

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



*Université A.MIRA-BEJAIA*  
*Faculté de Technologie*  
*Département de Génie Électrique*



## **Mémoire de fin d'étude**

*En vue de l'obtention du diplôme de MASTER en Électrotechnique*

Option : Commande des Systèmes Electriques

Thème

# **Contrôle Directe du Couple et du Flux Rotorique dans une Génératrice Asynchrone Autonome**

*Réalisé par :*

- BENMESSAOUD Billal
- FEDILA Ghilas

*Dirigé par :*

- Mr IDJDARENE Kassa
- Mr ABERBOUR Adel

*Promotion 2016/2017*

# *Remerciements*

## *Remerciements*

*Tout d'abord, nous remercions dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage et la patience durant toutes ces années d'études.*

*Nous tenant particulièrement à exprimer toute notre gratitude et nos sincères remerciements à **Mr IDJDARENE Kassa** et **Mr ABERBOUR Adel**, pour avoir dirigé ce travail, pour leurs grandes compétences scientifiques ainsi que pour leurs conseils, leurs remarques toujours constructives, et qui nous ont laissé une large part d'autonomie dans ce travail tout en nous aiguillant sur des pistes de réflexions riches et porteuses.*

*Nos remerciements vont aussi à nos professeurs pour la qualité de l'enseignement qu'ils nous ont prodigué au cours de ces cinq années passées à l'université de A-Mira Bejaia.*

*Nos remerciements vont également aux membres du jury **Mr BEKKA** et **Mme ABDELI** qui ont accepté d'évaluer le travail présenté par ce document.*

*Nous remercions l'ensemble des nos proches pour le soutien qu'ils nous ont apporté tout au long de nos études.*

# *Dédicace*

***Dédicace***

***Je dédie ce modeste travail***

*A ceux qui ont donnés un sens à mon existence,  
A ceux qui m'ont soutenu jour et nuit et durant tout mon parcours ;  
A vous mes très chers parents Farida et Zoubir,  
Je vous remercie pour tout le soutien et l'amour que vous me portez  
depuis mon enfance et j'espère que votre bénédiction m'accompagne toujours*

***A mes chères sœurs***

*Nacira et son mari fahem  
Samia et son mari salim  
Luiza et son mari salah  
Sabrina au cœur si grand  
L'adorable Zina*

***A mes chers frères***

*Snoussi, le généreux  
Sofiane, le petit génie*

*A mes neveux : Ghilas et Youcef*

***Je vous souhaite tout le bonheur du monde  
Et que dieu vous protège***

*A mon binôme Ghilas*

***Mes chères amies***

***Hemi, Lounis, Amar, Mourad, jugo, hassan,***

## *Dédicace*

*À mes parents,*

*à mon frère SOUFIAN et sa fiancée*

*à mes sœurs TINA , WAFÀ et son mari*

*et à la mémoire de ma sœur décédé*

*à toute ma famille,*

*à mon binôme BILLAL*

*à HIMI, LOUNIS, AMAR, MOURAD, JUGO et HASSAN,*

*à tous mes amis je dédie ce mémoire*

*à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réussite de  
mon travail,*

*à toi CHAFIA ...*

*GHILAS*

# *Sommaire*

## Sommaire

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

**Chapitre I : Généralités sur le système de convection d'énergie éolienne**

1. Introduction .....	3
2. Définition de l'énergie éolienne .....	3
3. Les différents types d'éoliennes.....	4
3.1. Éoliennes à axe vertical .....	5
3.1.1. Éolienne à axe vertical de type Savonius .....	5
3.1.2. Éolienne à axe vertical de type Darrieus .....	5
3.2. Les éoliennes à axe horizontal.....	6
3.2.1. Constitution d'une éolienne à axe horizontal .....	7
4. Comparaison des différents types d'éoliennes .....	8
5. Les éoliennes connectées au réseau électrique.....	9
5.1. Les éoliennes à vitesse fixe :.....	9
5.2. Éoliennes à vitesse variable .....	10
6. Les éoliennes en fonctionnement autonome.....	11
7. Les machines électriques utilisées dans le domaine éolien .....	11
7.1. Machine synchrone à aimant permanent.....	11
7.2. Machine synchrone à rotor bobiné.....	12
7.3. Machine asynchrone double alimentation .....	12
7.4. Machine asynchrone à cage d'écureuil .....	12
8. Les atouts des systèmes éoliennes en fonctionnement autonome face a ses inconvénients	13
9. Structures autonomes à base de la machine asynchrone à cage .....	13
9.1. Machine asynchrone auto-excitée par des condensateurs fixes.....	13
9.2. Machine asynchrone auto-excitée par une batterie de condensateurs commandés .....	15
9.3. Structure à base redresseur MLI .....	15
10. Commande d'un système éolien autonome .....	16
10.1. La commande vectorielle .....	17
11. Commande par mode glissant .....	17
11.1. Principe de la commande par mode glissant .....	18
11.1.1. Le mode de convergence .....	18
11.1.2. Le mode glissement .....	19
11.2. Conception de la commande par mode glissement .....	19
11.2.1. Choix de la surface du glissement [17] .....	20

11.2.2.	Condition de convergence et d'existence .....	20
11.2.3.	Phénomène de broutement (chattering).....	21
12.	Conclusion .....	22

## **Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil**

1.	Introduction .....	23
2.	Modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil .....	23
2.1.	Modèle de la MAS dans le repère de Park .....	28
3.	Modélisation du convertisseur statique .....	30
3.1.	Modèle de l'onduleur .....	30
3.1.1.	Les tensions composées .....	30
3.1.2.	Les tensions simples.....	31
3.2.	Modèle du redresseur .....	32
4.	Simulation de la machine asynchrone fonctionnement moteur.....	32
5.	Conclusion .....	34

## **Chapitre III : Commande DTRFC de la génératrice asynchrone à cage d'écureuil**

1.	Introduction .....	35
2.	Principe de la commande vectorielle :.....	35
3.	Modèle dynamique de la machine asynchrone en vue de la commande .....	36
4.	Commande par mode glissant .....	36
4.1.	Synthèse de la loi de commande par mode de glissement.....	37
4.1.1.	Choix de la surface de glissement .....	37
4.1.2.	Dimensionnement de la loi de commande.....	38
4.1.3.	Détermination des conditions d'existence du régime glissant .....	39
5.	DTRFC avec régulateurs PI (Proportionnel Intégral).....	40
5.1.	Les paramètres nécessaires à la commande .....	41
5.2.	Simulation et discussion .....	41
6.	DTRFC avec régulateurs par modes glissants.....	46
6.1.	Simulation et discussion .....	48
7.	Conclusion .....	51
Conclusion générale .....		52
Références bibliographiques.....		53
Annexe.....		58

# *Introduction générale*

## **Introduction générale**

De nos jours, les principales sources d'énergie électrique sont les combustibles fossiles (pétrole, gaz, charbon). Malheureusement, ils se trouvent sur terre en quantités limitées. En outre, l'énergie nucléaire est une source intéressante, en revanche, elle pose des problèmes de sécurité (Tchernobyl le 26 avril 1986, Fukushima le 11 mars 2011), sans oublier le souci de la gestion des déchets.

