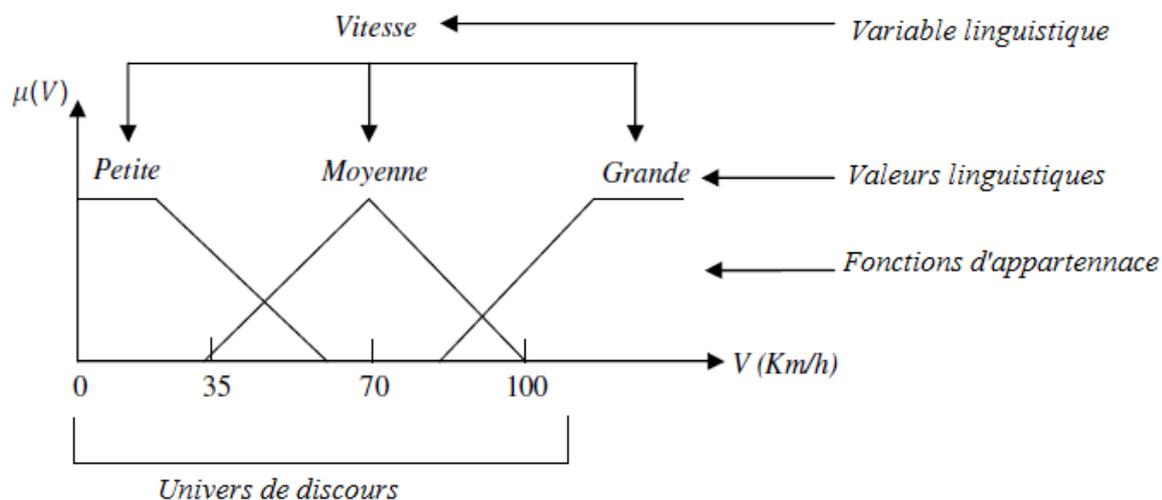


Figure I.14- Représentation graphique d'une variable linguistique.

### 8.5.1.3 Fonctions d'appartenance

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance, correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique. Elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par  $\mu_A(x)$ . L'argument  $x$  se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice  $A$  indique l'ensemble concerné [21].

Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes :

- **Fonction triangulaire** : Elle est définie par trois paramètres  $\{ a, b, c \}$  :

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } b \leq x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

- **Fonction trapézoïdale** : Elle est définie par quatre paramètres  $\{ a, b, c, d \}$  :

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a \leq x \leq b \\ 1 & \text{si } b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } c \leq x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

- **Fonction gaussienne** : Elle est définie par deux paramètres  $\{ m, \sigma \}$  :

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m}{\sigma}\right)^2\right) \quad (\text{I.8})$$

Avec :  $m, \sigma \in \mathbb{R}$ .

- **Fonction sigmoïdale** : Elle est définie par deux paramètres  $\{ a, b \}$  :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp\left(-\left(\frac{x-a}{b}\right)\right)} \quad \text{si } a, b > 0 \quad (\text{I.9})$$

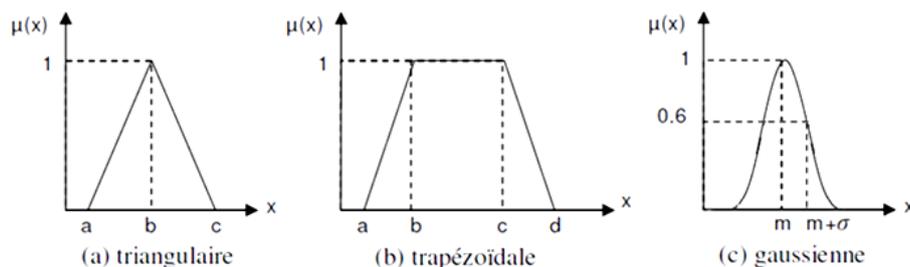


Figure I.15- Forme des fonctions d'appartenance usuelles.

### 8.5.2 Réglage et commande par la logique floue

Le domaine le plus important de l'application de la logique floue est celui du réglage et de la commande de processus industriels. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de commande souvent très efficace sans devoir faire des études théoriques approfondies. La Commande floue tient compte des expériences acquises par l'opérateur du processus en le traduisant sous forme d'un ensemble de règles d'inférences [22]

On distingue trois étapes pour le traitement par la logique floue :

- **La fuzzification** : conversion des valeurs d'entrées (grandeurs physiques) en grandeurs floues, ou variables linguistiques.
- L'établissement des règles liant les sorties aux entrées, appelé **l'inférence floue**.
- **La défuzzification** : qui est l'opération inverse de la fuzzification. Elle consiste à transformer les variables linguistiques en variables réelles ou numériques

Le régulateur flou comporte essentiellement de quatre parties comme est illustré dans la figure I.16: une interface de fuzzification, une base des règles, un mécanisme d'inférence et une interface de défuzzification.

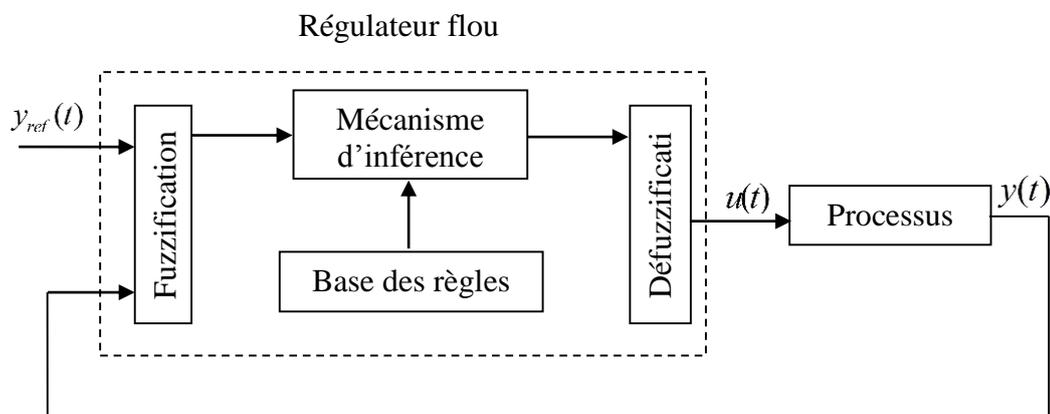


Figure I.16-Schéma général d'un régulateur flou.

### 8.5.3 Régulateur de type Sugeno

Ce type de régulateur construit à partir d'une base de règles de type «Si.. Alors ..», dans laquelle les prémisses sont toujours exprimées linguistiquement et donc similaires à celles utilisées dans un régulateur de type Mamdani, alors que les conclusions sont de nature numérique. Les conclusions peuvent s'exprimer par exemple, sous la forme d'une constante, d'un polynôme ou de manière plus générale sous forme d'une fonction dépendant des variables d'entrées.

- **Méthode de Sugeno**

$$y(x) = \frac{\sum_{k=1}^M \mu_k(x) y_k}{\sum_{k=1}^M \mu_k(x)} \quad (\text{I.10})$$

L'opérateur « ET » est réalisé par la formation du produit, la conclusion de chaque règle floue est une fonction numérique. La sortie est égale à la somme pondérée des sorties des règles floues.

## 8.6 Commande par mode glissement

La commande par mode glissant est une classe de la commande à structure variable, elle est efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires [19]. Il est considéré comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis. La caractéristique principale de la commande par mode glissant est que la loi de commande se modifie d'une manière discontinue [23]. La commande par mode glissant, également appelé contrôle de structure variable a été introduit par Utkin. C'est un algorithme non linéaire robuste qui utilise un contrôle discontinu pour forcer les trajectoires du système à rejoindre une surface de glissement spécifiée, elle a été largement utilisée pour sa robustesse face aux incertitudes des paramètres du modèle et aux perturbations externes.

### 8.6.1 Principe de la commande par mode glissant

Le principe de la commande par mode glissant est de contraindre les trajectoires, ou la trajectoire d'état dans le cas d'un système mono-variable, à atteindre une surface de glissement prédéfinie et ensuite d'y rester grâce à une loi de commutation adéquate. Deux modes de fonctionnements peuvent être distingués :

- **Le mode de convergence**

C'est la phase durant laquelle la variable à contrôler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan d'état et tend vers la surface de glissement.

- **Le mode glissement**

C'est la phase durant laquelle la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend à y rester. Le comportement dynamique du système une fois atteint le voisinage de cette surface est essentiellement conditionné par cette dernière. On dit alors que le système est en régime glissant.

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité

de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande.

Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte ( $u_{eq}$ ) l'autre stabilisante ( $u_{ds}$ ).

$$u = u_{eq} + u_{ds} \quad (I.11)$$

$u_{eq}$  Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x) = 0$ . La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle

$$\dot{S}(x) = 0 \quad (I.12)$$

Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs  $u_{min}$  et  $u_{max}$ .

La commande discrète  $u_{ds}$  est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.

### 8.6.2 Conception de la commande par mode de glissement

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une à l'autre [7] :

- ✓ Choix de la surface,
- ✓ Etablissement des conditions d'existence,
- ✓ Détermination de la loi de commande.

### 8.6.3 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement n'est pas unique, il dépend de l'application et de l'objectif visé.

Pour un système défini par l'équation suivante, le vecteur de surface a la même dimension que le vecteur de commande  $u$  :

$$\dot{X} = A(X, t).X + B(X, t).u \quad (I.13)$$

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Ainsi la surface représente le comportement

dynamique désiré du système. Dans notre cas, nous nous intéressons à une surface de la forme suivante :

$$s(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (\text{I.14})$$

$e(x)$  : L'écart entre la variable à régler et sa référence  $e(x) = X_{\text{ref}} - X$ ,

$\lambda_x$  : Constante positive,

$r$  : Degré relatif, il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$  pour un choix convenable du paramètre  $\lambda_x$ , tout en respectant la condition de convergence.

#### 8.6.4 Conditions de convergence et d'existence

Les conditions de convergences sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation : il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence.

##### ➤ Fonction discrète de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro.

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{I.15})$$

#### Fonction de LYAPONOV

La fonction de LYAPNOV est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire  $S(x)$  pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence.

Nous définissons la fonction de LYAPONOV comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{I.16})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{I.17})$$

Pour que la fonction  $V(x)$  puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié que si la condition (I.15) est vérifiée.

L'équation (I.16) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprimée par  $s^2(x)$  diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux cotés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant où la fréquence de commutation est infinie.

### 8.7 Commande par mode glissant flou

La commande par mode glissant flou est développée en combinons la commande logique flou et le contrôle de mode glissant. Dans la conception de cette technique de commande, la méthodologie de la commande par mode glissant est adapté pour sélectionner à la fois les fonctions d'appartenance et les règles d'inférence flou en fuzzifiant la surface de glissement, le gain de contrôle de rétroaction de la commande par mode glissant peut être obtenue à partir de la base de d'inférence flou. L'objectif de ce système de commande consiste à maintenir la tension du bus continue à une valeur constante l'osque la vitesse du rotor et la charge varient et de garantir la stabilité.

## 9. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de dresser un panel des solutions électrotechniques possibles pour la production d'énergie électrique grâce à des turbines éoliennes. Après un rappel des notions élémentaires nécessaires à la compréhension de la chaîne de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique, les différents types d'éoliennes et leur mode de fonctionnement ont été décrits. La seconde partie du chapitre présente les machines électriques et leurs convertisseurs associés, adaptables à un système éolien. Trois grandes familles de machines sont présentées : machines asynchrones, machine synchrones.

Compte tenu des deux principaux modes de fonctionnement d'une éolienne, à savoir : génération d'énergie électrique de façon autonome sur des charges isolées ou raccordement sur un réseau déjà existant, il nous a paru intéressant de pouvoir étudier chaque mode de fonctionnement.

En ce qui concerne le fonctionnement autonome, la machine asynchrone à cage d'écureuil auto-excitée par un banc de capacités apparaît comme une solution intéressante du point de vue du coût relativement faible et de la maintenance facilitée grâce à l'absence de contacts glissants.

## **CHAPITRE II**

## Chapitre II: Modélisation de la machine asynchrone à cage

### 1. Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation, celle-ci nous permet et facilite la simulation, la réalisation et la conception des stratégies de commande.

Les machines électriques sont généralement modélisées par des équations mathématiques non linéaires à cause des inductances et des coefficients des équations dynamiques qui dépendent de la position rotorique, donc du temps.

Un modèle doit être une bonne réplique du système réel pour mener une étude précise et concevoir une commande fiable.

Dans ce chapitre nous allons nous intéresser à la modélisation de la machine asynchrone, au convertisseur associé au système d'auto-excitation.

### 2. Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation analytique d'une machine asynchrone ne peut se faire sans supposer quelques hypothèses simplificatrices, qui ont pour but de faciliter la mise en équations [2], [7].

- Entrefer constant,
- Effet des encoches négligé,
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- Circuit magnétique non saturé,
- Pertes ferromagnétiques négligeables,
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses ci-dessus, on peut citer :

- L'additivité des flux,
- La constance des inductances propres,
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

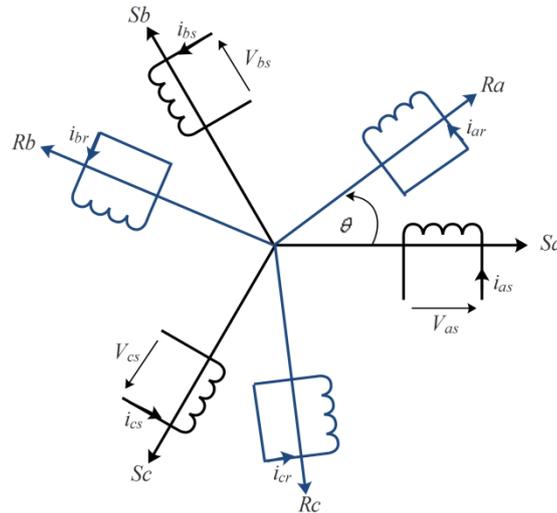


Figure II.1 - Représentation des enroulements de la machine dans l'espace électrique.

Pour écrire les équations mathématiques de la machine, on se basera sur la représentation illustrée sur la Figure II.1 qui représente les six enroulements de la machine dans l'espace électrique, l'angle  $\theta$  repère l'axe de la phase rotorique de référence  $\vec{R}_a$  par rapport à l'axe fixe de la phase statorique de référence  $\vec{S}_a$ . En désignant par :

$\theta$ : Angle mécanique entre  $\vec{S}_a$  et  $\vec{R}_a$ .

➤ **Application de la loi de Faraday à la machine asynchrone à cage d'écuréuil**

La représentation de l'un des six enroulements statoriques ou rotoriques de la machine est illustrée à la Figure II.2. En appliquant la loi des mailles on aura la relation suivante :

$$V = R_i + \frac{d\phi}{dt} \tag{II.1}$$

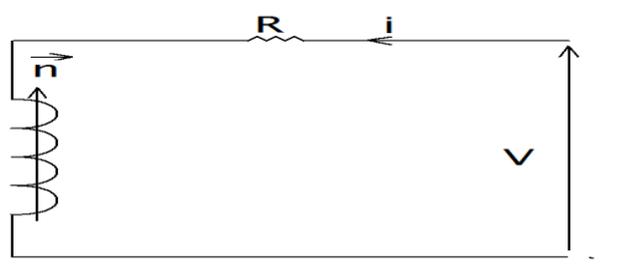


Figure II.2- Modèle d'une phase avec force électromotrice.

On déduit pour l'ensemble des phases.

Statorique :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \left(\frac{d}{dt}\right) \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Ou :

$$V_{sabc} = [R_s][i_{sabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right)[\Phi_{sabc}] \quad (\text{II.3})$$

Et rotorique :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \left(\frac{d}{dt}\right) \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Ou :

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right)[\Phi_{rabc}] = [0] \quad (\text{II.5})$$

Une matrice des inductances  $[L(\theta)]$  établit la relation entre les flux et les courants, dont la moitié dépend du temps, par l'intermédiaire de  $\theta$  (position de rotor par rapport au stator).

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous-matrices d'induction :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sabc} \\ \Phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

En remplaçant l'équation (II.6) dans (II.3) et (II.5) on obtient les équations suivantes :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right)[L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{sabc}] \quad (\text{II.7})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \left(\frac{d}{dt}\right)[M_{rs}][i_{rabc}] + [L_r][i_{rabc}] \quad (\text{II.8})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$s, r$  : Indices respectifs du stator et du rotor,

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique ( $\Omega$ ),

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique ( $\Omega$ ),

$M_s$  : Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases stator (H),

$M_r$  : Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases rotor (H)

$M_{sr}$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor , il est obtenu lorsque les axes sont alignés (H),

$V_{sabc}$  : Tensions des trois phases statoriques (V),

$i_{sabc}$  : Courants qui traversent les trois phases statoriques (A),

$V_{rabc}$  : Tensions aux trois phases rotoriques (V),

$i_{rabc}$  : Courants qui traversent les trois phases rotoriques (A),

$\Phi_{sabc}$  : Flux total à travers les enroulements statoriques ( $W_b$ ),

$\Phi_{rabc}$  : Flux total à travers les enroulements rotoriques ( $W_b$ ),

### 3. Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone à cage d'écureuil

#### ➤ Équation électrique d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

Le passage du système triphasé au système biphasé est assuré par la matrice de passage directe et inverse [2],[24],[25] :

$$[V_{dqo}] = [P][V_{abc}] \quad (\text{II.10})$$

$$[V_{abc}] = [P]^{-1}[V_{dqo}] \quad (\text{II.11})$$

Tel-que :

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

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

$$[V_{abc}] = [R][i_{abc}] + \left( \frac{d}{dt} \right) [\Phi_{abc}] \quad (\text{II.14})$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

La transformation [P] est appliquée à l'équation (II.18) :

$$[P]^{-1}[V_{dqo}] = [R][P]^{-1}[i_{dqo}] + \left(\frac{d}{dt}\right)[[P]^{-1}[V_{dqo}]] \quad (\text{II.16})$$

En multipliant l'équation (II.16) par [P] on aura :

$$[V_{dqo}] = [R][i_{dqo}] + \left(\frac{d}{dt}\right)[\Phi_{dqo}] + [P] \left(\frac{d[P]^{-1}}{dt}\right)[\Phi_{dqo}] \quad (\text{II.17})$$

Finalement, on obtient le système des équations de la machine dans le repère de Park qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent :

$$V_d = Ri_d + \left(\frac{d\Phi_d}{dt}\right) - \left(\frac{d\theta}{dt}\right)\Phi_q \quad (\text{II.18})$$

$$V_q = Ri_q + \left(\frac{d\Phi_q}{dt}\right) + \left(\frac{d\theta}{dt}\right)\Phi_d \quad (\text{II.19})$$

$$[V_o] = Ri_o + \left(\frac{d\Phi_o}{dt}\right) \quad (\text{II.20})$$

Dans notre cas le,  $\theta$  est remplacé soit par  $\theta_s$  pour le stator, ou par  $\theta_r$  pour le rotor.

On désigne par :

$$\theta = p \cdot \Theta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{II.21})$$

Où  $\Theta$  est la position mécanique de l'axe rotorique par rapport à l'axe statorique,

$p$  : Le nombre de pair de pôles,

$\theta_s$  : L'angle électrique( $\vec{S}_a, \vec{O}_d$ ),

$\theta_r$  : L'angle électrique( $\vec{R}_a, \vec{O}_d$ ).

En supposant le système parfaitement équilibré, l'équation (II.20) qui correspondent aux composantes homopolaires statorique et rotorique, sont identiquement nulles.

Suite à l'hypothèse de linéarité des matériaux, les flux statoriques et rotoriques s'expriment dans le repère de Park en fonction des courants par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Avec :

$L_s = l_s + M$  : Inductance cyclique statorique (H),

$L_r = l_r + M$  : Inductance cyclique rotorique (H),

$l_s$  : Inductance de fuite statorique (H),

$l_r$  : Inductance de fuite rotorique (H),

$M$  : Mutuelle inductance (H).

L'expression du couple électromagnétique est la suivante :

$$C_{em} = p \cdot M \cdot (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{II.23})$$

Qui peut s'écrire aussi :

$$C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\Phi_{rd} \cdot i_{sq} - \Phi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{II.24})$$

#### 4. Auto-amorçage de la MAS par un convertisseur statique

Dans cette partie on exposera le modèle mathématique de l'auto-amorçage par un convertisseur statique qui nous permet à la fois de laisser passer l'énergie réactive et de maintenir constante la tension continue à la sortie. La commande du convertisseur induit deux degrés de liberté. Cela pourrait être l'amplitude de la tension continue la fréquence de référence imposée au fondamental des grandeurs statoriques.

Dans ce qui suit, nous allons introduire la modélisation du système d'excitation avec un convertisseur à MLI.

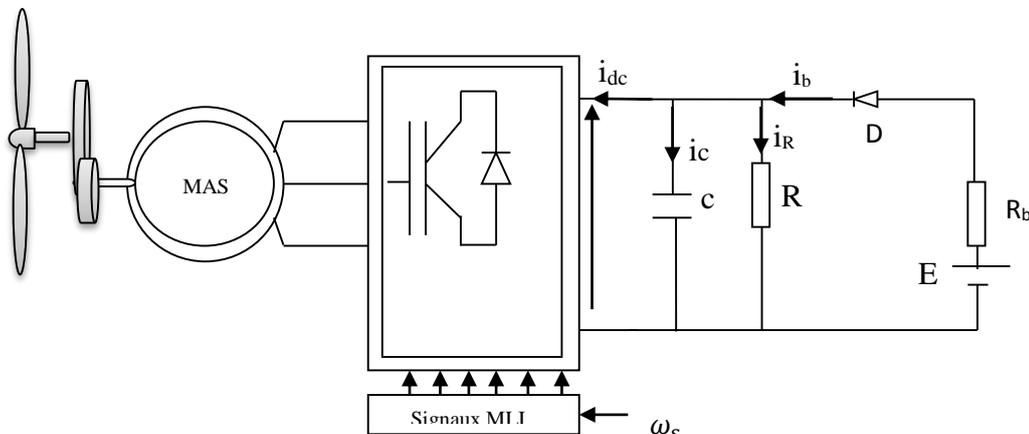


Figure II.3 - Auto- amorçage par un convertisseur MLI.

$i_b$  Représente le courant injectée par une batterie à travers une diode,  $i_R$  est le courant absorbé par la charge autonome et  $i_{dc}$  est le courant redressé.