Les énergies renouvelables représentent une solution alternative attrayante du fait qu'elles sont écologiques et inépuisables. Parmi ces énergies, l'énergie éolienne connaît un essor considérable. Elle consiste essentiellement à convertir l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique, puis en électricité. L'exploitation de cette dernière a connu un développement remarquable grâce à l'évolution technologique du côté aérodynamique et l'apparition des machines électriques tournantes.

À savoir, l'aspect le plus visible de cette évolution est sans conteste, celui de l'utilisation des grandes centrales de production de masse, reliées au réseau. Un autre aspect, dont s'insère notre travail, est celui des petites unités de production en fonctionnements autonomes, utilisons une génératrice asynchrone à cage d'écureuil, pour assurer l'alimentation des endroits isolés.

La préoccupation principale dans un tel fonctionnement, est le maintien de l'amplitude et la fréquence des tensions générées à des valeurs constantes, et ce quel que soit la variation de la vitesse du vent et la puissance demandée par la charge autonome. Bien évidemment, pour réaliser cet objectif, on passe forcément par l'utilisation d'une stratégie de commande. Cela dit, on passe tout d'abord par le choix d'une structure ou organe de commande (convertisseurs d'électronique de puissance) approprié à nos besoins.

Comme mentionné précédemment, l'objectif principal est le contrôle de la tension. La maîtrise de cette grandeur passe par le contrôle de la puissance transmise par la machine, donc son couple électromagnétique. On retrouve alors les mêmes contraintes et procédures que dans la commande d'une MAS en fonctionnement moteur, c.à.d. on passe avant tout par le contrôle du flux et du couple, et pour ce faire, on peut avoir recours à plusieurs stratégies de commandes toutes différentes les unes que les autres.

La commande vectorielle indirecte est largement utilisée dans les systèmes éoliens autonomes ou isolés pour le réglage de la tension continue [01], [02], [03], [04], [05], [06],[07], [08], [09]. En général, cette technique de commande prend une structure en cascade

et souvent quatre régulateurs sont utilisés (habituellement des régulateurs PI), deux pour les boucles externes pour le réglage de la tension continue et la magnétisation de la machine et deux autres pour réaliser la poursuite des consignes de courants générées par les boucles externes [05], [09], les signaux de commande pour le convertisseur à MLI sont générés grâce à une technique de modulation de largeur d'impulsion. Dans certains travaux, seulement deux régulateurs sont utilisés pour les boucles externes, tandis que la poursuite des courants et la génération des signaux de commande sont réalisées en utilisant des régulateurs à hystérésis [01], [03], [04], [06]. Cependant, l'utilisation de quatre régulateurs rend le système de commande encombrant et compliqué, par ailleurs, les régulateurs PI sont connus pour être sensibles aux variations paramétriques et ne sont pas adéquats pour un système non linéaire et l'utilisation des régulateurs à hystérésis conduit à une fréquence de commutation variable.

À noter que dans le domaine de la commande des machines asynchrones d'une manière générale, plusieurs travaux ont été menés pour répondre à deux objectifs principaux : l'obtention d'un contrôle précis et rapide du flux et du couple ainsi que la réduction de la complexité des algorithmes de commande. Dans ce contexte, nous proposons d'étudier une stratégie de commande qui permet le contrôle du flux rotorique et du couple d'une manière directe sans avoir recours aux boucles internes pour le réglage des courants, seulement deux lois de commande sont utilisées et synthétisées par la théorie des modes glissants. En outre, la simplicité et la caractéristique de robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes de modélisation de la commande par mode glissant; la nature à structure variable de cette approche convient parfaitement pour notre système qui est à structure variable.

Ce mémoire est divisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous allons présenter une idée générale sur le domaine de conversion d'énergie éolienne, les technologies des capteurs, et les différentes machines utilisées ainsi que les différentes techniques de limitation ou de contrôle de puissance.

Le deuxième chapitre, porte sur la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil et le convertisseur statique (MLI), puis une validation du modèle de la machine asynchrone dans l'environnement MATLAB /SIMULINK sera effectué.

Le troisième chapitre est dédiée à la synthèse de la DTRFC (Direct Torque and Rotor Flux Control). Nous allons présenter deux stratégies de commande, à savoir, la DTRFC utilisant un régulateur PI dans la boucle de la tension continue, et la DTRFC utilisant un régulateur par mode glissant. Des résultats de simulation seront présentés et discutés.

# *Chapitre I*

## 1. Introduction

L'objectif de ce premier chapitre est donc de présenter des généralités sur l'énergie éolienne et sur les différentes chaînes utilisées dans la conversion de cette dernière soit dans les systèmes connectés au réseau électrique ou dans les systèmes isolés et autonomes.

Dans le cas des centrales des petites unités de production en fonctionnements autonomes, dont s'insère notre travail, différentes machines électriques peuvent assurer la conversion électromécanique en tant que génératrice. Toutefois, pour des raisons de robustesse, fiabilité et prix, la machine asynchrone à cage d'écurieil demeure largement répondeue.

Ce chapitre est divisé en trois parties. Dans la première partie nous présentons un état de l'art, puis nous donnons quelques notions théoriques sur l'énergie éolienne. La deuxième est consacrée aux différentes structures d'électronique de puissance, et les configurations existantes en vue d'une commande. Ainsi, qu'à la présentation de celle qui sera retenue pour la suite de notre travail. Pour finir, on présentera quelques stratégies de commande de la configuration retenue.

## 2. Définition de l'énergie éolienne

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent (fluide en mouvement) en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice [10] (figure I.1). Maintenant, l'énergie éolienne offre une énergie fiable, rentable, non polluante pour les applications des particuliers, des communautés et pour les applications nationales. [11]

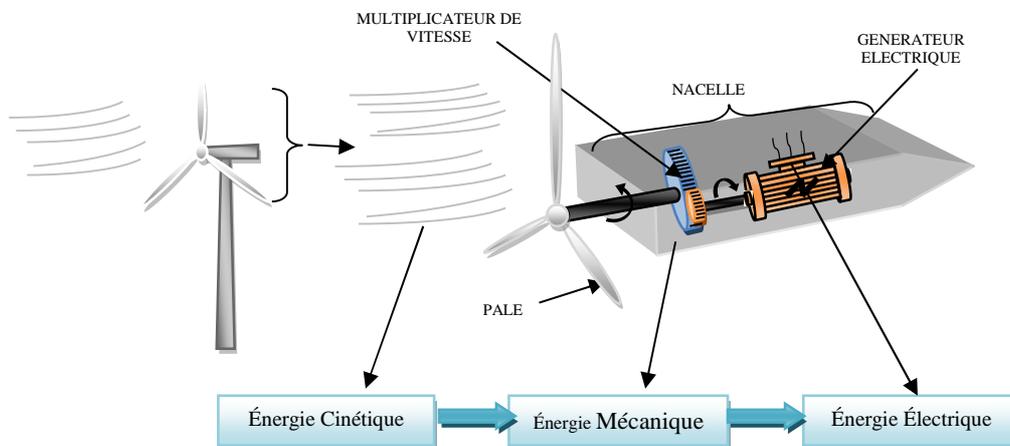


Figure 1.1 : Conversion de l'énergie cinétique du vent.