Lorsque la diode est passante, on peut écrire les équations suivantes:

$$i_{dc} = i_b - i_R - i_c \quad (\text{II.25})$$

Le courant dans le condensateur est comme suit :

$$i_c = c \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (\text{II.26})$$

La tension dans le bus continu s'écrit :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{c} (i_{dc} + v_{dc} \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{r_b} \right) - \frac{E}{r_b}) \quad (\text{II.27})$$

Par conséquent la tension redresse  $v_{dc}$  est donner par la relation suivante

$$v_{dc} = \int -\frac{1}{c} [i_{dc} + v_{dc} \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{r_b} \right) - \frac{E}{r_b}] \quad (\text{II.28})$$

Lorsque la diode est bloquée on a :

$$i_{dc} = -i_R - i_c \quad (\text{II.29})$$

Donc le courant s'écrit :

$$i_{dc} = -c \frac{dv_{dc}}{dt} - v_{cdc} \quad (\text{II.30})$$

De (II.28) on écrits l'expression de la tension  $V_{dc}$  (V):

$$V_{dc} = \int -\frac{1}{c} [i_{dc} - \frac{v_{dc}}{R}] \quad (\text{II.31})$$

## 5. Modélisation du convertisseur statique

### ➤ Modèle de l'onduleur

L'onduleur triphasé est illustré par son circuit de puissance dans la Figure II.5. On distingue d'une part les tensions de branche  $V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}$  mesurées par rapport à la borne négative de la tension continue  $V_{dc}$ , d'autre part, il y a les tensions des phases  $V_{An}, V_{Bn}$  et  $V_{Cn}$  mesurées par rapport à un point neutre flottant  $n$ . Dans le circuit de puissance de l'onduleur triphasé, il est à noter que les états des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

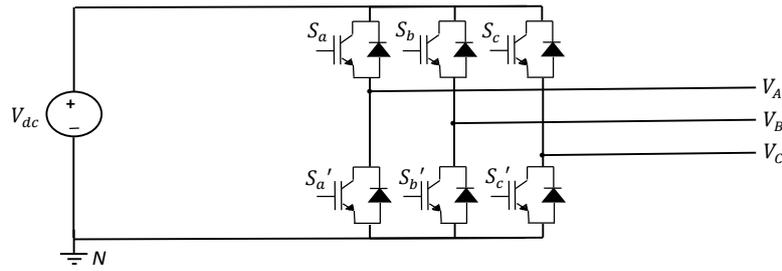


Figure II.4 : Circuit de fonctionnement de l'onduleur triphasé

En utilisant les états des interrupteurs, nous pouvons obtenir les tensions de branche de sortie de l'onduleur mesurées par rapport à la borne négative de la tension du côté continu comme suite :

$$V_{AN} = S_a \cdot V_{dc} \quad (\text{II.32})$$

$$V_{BN} = S_b \cdot V_{dc} \quad (\text{II.33})$$

$$V_{CN} = S_c \cdot V_{dc} \quad (\text{II.34})$$

Où  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  désignent les états des interrupteurs par un bras A, B et C respectivement.

➤ **Les tensions composées**

$$V_{AB} = V_{AN} + V_{NB} = V_{AN} - V_{BN} = (S_a - S_b)V_{dc} \quad (\text{II.35})$$

$$V_{BC} = V_{BN} + V_{NC} = V_{BN} - V_{CN} = (S_b - S_c)V_{dc} \quad (\text{II.36})$$

$$V_{CA} = V_{CN} + V_{NA} = V_{CN} - V_{AN} = (S_c - S_a)V_{dc} \quad (\text{II.37})$$

➤ **Les tensions simples**

Les tensions simples s'obtiennent par différence de deux tensions composées :

$$V_{AB} - V_{CA} = V_{AN} - V_{BN} - V_{CN} + V_{AN} = 3V_{AN} \quad (\text{II.38})$$

$$2V_{AN} - V_{BN} - V_{CN} = 3V_{AN} \quad (\text{II.39})$$

Donc:

$$V_{AN} = \frac{1}{3}(2V_{AN} - V_{BN} - V_{CN}) \quad (\text{II.40})$$

De la même manière on obtient :

$$V_{BN} = \frac{1}{3}(2V_{BN} - V_{AN} - V_{CN}) \quad (\text{II.41})$$

$$V_{CN} = \frac{1}{3}(2V_{CN} - V_{AN} - V_{BN}) \quad (\text{II.42})$$

En remplaçant les équations (II.32), (II.33), (II.34) dans (II.40), (II.41), (II.42), respectivement on aura :

$$V_{AN} = \frac{1}{3}V_{dc}(2S_a - S_b - S_c) \quad (\text{II.43})$$

$$V_{BN} = \frac{1}{3}V_{dc}(2S_b - S_a - S_c) \quad (\text{II.44})$$

$$V_{CN} = \frac{1}{3}V_{dc}(2S_c - S_a - S_b) \quad (\text{II.45})$$

On pose :

$$V_{AN} = V_{Sa}, V_{BN} = V_{Sb}, V_{CN} = V_{Sc}$$

On aura au final les équations de l'onduleur :

$$V_{Sa} = \frac{1}{3}V_{dc}(2S_a - S_b - S_c) \quad (\text{II.46})$$

$$V_{Sb} = \frac{1}{3}V_{dc}(2S_b - S_a - S_c) \quad (\text{II.47})$$

$$V_{Sc} = \frac{1}{3}V_{dc}(2S_c - S_a - S_b) \quad (\text{II.48})$$

### ➤ **Modèle du redresseur**

On peut exprimer le courant  $i_{dc}$  en fonction des interrupteurs et les courants  $i_{Sabc}$  comme suivant :

$$i_{dc} = S_a i_{Sa} + S_b i_{Sb} + S_c i_{Sc} \quad (\text{II.49})$$

## 6. **Résultat de simulation de la machine asynchrone**

Dans cette partie, on à simuler la machine asynchrone a cage d'écureuil en fonctionnement moteur sous MATLAB/SIMULINK, cela permet de mettre en évidence le comportement du moteur asynchrone. Les résultats de simulation sont représentés dans les Figures suivantes :

### ❖ **La vitesse**

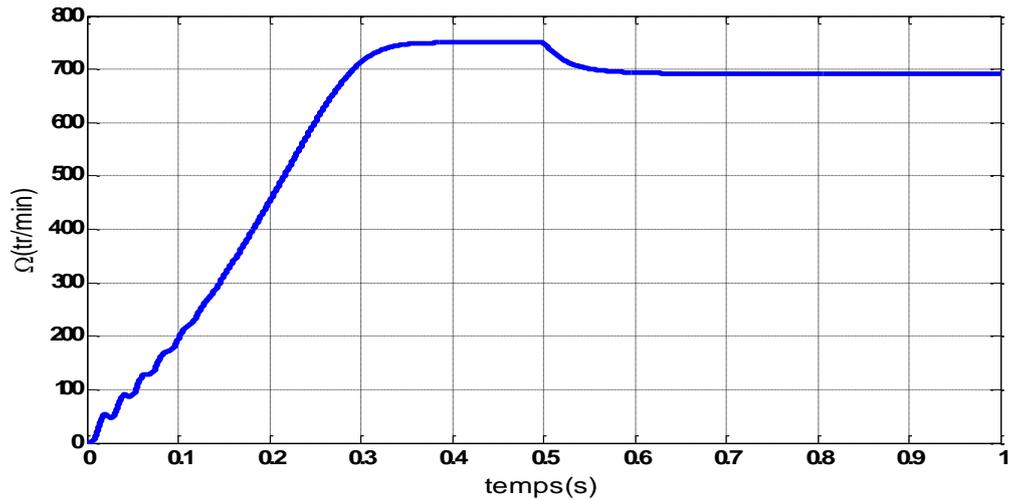


Figure II.5-allure de vitesse de la MAS

Cette figure illustre l'évolution temporelle, en régime transitoire et en régime permanent de la vitesse de rotation, dans la phase transitoire on trouve de légères ondulations celles-ci sont dues aux oscillations du couple, la vitesse se stabilise à 750 (tr/mn), la machine a été alimentée à vide et les frottements sont négligés. A l'instant  $t = 0,5$  (s) on a appliqué un couple de charge égale à 40 (N.m), on remarque que la vitesse de la rotation diminue et atteint une vitesse de 691 (tr/min).

❖ Couple électromagnétique

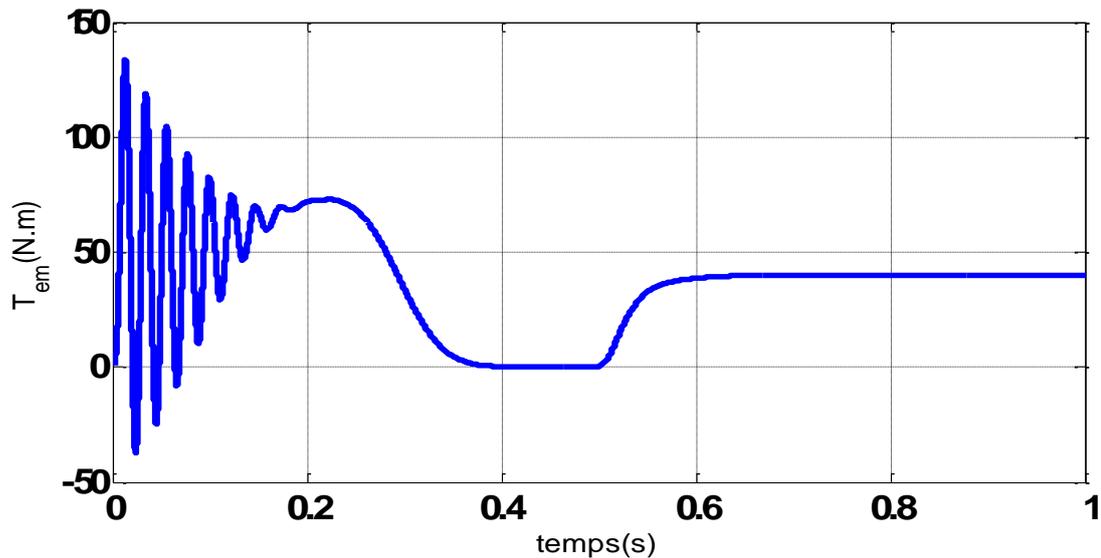


Figure II.6- Allure du couple électromagnétique de la MAS.

Cette courbe représente le couple électromagnétique de la MAS. Nous remarquons des oscillations avant  $t=0.2s$  qui représente le régime transitoire puis se stabilise jusqu'à  $T=0.5(s)$  ou le couple augmente pour atteindre les  $40(N.m)$  à cause du couple résistant appliqué à cette instant.

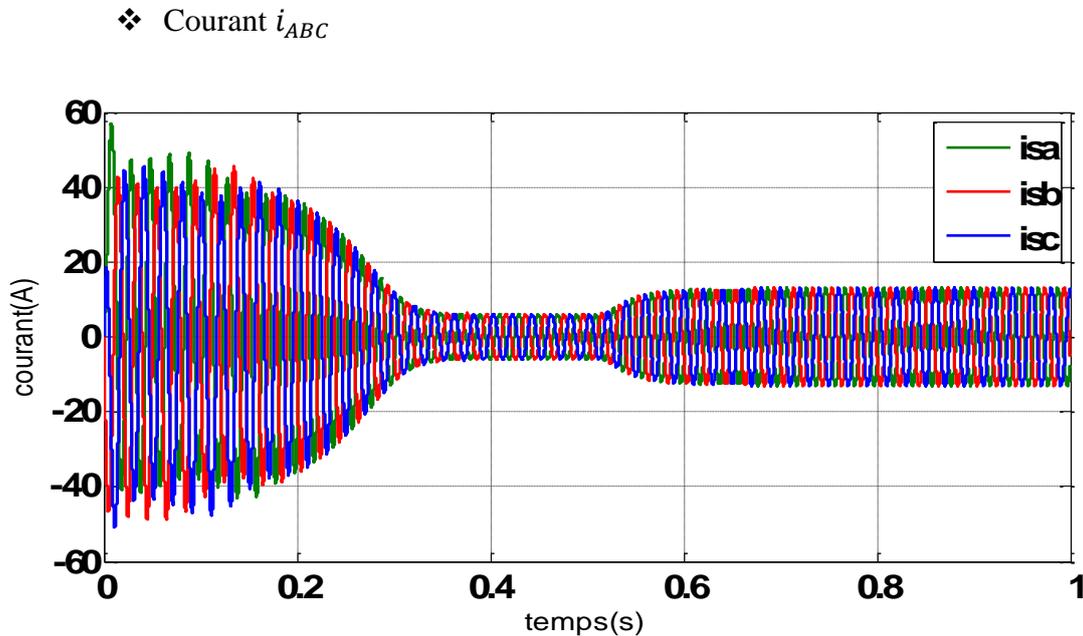


Figure II.7- Courant statorique  $i_{abc}$

D'après la courbe on remarque qu'au moment de la phase transitoire le courant dépasse le courant nominal, après le régime transitoire le courant atteint sa valeur du comportement inductif du moteur à vide. Et à  $T=0.5(s)$  pour un couple de  $40N.m$  l'appelle de courant augment.