La puissance  $P_v$ , issue de l'énergie cinétique d'un vent incident d'une vitesse  $V$ , traversant une surface  $S$ , s'exprime par la relation suivante [12] :

$$P_v = \frac{1}{2} \rho S V^3 \quad (\text{I.1})$$

$\rho$  : La masse volumique de l'air.

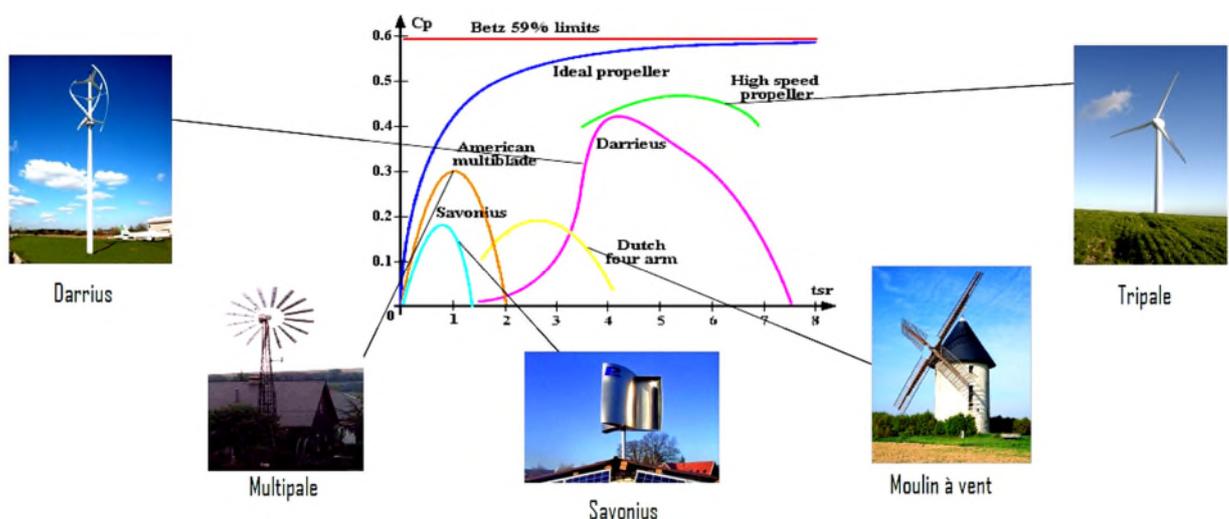
C'est une énergie géographiquement diffuse, et surtout en corrélation saisonnière (l'énergie électrique est largement plus demandée en hiver et c'est souvent à cette période que la moyenne des vitesses des vents est la plus élevée). [10]

-Les éoliennes peuvent être divisées en quatre catégories selon leur puissance nominale : [13]

- de 50 watts à 2 kW : il s'agit de micro-éoliennes équipant les bâtiments individuels.
- de 2 kW à 40 kW : ce sont les petites éoliennes installées sur les bâtiments agricoles, tertiaires ou industriels, les bâtiments isolés, par exemple les refuges en altitude.
- de 40 kW à 999 kW : éoliennes de puissance moyenne pouvant être connectées sur les réseaux de distribution publique d'électricité, les réseaux insulaires qui présentent souvent une faible puissance de court-circuit.
- supérieure à 1 MW : Éoliennes de forte puissance. [10]

### 3. Les différents types d'éoliennes

Les éoliennes peuvent être classées selon deux types : celles à axe vertical et celles à axe horizontal :



**Figure 1.2** : Différentes types d'éolienne en fonction de leurs coefficients de puissance.

### 3.1. Éoliennes à axe vertical

Elles ont été conçues pour s'adapter au mieux avec les contraintes engendrées par les turbulences du milieu urbain comme. Elles peuvent fonctionner avec des vents provenant de toutes les directions et sont moins soumises à ces perturbations que les éoliennes à axe horizontal. Elles sont relativement silencieuses et peuvent facilement s'intégrer au design des bâtiments. Leurs faiblesses résident principalement dans la faible maturité du marché (coûts d'investissement élevés) et leur coefficient de puissance est inférieur à celui offert par les turbines à axe horizontal. En raison de leur petite taille, l'énergie produite reste faible [14]. Le couple résistant au démarrage de ce type d'éoliennes est proche de zéro ce qui constitue un avantage [15]. Ces éoliennes trouvent donc leur place essentiellement dans le milieu urbain.

#### 3.1.1. Éolienne à axe vertical de type Savonius

Le rotor de Savonius (du nom de son inventeur, breveté en 1925) 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. [10]



Figure I.3 : Éolienne type Savonius.

#### 3.1.2. Éolienne à axe vertical de type Darrieus

Le rotor de Darrieus fonctionne grâce à la portance et se base sur le principe de la variation cyclique d'incidence. Un profil placé dans un écoulement d'air selon différentes angles, est soumis à des forces d'intensités et de directions variables. La résultante de ces

forces génère alors un couple moteur entraînant la rotation du dispositif. Le couple de démarrage de ce type d'éoliennes est proche de zéro, ce qui implique qu'une petite turbine Savonius est très souvent présente sur son axe pour rendre possible le démarrage. [16]



Figure I.4 : Éolienne type Darrieus.



Figure I.5 : Éolienne type Darrieus H.

### 3.2. Les éoliennes à axe horizontal

Les turbines à axe horizontal sont généralement placées face au vent par un mécanisme d'asservissement de l'orientation ou par un phénomène d'équilibre dynamique naturel assuré par un gouvernail dans le cas d'une turbine sous le vent. [17]

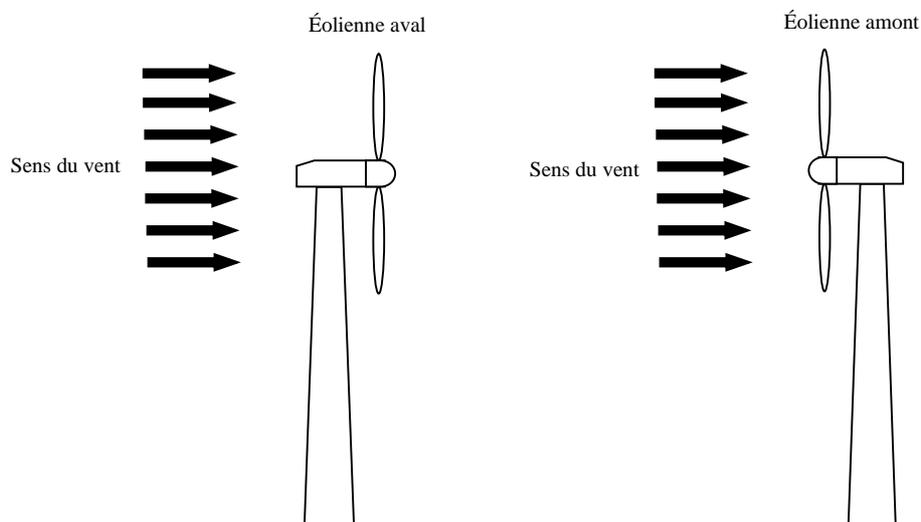


Figure I.6 : Capteurs à axe horizontal.

Elles sont les plus utilisées actuellement comparées à celles à axe vertical puisque elles présentent un coût moins important, en plus elles sont moins exposées aux contraintes

mécaniques [10]. Le nombre des pales varie entre 1 et 3, le rotor tripale est le plus utilisé car il constitue un compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien. [16]



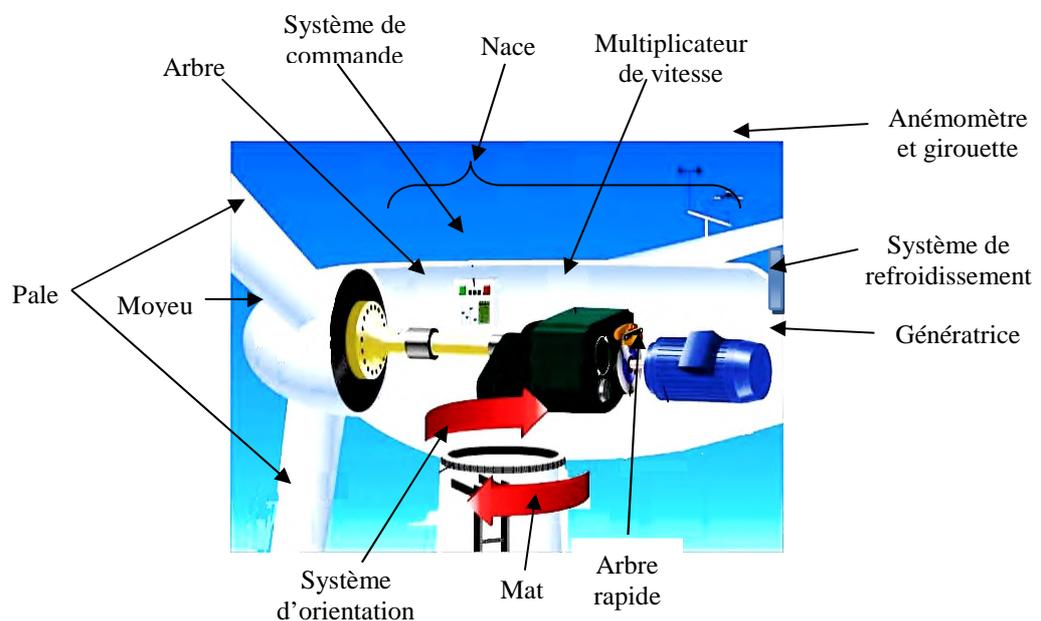
**Figure I.7 :** Éolienne à axe horizontal tripales.



**Figure I.8 :** Éolienne à axe horizontal bipales.

### 3.2.1. Constitution d'une éolienne à axe horizontal [18]

L'éolienne comporte généralement des éléments mécaniques et électriques qui sont illustrés sur la figure (I.9).



**Figure I.9 :** Éléments constituant une éolienne horizontale.

- **Le mat ou la tour :** c'est un tube d'acier, il doit être le haut possible pour bénéficier du maximum de l'énergie cinétique du vent et d'éviter les perturbations près du sol. Au sommet du mat se trouve la nacelle.

- **La nacelle** : regroupe les éléments mécaniques permettant de coupler la génératrice à l'arbre de l'éolienne.
- **Le multiplicateur** : sert à adapter la vitesse de la turbine éolienne à celle de la génératrice.
- **Le système de refroidissement** : se compose généralement d'un ventilateur électrique utilisé pour refroidir la génératrice, et d'un refroidisseur à l'huile pour le multiplicateur.
- **Le système de commande** : qui contrôle en permanence le bon fonctionnement de l'éolienne et qui intervient automatiquement, en cas de défaillance pour l'arrêter.
- **L'arbre** : qui relie le moyeu au multiplicateur, il contient un système hydraulique permettant le freinage aérodynamique en cas de besoin.
- **Le système d'orientation des pâles** : qui sert à la régulation de la puissance (réglage aérodynamique). La turbine est munie des pâles fixes ou orientables.
- **La génératrice électrique** :

C'est l'élément principale de la conversion mécano-électrique qui est généralement une machine synchrone, asynchrone à cage ou à rotor bobiné. La puissance électrique de cette génératrice peut varier entre quelque KW à 10 MW.

#### 4. Comparaison des différents types d'éoliennes

Type d'axe	Avantages	Inconvénients	Illustrations
Horizontal	-Prix	-Installation sur un bâtiment fortement déconseillée	
	-Installateurs compétents sur tous les territoires	-Encombrement au sol pour les masts haubanés	
	-Technologie mature	-Bruit	
		-Mauvais rendement dans les vents turbulents	

Vertical	-Moins de bruit	-Prix	
	-Installation possible sur un bâtiment	-Complexité technique	
	-Performante dans les vents turbulents	-Les modèles les plus prometteurs sortent à peine des labos	
	-Pas de système d'orientation		
	-Auto protection contre les vents forts		

**Tableau 1** : Comparaison des différents types d'éoliennes. [19]

## 5. Les éoliennes connectées au réseau électrique

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). [20]

Les éoliennes à vitesse fixe constituées d'une machine asynchrone à cage d'écureuil et les éoliennes à vitesse variable constituées d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) ou d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Ces dernières (MADA et MSAP) sont principalement installées afin d'augmenter la puissance extraite du vent ainsi que pour leurs capacités de réglage. [12]

### 5.1. Les éoliennes à vitesse fixe :

Les éoliennes à vitesse fixe sont munies d'un système d'orientation des pales (pitch control) pour que le réglage de la vitesse de rotation au voisinage de synchronisme et ainsi pouvoir être directement relié au réseau sans dispositif d'électronique de puissance [20]. Généralement, ces éoliennes reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage

d'écureuil comme convertisseur électromécanique [12]. La machine fonctionne alors en hyper synchronisme c'est-à-dire le glissement  $g < 0$  pour un fonctionnement en génératrice [17].