## 7. Conclusion

Ce deuxième chapitre est consacré à la modélisation, à savoir, le modèle de la machine asynchrone à cage d'écuréuil, l'organe de commande (convertisseur à MLI) ainsi que le bus continu.

Des résultats de simulation sont présentés pour valider le modèle mathématique de la machine asynchrone.

Le chapitre suivant est consacré à l'élaboration de la stratégie de commande du système étudié en utilisant le mode glissant flou.

## **CHAPITRE III**

## Chapitre III : Commande par mode glissant flou d'une génératrice asynchrone autonome

### 1. Introduction

La commande par mode glissant a largement prouvé son efficacité à travers plusieurs études théoriques, ses principaux domaines d'application sont la robotique et la commande des moteurs électriques [26]

Par ailleurs, la commande par mode glissant a largement prouvé son efficacité à travers plusieurs études théoriques. L'avantage que procure une telle commande, qui la rend aussi importante, est sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle. Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients : l'apparition du phénomène de chattering ou broutement provoqué par la partie discontinue de la commande qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs ; le système est soumis à chaque instant à une commande élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré et ceci n'est pas souhaitable.

Certains chercheurs ont essayé de trouver une similitude entre la commande floue non linéaire et la commande par mode glissant et de combiner les deux lois de commande, c'est-à-dire la commande floue pour sa rapidité et sa facilité de mise en œuvre, et le régime glissant pour ses fondements théoriques rassurant du point de vue stabilité et robustesse.

L'objectif de ce travail consiste à maintenir la tension du bus continu à une valeur constante lorsque la vitesse du rotor et la charge varie. Enfin, les résultats de la simulation montrent que le schéma de contrôle proposé offre une dynamique élevée caractéristiques de performance ainsi qu'une forte robustesse vis-à-vis de la variation de la vitesse et de la charge

Ce chapitre est organisé comme suit. D'abord, réalisation d'une commande vectorielle orientée nous donnons une brève explication du SMC, après, une conception de la FSMC va être établie, ensuite, des résultats de simulation sont donnés, et on termine par une conclusion

### 2. Principe de la commande vectorielle

La difficulté majeure rencontrée dans la commande d'une machine asynchrone à cage d'écureuil réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une se répercute sur l'autre.

Cette difficulté peut être surmontée en appliquant la méthode de la commande vectorielle, qui permet de réaliser un découplage entre le couple et le flux. La machine

asynchrone à cage d'écureuil est alors commandée comme une machine à courant continu à excitation indépendante.

Le régulateur calcul alors à partir des consignes (le flux et le couple nécessaire) des quels on déduit les courants requis. Typiquement, la commande vectorielle sert à maintenir le courant à la valeur demandée.

### 2.1 Description de la commande vectorielle

Pour réaliser le découplage entre le flux et le couple, on doit faire appel aux équations présentées dans le repère « dq » développé dans le chapitre (II), ce repère étant libre on peut l'orienter selon notre besoin. Dans notre cas on procédera à la commande vectorielle par l'orientation de flux rotorique qui est la plus utilisée, elle donne de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du repère tel que :  $\Phi_{rd} = \Phi_r$  et  $\Phi_{rq} = 0$ . Cela signifie que le flux  $\Phi_r$  est aligné en permanence avec l'axe « d ». Lorsque le champ rotorique est orienté, le comportement de la machine asynchrone à cage d'écureuil est décrit par les équations ci-après. Partant des équations (II.18) (II.19) nous obtenons :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} \quad (\text{III.1})$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} \quad (\text{III.2})$$

$$0 = R_r i_{rd} - \omega_r \Phi_{rq} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \quad (\text{III.3})$$

$$0 = R_r i_{rq} + \omega_r \Phi_{rd} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \quad (\text{III.4})$$

Nous rappelons aussi, ci-dessous, les relations entre les différents flux et courant de la machine asynchrone à cage d'écureuil, en partant de l'équation (II.22) :

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (\text{III.5})$$

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \quad (\text{III.6})$$

$$\Phi_{rd} = M i_{sd} + L_r i_{rd} \quad (\text{III.7})$$

$$\Phi_{rq} = M i_{sq} + L_r i_{rq} \quad (\text{III.8})$$

En supposant que la commande maintient :  $\Phi_{rd} = \Phi_r = \text{constante}$  et  $\Phi_{rq} = 0$ , alors les dérivées temporelles des flux sont nulles en régime permanent  $\frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{d\Phi_r}{dt} = 0$  et  $\frac{d\Phi_{rq}}{dt} = 0$ .

À partir de la relation (III-3) on obtient :

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = -R_r i_{rd} \quad (\text{III.9})$$

Ce qui implique que le courant  $i_{rd}$  est également nul en régime permanent. Par ailleurs, l'équation (III.4) permet d'exprimer le flux en fonction du courant et de la pulsation rotorique sous la forme suivante :

$$\Phi_r = -\frac{R_r i_{rq}}{w_r} \quad (\text{III.10})$$

La relation (III.10) donne la valeur que doit avoir  $\Phi_r$  en fonction de  $i_{rq}$  (avec  $\frac{d\Phi_{rq}}{dt} = 0$  et  $i_{rd} = 0$ ) pour que le flux rotorique reste orienté.

On peut, à partir des relations (III.7) et (III.8) exprimer les courants  $i_{rd}$  et  $i_{rq}$  comme suit :

$$i_{rd} = \frac{\Phi_r - M i_{sd}}{L_r} \quad (\text{III.11})$$

$$i_{rq} = \frac{-M i_{sq}}{L_r} \quad (\text{III.12})$$

Le repère orienté impose  $\Phi_{rq} = 0$ . Connaissant le courant  $i_{sq}$ , l'expression du couple électromagnétique donné par la relation (II.27) devient alors :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} i_{sq} \quad (\text{III.13})$$

Pour mettre en œuvre la stratégie de commande, il faut pouvoir estimer  $\Phi_r$  et  $w_s$  pour l'application de la transformation de Park.

## 2.2 Estimation du flux rotorique et de la pulsation statorique

Dans la relation (III.9) on remplace  $i_{rd}$  par sa valeur exprimée en (III.11) il devient :

$$\Phi_r = \frac{M i_{sd}}{1 + \tau_r s} \quad (\text{III.14})$$

Avec :

- $\tau_r$  : constante de temps rotorique,
- $s$  : opérateur de dérivation.

La connaissance de  $w_s$  permet d'assurer la validité des équations car le référentiel « dq » doit suivre constamment le champ tournant. Pour cela, on se sert de la relation angulaire interne  $w_s = w_r + p\Omega$ . La vitesse de rotation de la machine est mesurée. Par contre, il faut estimer la vitesse du champ rotorique. Dans l'équation (III.10) on remplace  $i_{rq}$  par sa valeur donnée en (III.12) Ce qui donne :

$$w_r = \frac{M i_{sq}}{\tau_r \Phi_r} \tag{III.15}$$

On obtient finalement

$$w_s = \frac{M i_{sq}}{\tau_r \Phi_r} + p\Omega \tag{III.16}$$

Le schéma de la commande et illustré dans la figure III.1

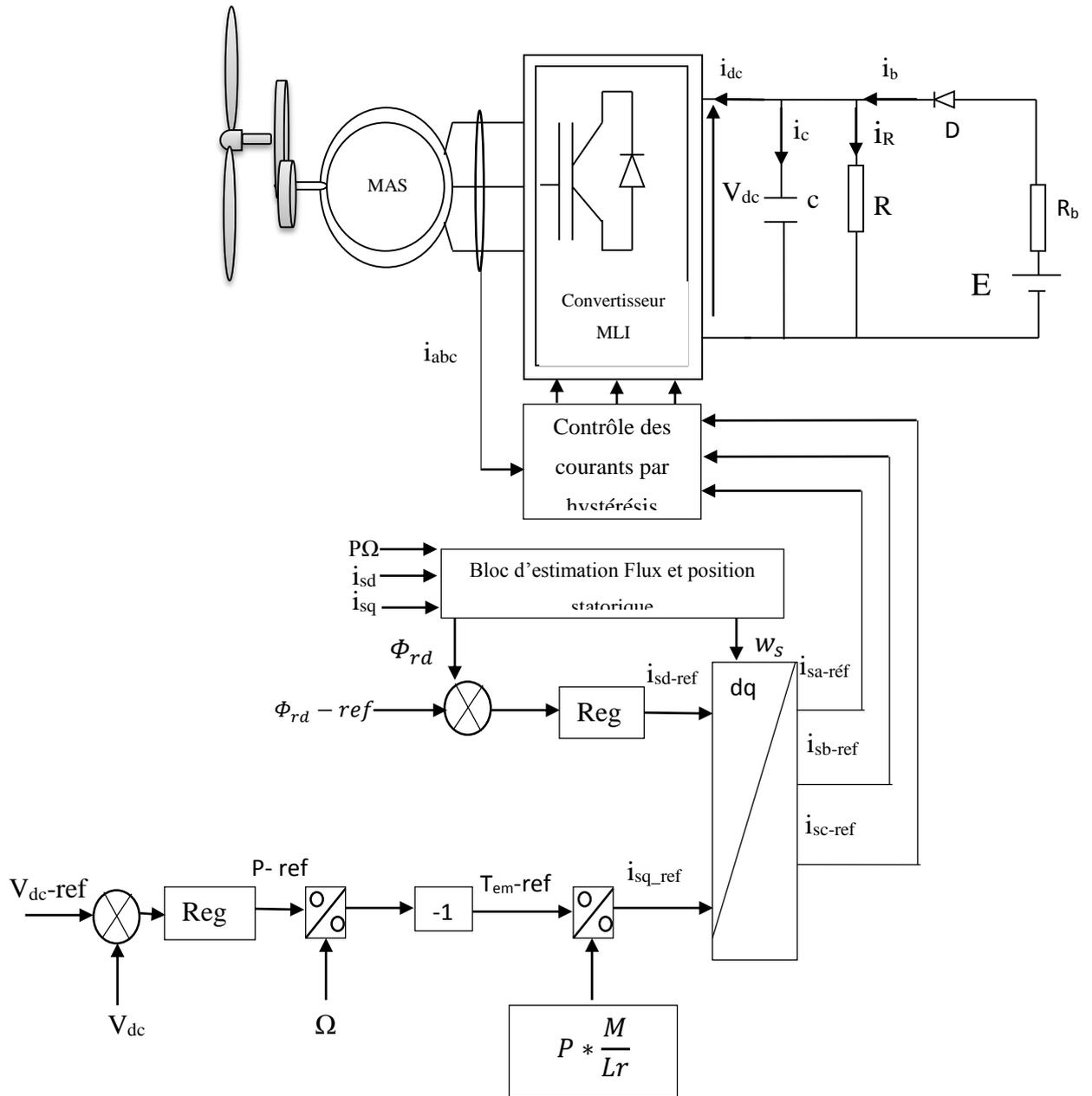


Figure III.1- schéma de commande orientation du flux

### 3. Contrôle du mode glissant et régulateur logique flou

Le contrôle par mode glissant est une méthode de contrôle non linéaire. Cela modifie la dynamique du système en utilisant un signal de commande discontinu et force le système à glisser le long d'une surface de glissement prédéfinie. Selon la théorie du mode glissant, la condition suffisante pour l'existence et le maintien du mode glissant est donné par (III.17)

$$s(x) * \dot{s}(x) < 0 \quad (III.17)$$

Si nous conservons les signes positif et/ou négatif pour la fonction de commutation et sa dérivée, la variable contrôlée sera convergée vers sa surface de glissement, ce qui signifie vérification de la condition (III.17) et qui implique une stabilité du système.