Parmi ses avantages: [21]

- Un système électrique simple.
- Grande fiabilité.
- Elles sont moins chères.

Ses inconvénients:[20]

- Le système de fonctionnement peut être bruyant, à cause de la modification des caractéristiques aérodynamiques dues à l'orientation des pales.
- La plage de vitesse exploitable est limitée.

## 5.2. Éoliennes à vitesse variable

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 [12]. Ce mode de fonctionnement repose beaucoup plus sur l'utilisation des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) et asynchrones à doubles alimentation (MADA).

Parmi ses avantages : [20]

- La possibilité de réduire les contraintes subies par la structure mécanique.
- La réduction du bruit acoustique.
- La possibilité de contrôler la puissance active et réactive.
- Augmentation de la plage de fonctionnement.

Il existe plusieurs configurations et différentes topologies concernant les éoliennes connectées au réseau. Nous ne les mentionnerons pas dans le cadre des travaux de ce mémoire qui est essentiellement focalisée sur le fonctionnement autonome.

## 6. Les éoliennes en fonctionnement autonome

L'énergie éolienne est aussi utilisée pour fournir d'une part, de l'énergie électrique dans des sites isolés, par exemple pour produire de l'électricité dans des îles, ou dans des zones à relief accidenté qui est inaccessible au réseau électrique, ou encore pour alimenter en électricité des voiliers, des phares et des balises et d'autre part pour le pompage de l'eau domestique et d'irrigation pour l'agriculture. [22]

La conception des petits systèmes éoliens est considérablement différente de celles des éoliennes connectées aux grands réseaux. En effet, le but de l'utilisation de ces petits systèmes n'est pas toujours la recherche de la conversion maximale de puissance éolienne mais la production de la quantité d'énergie électrique adéquate allée à un prix d'installation et de maintenance le plus faible. Dans ce mode de fonctionnement, ils peuvent mettre en œuvre plusieurs types de machines électriques dont les plus répandues sont les machines asynchrones à cage (MAS) et les machines synchrones à aimants permanents (MSAP). La MAS à cage d'écureuil est souvent associé à une batterie de condensateurs qui fournit la puissance réactive nécessaire à leur magnétisation. [20][21]

## 7. Les machines électriques utilisées dans le domaine éolien

De nombreux types de générateurs électriques sont utilisés dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne à vitesse fixe ou variable. Nous évoquerons ici les technologies les plus répandues dans l'industrie éoliennes : [17]

- générateurs synchrones (rotor bobiné à aimant permanent)
- générateurs asynchrone (rotor bobiné à cage d'écureuil)

### 7.1. Machine synchrone à aimant permanent

La Machine synchrone à aimants permanents est une solution très intéressante dans les applications éoliennes isolées et autonomes elle est simple et présente un bon rendement. Et nécessite pas une source d'alimentation pour le circuit d'excitation.

Dans plusieurs éoliennes de petite taille, les aimants tournent autour du stator alors situé au centre de la machine. Il est possible d'immobiliser le rotor en présence de vents modérés de façon à réaliser la maintenance de la turbine.

Toutefois, différentes structures de machines synchrones à aimants permanent alimentant des charges autonomes à travers des dispositifs d'électronique de puissance existant. [12] [23]

### 7.2. Machine synchrone à rotor bobiné

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. [12]

### 7.3. Machine asynchrone double alimentation

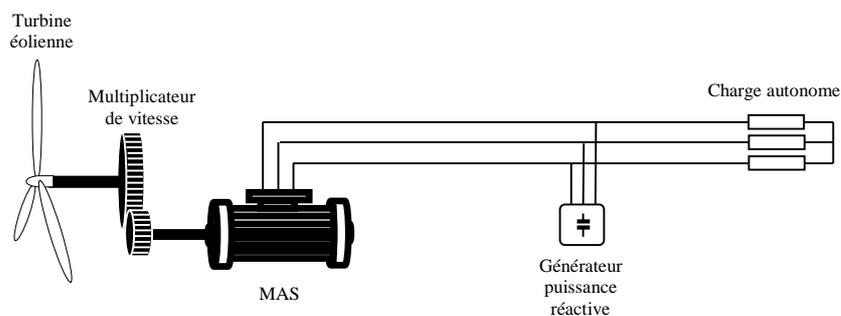
La Machines asynchrones à double alimentation présente un atout considérable. Son principe est issu de celui de la cascade hypo synchrone : le stator (ou le rotor) est connecté a tension et fréquence fixes au réseau alors que le rotor (ou le stator) est reliés au réseau a traves un convertisseur de fréquence, si la variation de vitesse requise reste réduite autour de la vitesse de synchronisme, le dimensionnement du convertisseur de fréquence peut être réduite. Ces machines sont un peu plus complexes que des machines asynchrones à cage avec lesquelles elles sont en commun de nécessiter un multiplicateur de vitesse leur robustesse est légèrement diminuée par la présence de système à bagues et balais, mais le bénéfice du fonctionnement à vitesse variable un avantage suffisant. [14]

### 7.4. Machine asynchrone à cage d'écureuil

Nous nous sommes intéressés a la machine asynchrone à cage d'écureuil car elle est la plus largement répandue pour des applications en conversion éolienne autonome ou isolée et ce pour des raisons de robustesse et de prix, présente des avantages certains liés à sa conception simple, son poids et son inertie faibles et le peu d'entretien [12]. L'absence de balais-collecteurs ou de contacts glissants sur des bagues la rendent tout à fait appropriée pour l'utilisation dans les conditions parfois extrêmes que présente l'énergie éolienne. Pour assurer un fonctionnement stable du dispositif, la génératrice doit conserver une vitesse de rotation proche du synchronisme (point  $g=0$ ) ce type de convertisseur électromécanique est toutefois consommateur d'énergie réactive nécessaire à la magnétisation du rotor de la machine. Celui-ci peut-être toutefois amélioré par l'adjonction de capacités qui deviennent la seule source de puissance réactive dans le cas d'un fonctionnement autonome de l'éolienne. [10]

## 8. Les atouts des systèmes éoliennes en fonctionnement autonome face à ses inconvénients

Les machines asynchrones à cage d'écureuil ont, en général, la capacité à tenir face à des régimes extrêmes de fonctionnement, (survitesses, surcharges...etc.), en raison de leur grande capacité thermique. Mais cette machine nécessite un apport d'énergie réactive pour sa magnétisation qui fut son principal inconvénient, l'absence du réseau pose un problème. Cependant cette énergie de magnétisation peut être fournie par des compensateurs de puissance réactive, principalement un banc de capacités (générateur auto-excité), elle doit être magnétisée suffisamment rapidement dans le but de maintenir l'amplitude et la fréquence de la tension générée à des valeurs constantes pendant la perturbation vis-à-vis la variation de la vitesse du vent ainsi que la puissance de charge.