Dans ce qui suit, nous allons voir que la règle de base de la FSMC peut être systématiquement construite sur la base de la condition d'existence de l'équation (III.17). Dans notre cas, nous avons deux grandeurs à contrôler, ce qui fait qu'il existe deux régulateurs FSMC qui impliquent deux surfaces de glissement défini comme suit :

$$S(\Phi_r) = \Phi_{r\_ref} - \Phi_r \quad (III.18)$$

$$S(V_{dc}) = V_{dc\_ref} - V_{dc} \quad (III.19)$$

Pour mieux expliquer et comprendre le principe de la FSMC, nous allons utiliser l'équation (III.14) et la première surface de glissement correspondantes (III.18)

En transférant (III.18) en équation différentiel par rapport au temps.

De l'équation (III.17) on aura

$$\dot{s}(\Phi_r) \text{sing}(s(\Phi_r)) \leq 0 \quad (III.20)$$

D'où

$$\dot{S}_{\Phi_r} = \dot{\Phi}_{r\_ref} - \dot{\Phi}_r \quad (III.21)$$

Sachant que :

$$\dot{\Phi}_r = \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_r \quad (III.23)$$

En introduisant (III.23) dans (III.21) on aura

$$\dot{S}_{\Phi_r} = \dot{\Phi}_{r\_ref} - \frac{M}{\tau_r} i_{sd} + \frac{1}{\tau_r} \Phi_r \quad (III.24)$$

En introduisant (III.24) dans (III.20) on aura

$$\left( \dot{\Phi}_{r\_ref} - \frac{M}{\tau_r} i_{sd} + \frac{1}{\tau_r} \Phi_r \right) \text{sing}(s(\Phi_r)) \leq 0 \quad (III.25)$$

Dans cette équation (III.23) le terme  $\frac{1}{\tau_r}$  est de valeur positive. Donc si  $S(\Phi_r) < 0$ , la diminution de l'entrée de contrôle  $i_{sd}$  entrainera la diminution de  $s(\Phi_r) * \dot{s}(\Phi_r)$ . Sinon si,  $S(\Phi_r) > 0$ , l'augmentation de  $i_{sd}$  entrainera la diminution des  $(\Phi_r) * \dot{s}(\Phi_r)$

L'équation (III.23) sera utilisée pour définir la table de vérité de notre régulateur flou de façon suivant, Ou dS représente la variation de la surface de glissement.

$\Delta U$		dS		
		N	Z	P
S	N	NB	NM	NS
	Z	NS	Z	PS
	P	PS	PM	PB

FigureIII.2-Table de vérité de la FSMC

Le diagramme de blocs de la FSMC généralisé est montré sur la Figure (III.3) Ou S (kT) et dS (kT) sont respectivement la surface de glissement et sa variation, k est un entier positif et T est la période d'échantillonnage. Le signal de sortie est l'incrément de contrôle  $\Delta U$  (kT + T) qui est utilisé pour mettre à jour la loi de contrôle U (kT + T). Ce dernier est donné comme suit :

$$U(kT + T) = U(kT) + \Delta U(kT + T) \quad (\text{III.26})$$

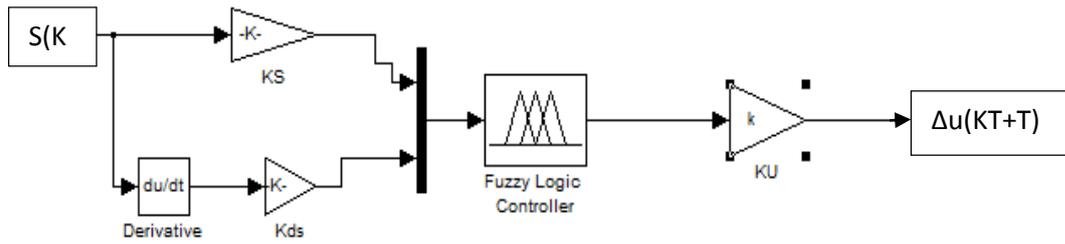


Figure III.3-diagramme généralisé d'un bloc FSMC

Avec,  $K_s$ ,  $K_{ds}$  et  $K_u$  sont des facteurs d'échelle

Le FSMC est basé sur un moteur d'inférence Sugeno d'ordre zéro. Les fonctions d'appartenance trapézoïdale et triangulaire désignées par N (négatif), Z (zéro) et P (positif) sont utilisées à la fois pour la surface de glissement  $S(kT)$  et sa variation  $dS(kT)$  dans le domaine normalisé, voir le figure III.4 Pour le signal de sortie, on utilise cinq singletons normalisés notés NB(negative big), NM(negative middle), Z(zero), PM(positive middle) et PB(positive big).

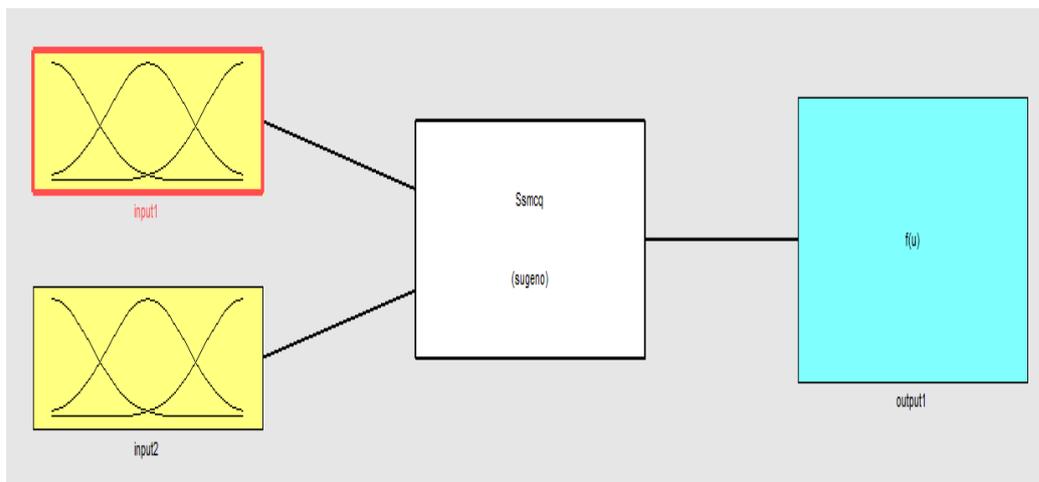


Figure III.4-Régulateur flou type sugeno

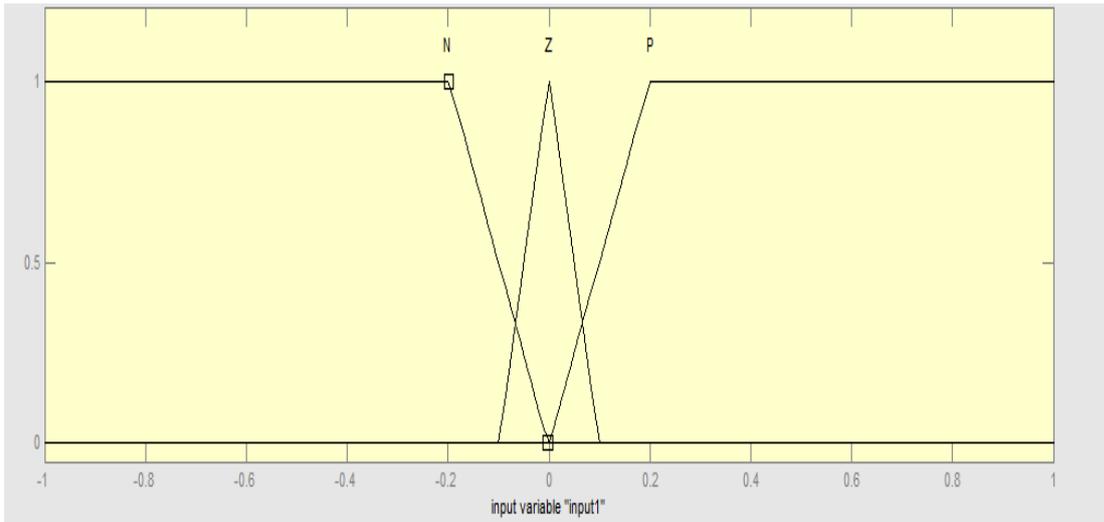


Figure III.5-fonction d'ajustements entrée 1

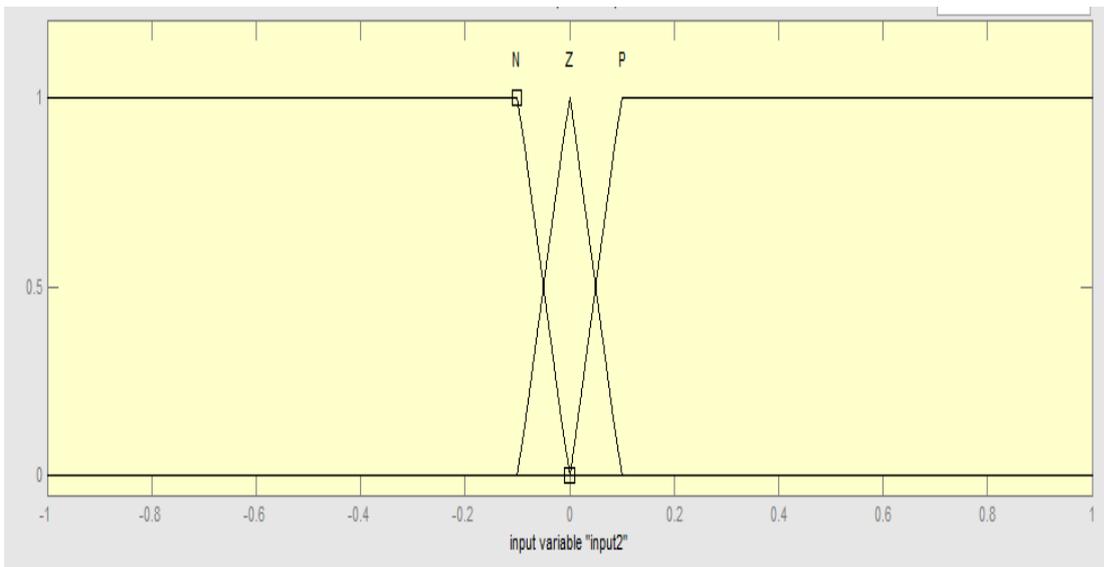


Figure III.6-fonction d'ajustements entrée 2

Pour le dimensionnement de la tension du bus continu, on refait le même travail que précédemment.

De l'équation (III.17) on aura

$$\dot{S}(V_{dc}) \text{sing} S(V_{dc}) \leq 0 \quad (\text{III.26})$$

En dérivant la surface  $S_{V_{dc}}$ , équation (III.19) on obtient

$$\dot{S}(V_{dc}) = \dot{V}_{dc\_ref} - \dot{V}_{dc} \quad (\text{III.27})$$

$$\text{Sachant que : } V_{dc} = \int -\frac{1}{C} [i_{dc} - \frac{v_{dc}}{R}] \quad (\text{III.28})$$

On dérive  $V_{dc}$  on aura

$$\dot{V}_{dc} = -\frac{1}{C} [i_{dc} - \frac{v_{dc}}{R}] \quad (\text{III.29})$$

On remplace l'équation (III.28) dans l'équation (III.26) on obtient

$$(\dot{V}_{dc-ref} + \frac{1}{C} [i_{dc} - \frac{v_{dc}}{R}]) \text{sing}(s(V_{dc})) \leq 0 \quad (\text{III.30})$$

Cette équation saura utiliser pour définir la table de vérité du régulateur en suivant le même raisonnement précédent, tout en confédérant  $i_{dc}$  comme étant notre signal de commande. En multipliant ce dernier par  $V_{dc}$  on aura la puissance de référence, de la quelle on peut déduire le signal de référence  $i_{sq-ref}$ .

A noter que la table obtenue est la même que celle pour le flux rotorique.

#### 4. SIMULATION

Afin d'étudier l'efficacité de la commande réalisée, nous l'avons introduite dans le système de conversion éolien autonome utilisant une génératrice asynchrone, dont les paramètres nominaux sont donnés dans l'annexe.

Le but des simulations présentées dans ce chapitre est de tester les performances des régulateurs par mode glissant flou.

La valeur de référence de la tension continue est fixée à  $V_{dc-ref}=570V$ . Cela nous conduira à une tension efficace d'environ 230V aux bornes de la génératrice. La référence du flux rotorique est fixée à la valeur nominale  $\Phi_{r-ref}=0.7Wb$ .

Afin de raffiner les performances de la commande proposée FSMC, ces résultats sont comparés à ceux obtenus en utilisant des régulateurs PI.

Différents tests de simulation sont effectués afin d'évaluer les performances et la robustesse de la commande vis-à-vis des variations de la charge et de la vitesse de rotation. Initialement, la valeur de la charge résistive est fixée à  $93\Omega$ , et à  $t=6$  s on applique une résistance  $R=120\Omega$  et des différentes vitesses en commençant avec la vitesse de synchronisme  $N=750$  tr/min à  $t = 0(s)$ ,  $N=825$  tr/min a  $t=3s$  et pour finir une vitesse de  $N=675$ tr/min à  $t=4s$  ces vitesses sont illustre sur la figure III.7.

❖ La vitesse

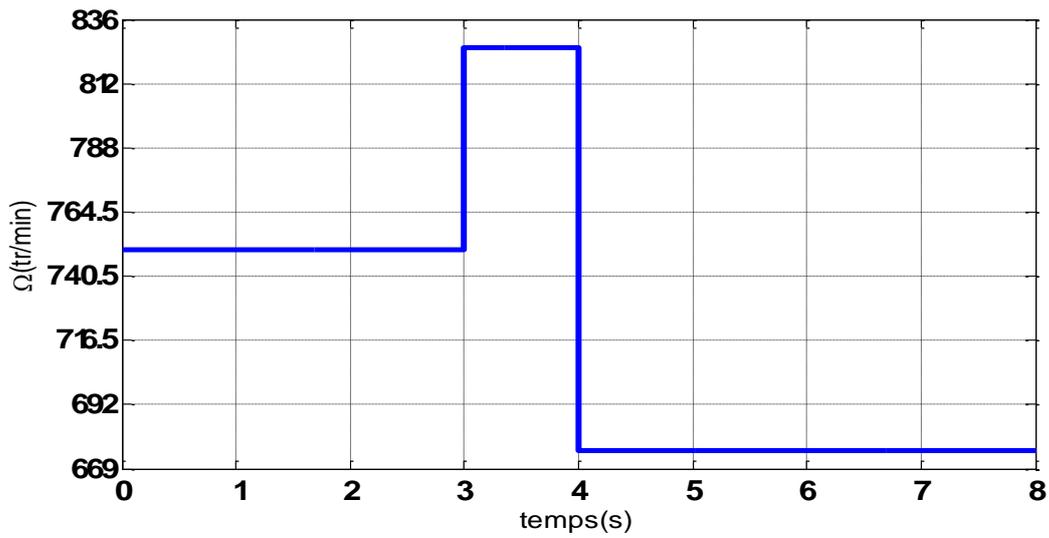


Figure III.7-vitesse d'entraînement.

Dans cette figure III.7 on présente l'allure de la vitesse d'entraînement pour les deux stratégies de commande.

❖ Le bus continue

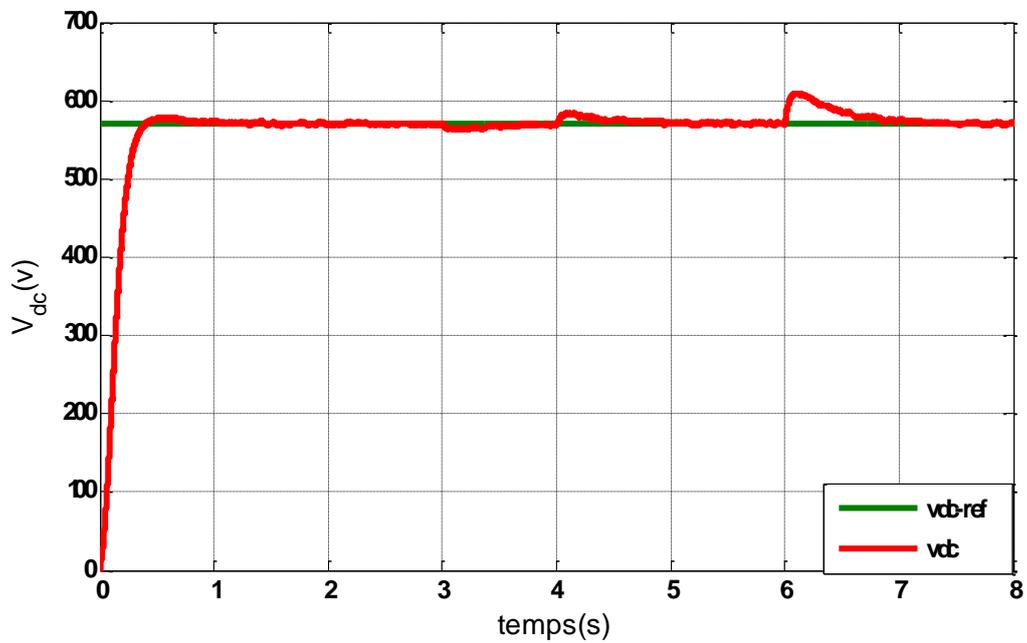


Figure III.8a-Tension du bus continu, méthode PI

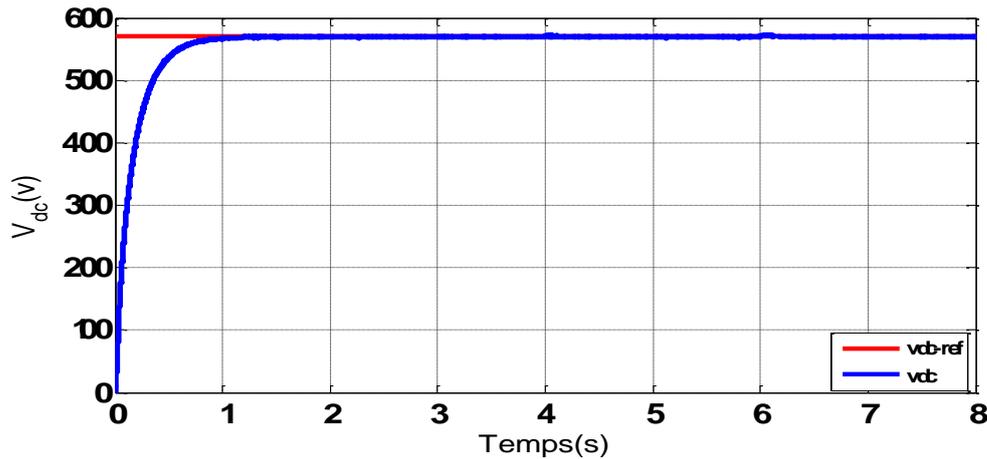


Figure III.8b tension du bus continu, méthode FSMC

Les Figures III.8a et III.8b montrent que la stratégie de commande réalisée présente des avantages par rapport à la stratégie utilisant des régulateurs PI (figure III.8a) ou on peut voir une réponse plus robuste aux perturbations de vitesse et de charge imposées. On peut observer que la réponse de la tension continue obtenue lors de l'utilisation des régulateurs par modes glissants flou est insensible aux variations de la charge résistive.

En ce qui concerne la stratégie avec des régulateurs PI, on peut observer un dépassement d'environ 5% dû à l'augmentation de la valeur de la résistance à  $t = 6$  s. Ainsi, les résultats obtenus ci-dessus, confirment l'avantage de la stratégie de commande proposée en termes de robustesse vis-à-vis des perturbations de la charge et de la vitesse de rotation.

❖ Le flux  $\Phi_r$  :

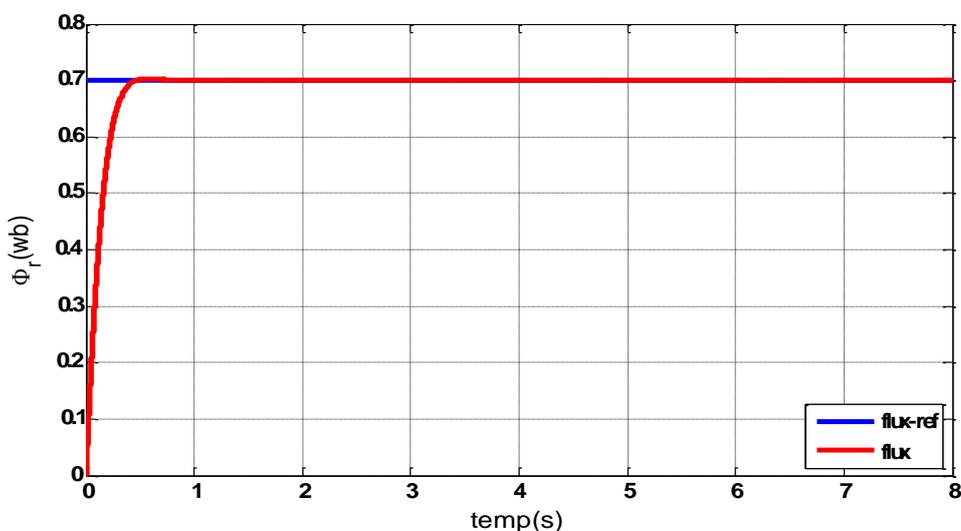


Figure III.9a-flux du bus continu, méthode PI

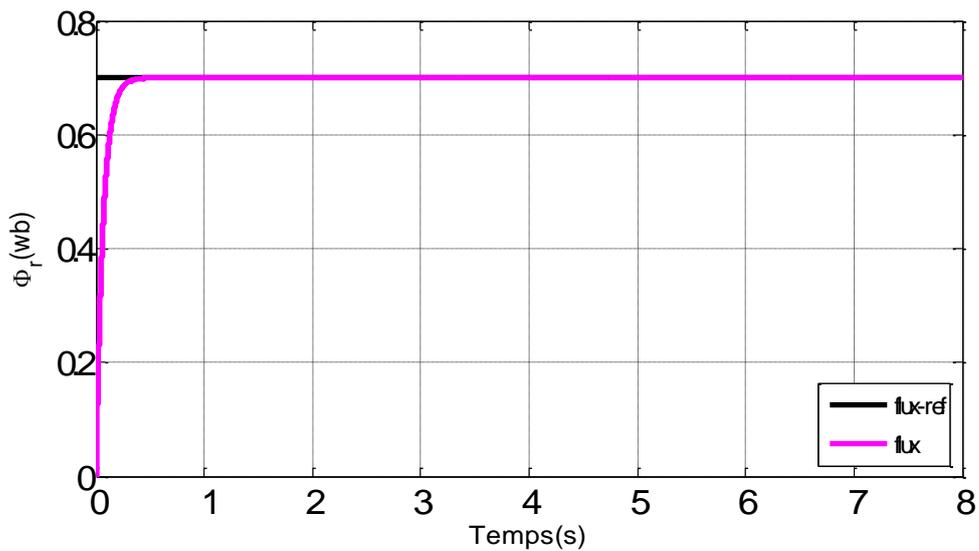


Figure III.9b-flux du bus continu, méthode FSCM

Les Figures III.9a et III.9b représentent l'allure du flux rotorique. Dans les deux cas, et avec la stratégie de contrôle par mode glissant flou, le flux rotorique est bien contrôlé et établi à sa valeur de référence, quasiment insensible aux perturbations de la charge et de la vitesse, avec une réponse plus rapide.