**Figure I.10 :** Système éolien à base de machine asynchrone à cage d'écureuil.

Ainsi pour résoudre ce problème, beaucoup de travaux de recherche sont menés dans ce sens, proposant des différentes topologies à base d'électronique de puissance et stratégies de commande. Le choix de la structure d'électronique de puissance se fait en fonction des plages de variations de la charge et de la vitesse du vent, ce qui nous amène à plusieurs structures.

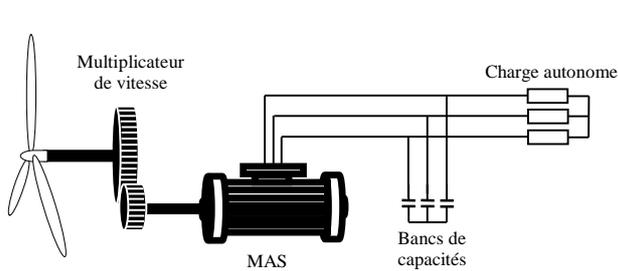
## 9. Structures autonomes à base de la machine asynchrone à cage

### 9.1. Machine asynchrone auto-excité par des condensateurs fixes

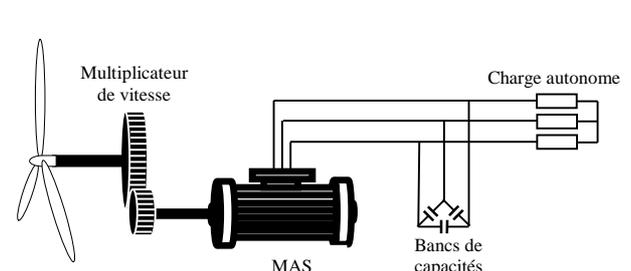
On trouve plusieurs travaux dans la littérature qui sont dédiés à l'auto-excitation de la MAS en utilisant des condensateurs fixes. Une de ces dernières consiste à utiliser une seule capacité, généralement lorsqu'on alimente des charges monophasées. Dans ce cas, une seule capacité est suffisante pour que la génératrice puisse fournir la puissance nécessaire à la

charge, ce qui permet de réduire le coût total du système. Cependant, en cas de défaut dans la phase où 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. [21]

Une autre solution consiste à utiliser un banc de capacités constitué de 3 condensateurs connectés soit en étoile ou en triangle aux bornes de la génératrice (figure (I.11) et (figure(I.12)). Cela permet d'assurer plus de sûreté de fonctionnement pour le système de production d'énergie éolienne, que la charge soit monophasée ou triphasée. 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. [12]

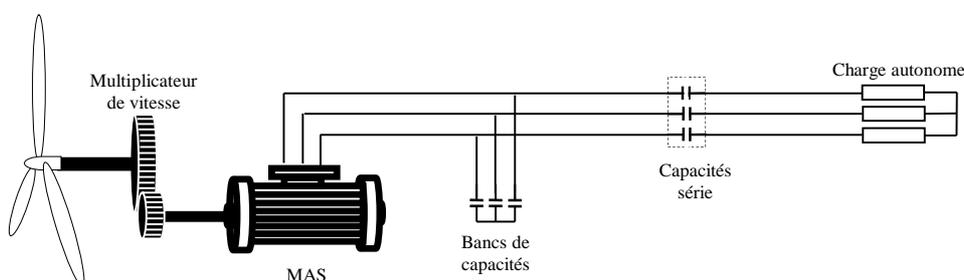


**Figure I.11 :** MAS auto-excité par batterie de condensateur en étoile.



**Figure I.12 :** MAS auto-excité par batterie de condensateur en triangle.

La structure la plus couramment utilisée consiste à connecter, en plus des capacités parallèles, d'autres capacités en série avec la charge ou avec le stator de la machine (figure 1.13). Cette approche permet de diminuer la chute de tension en charge mais elle limite les possibilités d'une régulation continue de la tension sur une large gamme de charges et/ou de vitesses. [12]



**Figure I.13 :** MAS auto-excité avec compensation série.

## 9.2. Machine asynchrone auto-excité par une batterie de condensateurs commandés

Cette structure utilise des batteries de condensateurs, elle est constituée de capacité fixes en parallèles avec des interrupteurs GTO (Gate Thyristor Off) montés en tête bêche (figure 1-14). Ce dispositif se comporte comme un condensateur variable, de façon à créer une source d'énergie réactive variable permettant d'élargir la plage de fonctionnement face aux variations de tensions lors des perturbations de la vitesse du vent ou de la charge, mais ne garantissent pas un contrôle continue de l'énergie réactive, sans compter l'injection des harmoniques causés par les commutation des GTO. [12] [20]

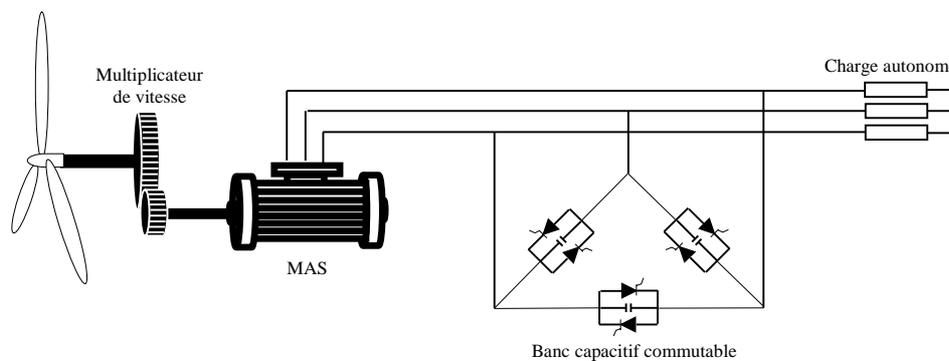
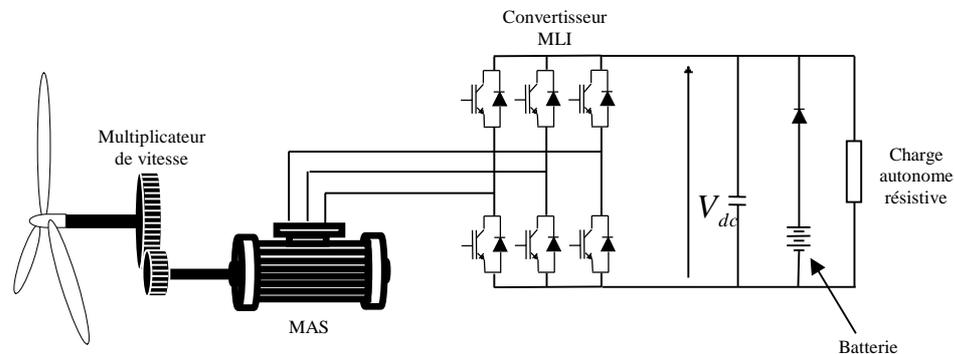


Figure I.14 : MAS auto-excité par batterie de condensateur variable.