❖ Les courants statorique direct et quadratique  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$

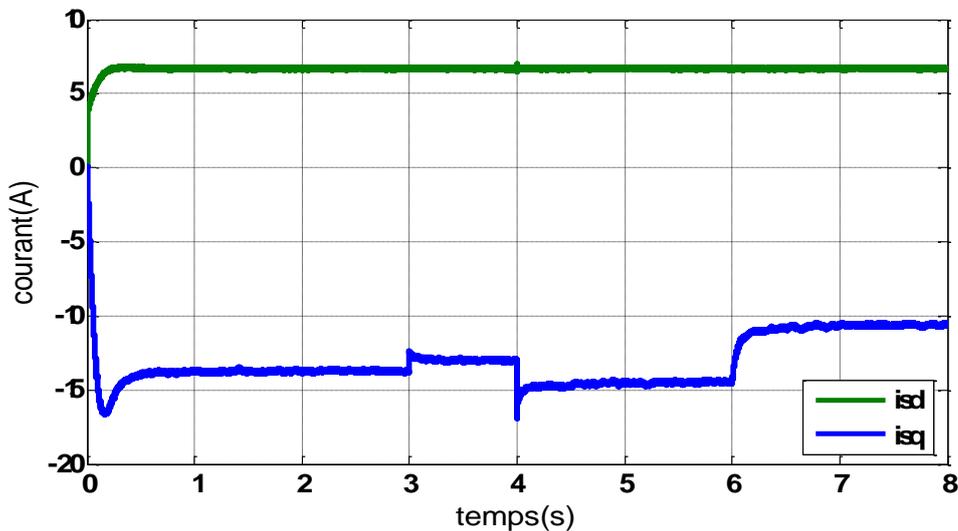


Figure III.10a– Courant statorique direct et quadratique régulateur PI

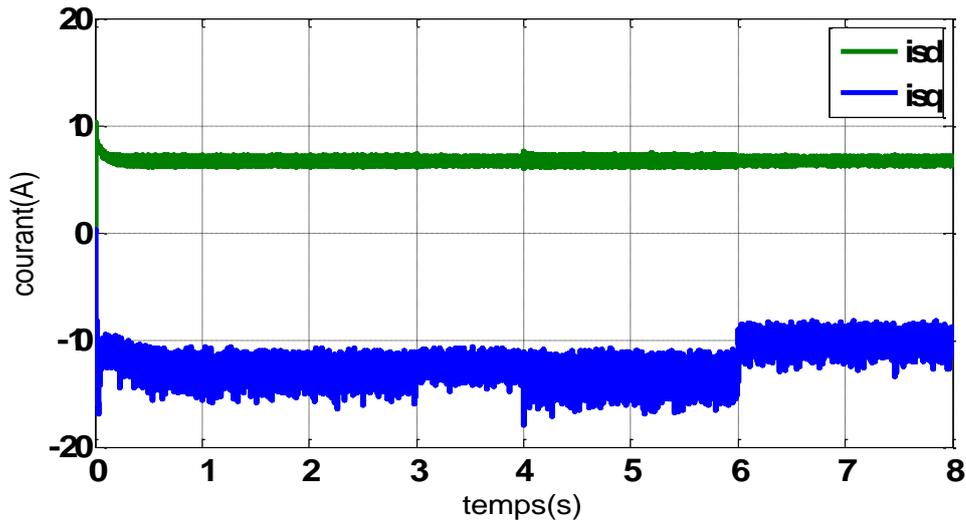


Figure III.10b– Courant statorique direct et quadratique régulateur FSMC

Les Figures III.10a et III.10b représentent les allures des courants statoriques suivants les deux axes d et q. Les deux courants sont régulés indépendamment l'un de l'autre, et ils présentent un comportement différent selon la stratégie de commande utilisée que ce soit en régime transitoire ou en régime permanent, et plus particulièrement la variable  $i_{sq}$ . Cependant, la variable  $i_{sd}$  ne diffère que pendant le régime transitoire dont le comportement est imposé par le régulateur utilisé.

Concernant la stratégie de commande par régulateurs PI, le courant  $i_{sq}$  est lisse alors que dans le cas de la stratégie avec modes glissants flou, nous observons des oscillations avec une fréquence et une amplitude limitée, et cela peut être expliqué par le phénomène de chattering, qui est dans ce cas assez faible, cela, grâce à la contribution de la logique flou permettant de réduire considérablement ce phénomène indésirable, tout en gardant une bonne robustesse contre les perturbations.

En outre, le comportement de la composante du courant statorique quadratique présente une transition dynamique élevée lors de la variation de la charge, ce qui permet alors de compenser rapidement cette perturbation. Ainsi, la tension du bus continu n'est pas affectée, D'un autre côté, la composante du courant statorique quadratique obtenue avec la stratégie utilisant des régulateurs PI présente une faible dynamique de transition au moment de la variation de la charge. Par conséquent, ça présente un inconvénient qui est la non compensation de la perturbation de manière adéquate.

## ❖ Le couple

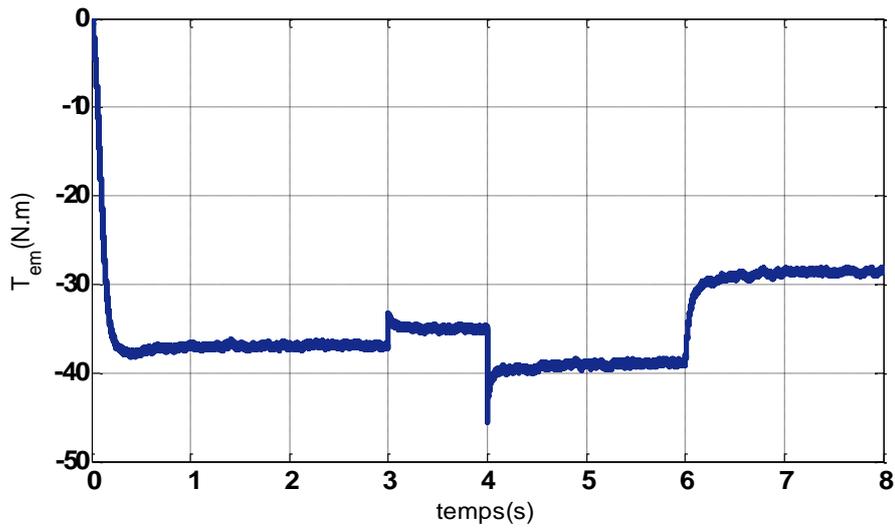
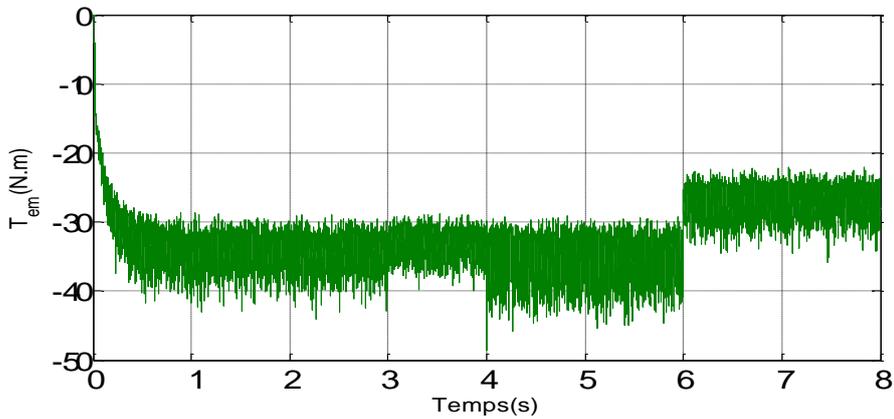


Figure III.11a– Couple électromagnétique, régulateur PI



Figures III.11b-Couple électromagnétique méthode FSMC

Les Figures III.11a et III.11b montrent l'allure du couple électromagnétique. Du fait que le flux est maintenu constant, le comportement du couple électromagnétique reste inchangé et est presque le même que son image le courant  $i_{sq}$

❖ Les courants statorique  $i_{abc}$

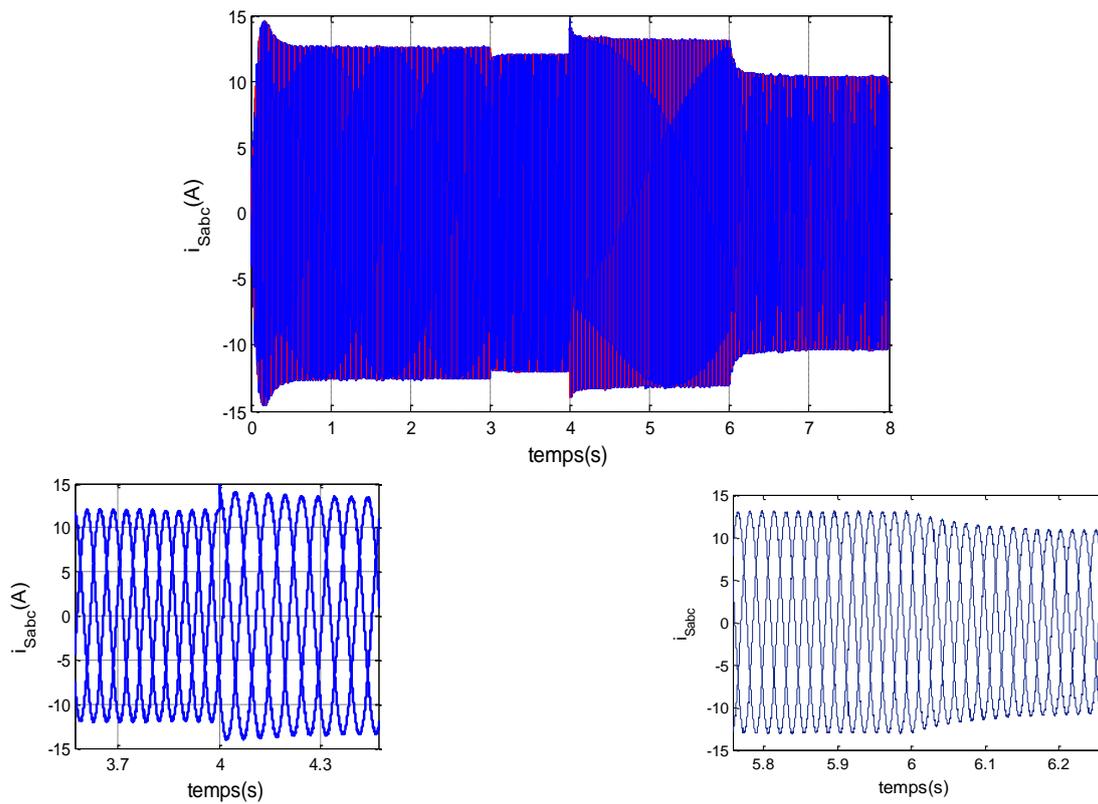


Figure III.12a-Courants statoriques, régulateur PI

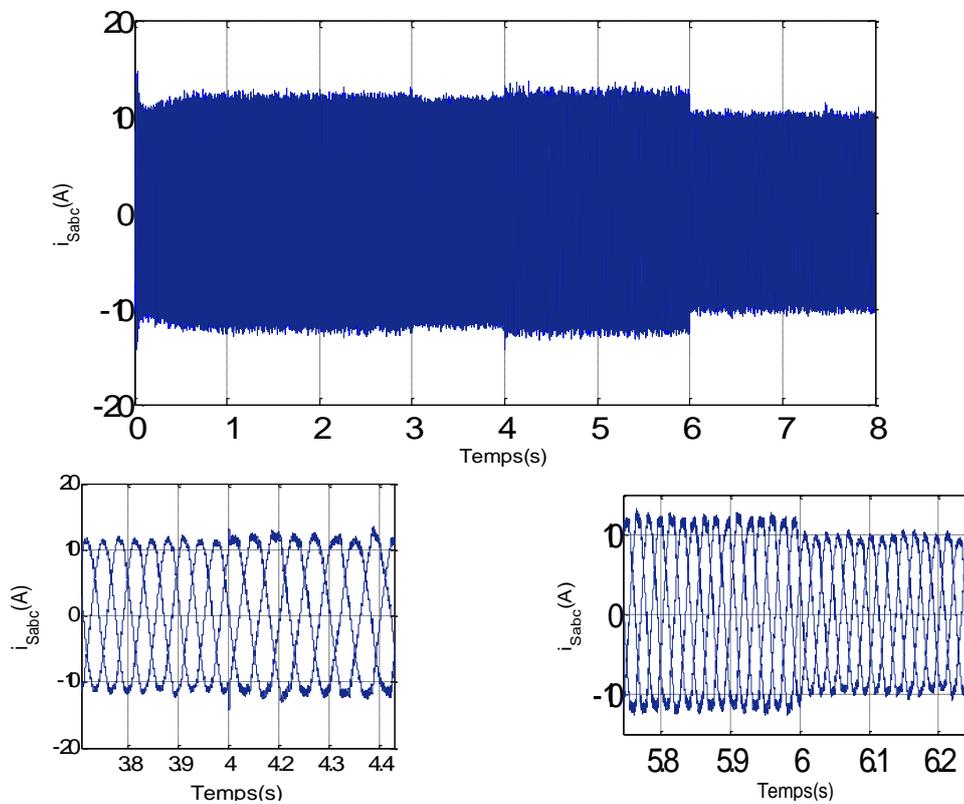


Figure III.12b-Courants statoriques, régulateur FSMC

Les formes d'ondes globales des courants statoriques et leurs zooms autour de  $t = 4s$  et  $t = 6s$  sont représentés dans les Figures III.12a et III.12b. Nous constatons à partir de ces résultats une influence nette des perturbations de la vitesse et de la charge, avec un transitoire relativement rapide dans le cas de la stratégie avec modes glissants flou.

## 5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié un contrôleur qui peut être appliqué pour une large classe de systèmes non linéaire, il combine les avantages de deux techniques considérées robustes et qui sont la commande floue dont les performances incontestables la rendent de plus en plus convoitée par les chercheurs et la commande par mode glissant qui prouve des propriétés de stabilité et de robustesse par rapport aux perturbations externes.

L'application de cette commande sur un exemple de simulation a donné des résultats très satisfaisants pour la stabilisation et la poursuite de trajectoire tout en s'affranchissant des problèmes de broutement de la commande par mode glissant et le déficit en outils d'analyse de la commande à la logique floue.

## **CONCLUSION GENERALE**

## Conclusions générale

Dans le cadre de notre projet, nous avons donné des solutions électrotechniques possibles pour améliorer la commande des systèmes de production d'énergie électrique grâce à des turbines éoliennes en se basant sur la commande par mode glissant et la logique flou..

Dans la première partie du travail, on a fait un rappel des notions élémentaires nécessaires à la compréhension de la chaîne de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique, les différents types d'éoliennes et leur mode de fonctionnement ont été décrits. Compte tenu des deux principaux modes de fonctionnement d'une éolienne, à savoir : génération d'énergie électrique de façon autonome sur des sites isolées ou en raccordement sur un réseau déjà existant, on a cités quelque machines utiliser et des stratégies de commande

La deuxième partie du travail consacré à la modélisation, à savoir, le modèle de la machine asynchrone à cage d'écureuil, ainsi que l'organe de commande (convertisseur à MLI).ainsi que le bus continue.

La troisième partie du travail s'est porté sur l'élaboration d'une stratégie de commande du système étudié en utilisant le mode glissant flou. Les résultats de simulation ont confirmé l'avantage de la stratégie en termes de minimisation de phénomène du chattering et de stabilité de la tension du bus continu à une valeur constante.

Nous espérons enfin que ce travail sera une meilleure solution à la problématique posée, tout en souhaitant que les promotions futures puissent trouver dans ce mémoire une méthodologie de commande des systèmes électriques non linéaire à utiliser et à développer

.

---

### Références bibliographiques

- [1] M. Si Brahim. « Etude d'un système de conversion de l'énergie éolienne à base de la machine asynchrone », Thèse Doctorat Université M-Mammeri Tizi-Ouzou Algérie Juin 2015.
- [2] K. Idjdarene. « Contribution à l'étude et la commande de génératrices asynchrone à cage dédiées à des centrales électrique éoliennes autonomes », Thèse de Doctorat de l'Université Abderrahmane MIRA-Bejaia (Algérie), de l'Université Lille1 (France), 2010.
- [3] K. Ferkous. « Etude d'une chaine de conversion d'énergie éolien », université de Constantine Algérie 2009.
- [4] F. Poitiers. « Etude et commande de génératrice asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne », Thèse Doctorat de l'Université de Nantes (France), Décembre 2003
- [5] R. Aubrée. « Stratégie de commande sans capteur et de gestion de l'énergie pour les aérogénérateurs de petite puissance », Thèse Doctorat Université de Nantes France Novembre 2014.
- [6] T. Ghennam. « Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation », Thèse Doctorat Ecole Militaire Polytechnique d'Alger Ecole Centrale de Lille, Algérie 2011.
- [7] A. Aberbour. « Contribution à l'amélioration des performances d'une chaine de conversion éolienne autonome », Thèse Doctorat Université de A-MIRA Bejaia Algérie Novembre, 2016.
- [8] S. Hamecha. « Etude et commande d'une éolienne a bas d'une machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de Magistère Université M-Mammeri de Tizi- Ouzou Algérie. juin 2010.
- [9] S. El Aimani. « Modélisation de différents technologie d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension », Thèse Doctorat Ecole Centrale de Lille Université des Sciences et Technologies de Lille France 2004.

- 
- [10] A. Mirecki. « Etude comparative de Chaîne de Conversion d’Energie Dédiée à une Eolienne de Petit Puissance », Thèses Doctorat Institut Polytechnique Toulouse France. 2005.
- [11] O. Dahmani. « Modélisation optimisation et analyse de fiabilité de topologie électrique AC de parcs éoliens offshore », Thèses Doctorat Université de Nantes France. 2014.
- [12] N. Mekkaou. « Contribution à la modélisation d’un mini central éolien a bas des machines à induction simple et double alimentée », Mémoire de Magister Université de Batna Algérie.
- [13] H. Amimeur. « Contribution à la commande d’une machine asynchrone double étoile par mode de glissement », Mémoire Magister Université de Batna Algérie 2008.
- [14] site : [www.lesenergie-renewables.com](http://www.lesenergie-renewables.com). Consulté Mars 2017.
- [15] A. M. Sylla « Modélisation d’un émulateur éolien à base de machine asynchrone à double alimentation » Mémoire Présenté à l’Université de Québec à Trois-Rivières Canada Hiver 2013.
- [16] D. Rekioua. K.Idjdarene. T.Roukioua ET A.tounzi. « Vector controlled strategy of an autonomous generator: modeling simulation », International Conference on Modeling and Simulation (ICMS’05), Marrakech, Maroc 22-24 November 2005, pp.1-5
- [17] N. Ta Cao « Commande numérique des machines asynchrones par logique floue », Thèse Doctorat Université l’Aval Québec Canada 1997.
- [18] H. Abdelli. « Commande par mode glissant d’une machine asynchrone à double alimentation », Mémoire Magister Université Des Sciences et de la Technologie M. Boudiaf. Oran Algérie.
- [19] K. Houacine. « Commande neuro-floue d’une machine dans une chaîne propulsion d’un Véhicule électrique », Thèse Doctorat Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou Algérie 2016.
- [20] Y. A. Chapuis. « Contrôle direct du couple d’une machine par l’orientation de son flux statorique », Thèse Doctorat l’INP de Grenoble. France 1996.

- [21] Y. Elbia, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté », mémoire de Magistère, Université Batna ,2009
- [22] H. Chaikhy, « Contribution au développement et à l'implantation des stratégies de commande évoluée des machines asynchrones », Thèse doctorat, université HASSAN 2, Casablanca, royaume du Maroc 2013
- [23] Arjoun Sid Ahmed El Mahdi. « Commande en vitesse par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse Magister Université Djilali Liabes de Sidi-Bel-Abbès Algérie 2010.
- [24] A. Aberbour, K. Idjdarene, Z. bouderies, « Study on Sliding Mode Control of a Wind Energy Conversion System Associated to a Flywheel Energy Recovery System », 2015.
- [25] S. Boukheddami. « Contribution à la commande d'un système de stockage inertiel », Mémoire de fin d'étude Option : Energie renouvelables, Université de Bejaia, Algérie, 2015.
- [26] A. Ishigame, T. Furukawa. « Sliding mode controller design based on fuzzy inference for nonlinear systems », IEEE transactions on industrial Electronics, Vol. 40, N° 1, February 1993.
- [27] A. Toufik. « Commande des Systèmes Non Linéaires par mode glissant Flou », Magister en automatique Option : commande et identification des systèmes dynamiques, université mohamed kheider biskra

## Annexe

**1. paramètre de la machine asynchrone**

- Rotor de type à cage d'écureuil
- 4 paires de pôles
- 230/400 V-23.8/13.7-5.5 KW-50 H z- 690 tr/min

**2. Paramètre électrique**

- **Rs** **1.07131  $\Omega$ .**
- **Rr** **1.29511  $\Omega$ .**
- **ls** **8.9382 mH.**
- **lr** **4.8613 mH.**
- **M** 0.1047 H.

**3. Paramètre mécanique**

- **J** **0.230kg. m<sup>2</sup>.**
- **f** 0.0025 N.m /rd.s<sup>-1</sup>.

**4. Paramètre de simulation****Le bus continu**

- Bus continu de 570 V.
- Capacité de bus continu C =1000 $\mu$ F.

**5. Paramètre des régulateur PI**

- Régulateur du flux :  $K_i = 80$  ;  $K_p = 5$ .
- Régulateur du  $V_{dc}$  :  $K_i = 5.2$  ;  $K_p = 1.6$ .

**6. Paramètre du régulateur FSMC**

- Régulateur du flux :  $K_s = 0.003$  ;  $K_{ds} = 0.0001$  ;  $K_u = -100$ .
- Régulateur du  $V_{dc}$  :  $K_s = 0.0001$  ;  $K_{ds} = 0.00001$  ;  $K_u = -11$ .

**7. Leste des abréviations**

(FSMC)  $\longrightarrow$  Fuzzy sliding Mode Control  $\longrightarrow$  contrôle par mode glissant flou.

Régulateur PI  $\longrightarrow$  régulateur Proportionnelle Intégrale.

(MAS) Machine Asynchrone.