## 9.3. Structure à base redresseur MLI

D'après les nombreuses recherches effectuées dans le domaine de conversion d'énergie éolienne en fonctionnement autonome, les meilleures solutions sont choisies pour chaque profil du vent considéré pour chacune des structures, le convertisseur MLI, dans tous les cas, montre sa supériorité énergétique [16]. Cette topologie aboutie à des performances satisfaisantes en ce qui concerne le réglage de la tension vis à vis les perturbations. On a opté pour une structure très utilisée malgré sa complexité et son coût élevé, consiste à connecter la machine à la charge à travers un convertisseur MLI (figure 1-15), une batterie de condensateur est couramment associée pour apporter un minimum de magnétisation. Cette structure nous permet de garder la tension et la fréquence à des valeurs constantes malgré la variation de la vitesse du vent ainsi que la charge. Elle permet également un fonctionnement avec basses vitesses du vent et une bonne gestion des transitoires vis-à-vis la charge [20].

Bien évidemment la présence des éléments de l'électronique de puissance justifiée l'utilisation d'algorithme de commande à introduire, nous allons présenter les différentes stratégies de commandes les plus rependu dans la littérature.



**Figure I.15 :** Topologie avec convertisseur MLI en parallèle avec la charge.

## 10. Commande d'un système éolien autonome

L'objectif à atteindre par la commande d'un système éolien diffère selon le type d'utilisation. Dans le cas des centrales autonomes, le but est d'alimenter la charge avec une tension de valeur efficace et de fréquence fixes et ce quelle que soit la vitesse du vent ou la puissance demandée par la charge.

Quelle que soit la machine utilisée, une commande du système est nécessaire. Différentes solutions peuvent être retenues pour assurer cela. Depuis peu, des commandes appropriées ont été développées telles que : la commande vectorielle et la commande directe du couple (DTC).

La commande directe du couple (DTC) a pour objectif la régulation directe du couple de la machine, elle est applicable aux machines à courant alternatif en général. Elle a été présentée pour la première fois par TAKAHASHI qui a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine. L'idée est la section directe de la configuration de l'onduleur (vecteur tension à appliquer) ce qui permet de maintenir les erreurs du couple et de flux inférieure à des limites prédéfinies. La commande de l'onduleur est instantanée, ce qui nécessite une période d'échantillonnage très faible. La séquence de commande des interrupteurs est directement issue des régulateurs de flux et de couple qui sont généralement des régulateurs à hystérésis [20] [24] [25]. L'utilisation de plusieurs convertisseurs offre un

plus grand nombre de combinaisons. Une optimisation de ces séquences de commutation peut conduire à une diminution des ondulations de couple et du bruit acoustique [26]. Dans notre cas, nous examinons la technique de la commande vectorielle indirecte.

### 10.1. La commande vectorielle

La commande vectorielle consiste à ramener le comportement de la machine asynchrone, à celui du moteur à courant continu en effectuant un découplage entre le flux et le couple électromagnétique [27]. Elle consiste à orienter un repère biphasé tournant d'axes direct ( $d$ ) et quadratique ( $q$ ) de façon à ce que l'axe  $d$  coïncide avec le vecteur flux rotorique ou bien le vecteur statorique. Après l'orientation du repère, le système se trouve simplifié et un découplage entre le flux et le couple est obtenu. Ainsi ils peuvent être contrôlés indépendamment l'un de l'autre comme dans le cas d'une MCC. Deux variantes de la commande vectorielle peuvent être distinguées selon le choix de l'orientation à s'avoir : la commande vectorielle directe et indirecte.

La commande vectorielle directe (DVC) contrôle le vecteur flux statorique, alors que dans la commande vectorielle indirecte (IVC) c'est le vecteur flux rotorique qui est contrôlé. Les deux approches effectuent un calcul online de l'amplitude et la position instantané du flux statorique ou rotorique en imposant un alignement adéquat au repère tournant pour réaliser le découplage entre le flux correspondant et le couple.

La commande IVC reste sans conteste la plus utilisée grâce à sa très bonne dynamique et sa robustesse par rapport aux variations paramétriques de la machine. En plus, elle permet de se passer d'un observateur sans pour autant dégrader son fonctionnement. Contrairement à la DVC ne nécessite pas d'action de découplage additionnelle dans la boucle de réglage des courants. [12][20]

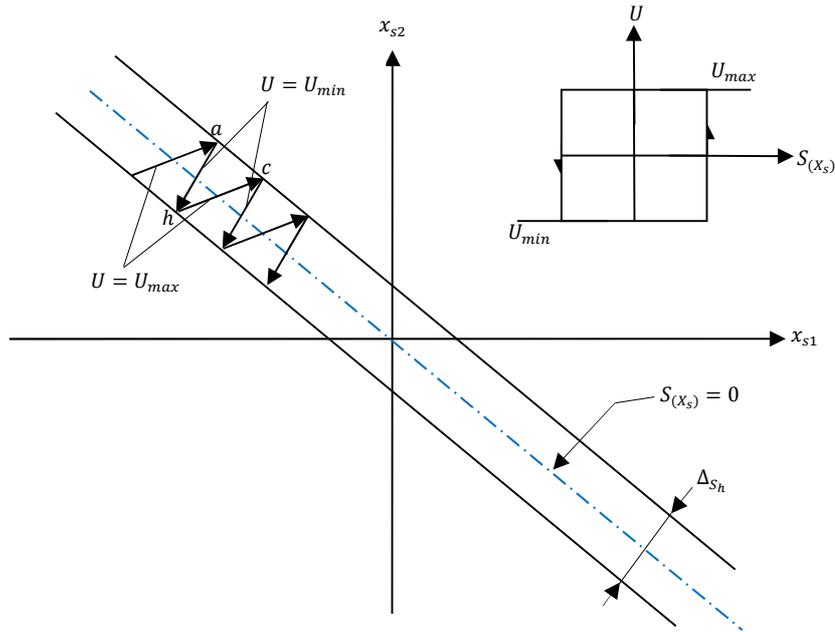
La DTRFC (Direct Torque and Rotor Flux Control) permet un contrôle direct du couple électromagnétique et du flux rotorique sans passer par le réglage des courants, seulement deux lois de commande sont utilisées et synthétisées avec l'approche par modes glissant, et cela grâce à un choix judicieux des surfaces de glissements. [20]

## 11. Commande par mode glissant

C'est une commande à structure variable (CSV), qui consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu' au point d'équilibre, d'où le

phénomène de glissement. Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées. [28]

Le principe de la technique du mode glissement est démontré à l'aide de la (figure I.16), elle existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$ . Ce phénomène pour un système régler du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état  $X_{s1}$  et  $X_{s2}$ .



**Figure I.16 :** Démonstration du mode de glissement.

### 11.1. Principe de la commande par mode glissant

La commande à structure variable par mode glissant est une stratégie de commande non linéaire qui peut forcer les états du système à atteindre une surface de glissement prédéfinie et à converger vers le régime permanent tout le long de la surface en mode glissant [29]. Deux modes de fonctionnements peuvent être distingués :

#### 11.1.1. Le mode de convergence

C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de glissement. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence. [30]

### 11.1.2. 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. [30]

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 ( $U_{ds}$ ).

$$U = U_{ds} + U_{eq} \quad (I.2)$$

$U_{eq}$  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.

$$\dot{S}(x) = 0 \quad (I.3)$$

Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de 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.

## 11.2. Conception de la commande par mode glissement

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

- Choix de la surface.
- Établissement des conditions d'existence.
- Détermination de la loi de commande.

### 11.2.1. Choix de la surface du glissement [17]

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

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

$$\dot{X} = A(X, t) + B(X, t).u \quad (\text{I.4})$$

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 :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1}.e(x) \quad (\text{I.5})$$

$e(x)$  : L'écart entre la variable à régler et sa référence,  $e(x) = X^* - X$

$\lambda_x$  : Constante positive.

$r$  : Degré relatif, il présente 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.

### 11.2.2. Condition de convergence et d'existence

Les conditions de convergences sont les critères qui permettent aux différentes dynamique du système de converge vers la surface de glissement et d'y arrêter indépendamment de la perturbation : il existe deux considération 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 convergence vers zéro. [17]

$$S(x). \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{I.6})$$

- **Fonction de LYAPONOV**

La fonction de LYAPONOV 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. [31]

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{I.7})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x). \dot{S}(x) \quad (\text{I.8})$$

Pour la fonction  $V(x)$  puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié que si la condition (I.6) est vérifiée.

L'équation (I.7) 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 côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant où la fréquence de commutation est infinie.

### 11.2.3. Phénomène de broutement (chattering)

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement, appelé « chattering » en anglais. Les principales raisons à l'origine de ce phénomène sont les limitations des actionneurs ou les retards de commutation au niveau de la commande. Ces commutations détériorent la précision de la commande et peuvent s'avérer néfastes en provoquant une détérioration des systèmes mécaniques et une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable). [32]

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposées, comme la solution de couche limite (fonction de saturation, fonction tangente hyperbolique...etc.

## **12. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous nous sommes attachés à décrire l'ensemble de la chaîne de conversion d'énergie par éolienne. Nous avons présenté le principe de fonctionnement d'une éolienne d'une manière générale ainsi que les différentes structures.

Dans ce qui suit nous allons étudier les machines les plus utilisées dans la conversion de l'énergie mécanique de la turbine en énergie électrique. Il apparaît que la machine la plus intéressante dans le fonctionnement autonome du point de vue caractéristiques, performances et prix, demeure la machine asynchrone à cage d'écureuil.

Finalement, on a cité brièvement quelques techniques de commandes de ces derniers.

# *Chapitre II*

## 1. Introduction

La machine asynchrone à cage reste sans contexte la machine la mieux adaptée dans un fonctionnement autonome. Cela grâce à ces nombreux avantages, dont on peut citer : sa capacité à fonctionner sans l'aide d'une source d'énergie externe pour sa magnétisation, et qui plus est, dans un site isolé le réseau électrique est absent. On peut citer aussi sa robustesse et son moindre coût.

La préoccupation principale dans un fonctionnement autonome est la génération d'une tension à amplitude est fréquence fixe et ce quelques soit les variations de la vitesse du vent et de la puissance demandée par la charge. Cela dit, on passe tout d'abord par le choix d'une architecture d'électronique de puissance approprié pour l'atteinte de cet objectif, ainsi une commande est forcément nécessaire, d'où la nécessité d'un modèle mathématique de notre système.

Ce chapitre traite essentiellement la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

## 2. Modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil

Dans la modélisation de la machine asynchrone, il est indispensable de poser certaines hypothèses simplificatrices qui ont pour but de faciliter la mise en équation des circuits électrique de la machine. [12]

- L'entrefer est supposé à épaisseur constante.
- L'effet des encoches est négligé.
- L'induction dans l'entrefer est supposée à répartition sinusoïdale.
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est supposée sinusoïdale.
- Les pertes ferromagnétiques sont négligées (pas de courants de FOUCAULT ni d'hystérésis).
- Les pertes mécaniques sont négligées.
- L'influence de l'effet de peau est négligée.
- Les variations des caractéristiques dues à l'échauffement ne sont pas prises en compte.
- La cage d'écureuil est remplacée par un bobinage triphasé rotorique équivalent.
- L'effet de saturation est négligé.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :[33]

- 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.

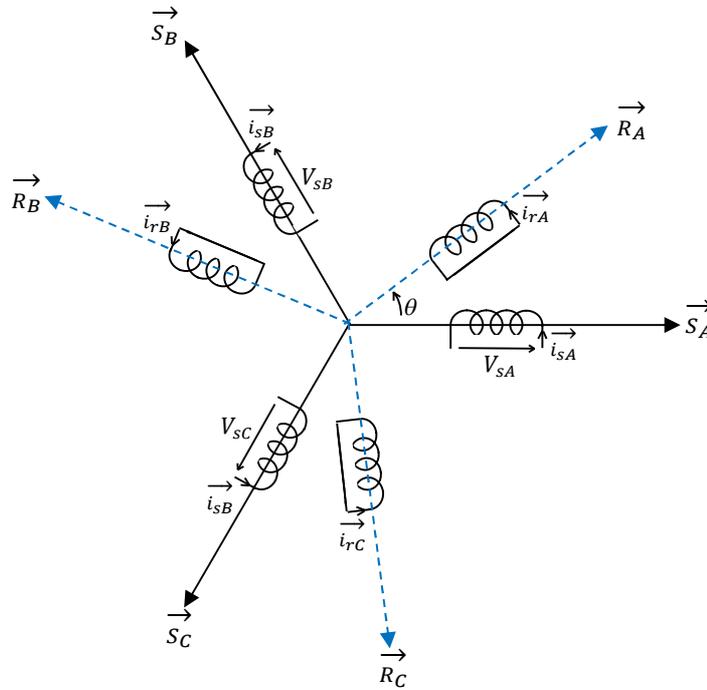


Figure II.1 : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques.

Pour écrire les équations mathématiques de la machine on se basera sur la représentation illustrée sur la figure (II.1) qui représente les trois enroulements statoriques et les trois enroulements rotoriques mettent en évidence la configuration symétrique de la machine. Les phases rotoriques sont court-circuitées (rotor à cage d'écoreuil). 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 :

$S, R$  : indices respectifs du stator et du rotor.

$P$  : nombre de paire de pôles.

$R_s, l_s$  : Résistance et inductance propre d'une phase statorique.

$R_r, l_r$  : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.

$M_s$  : Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator.

$M_r$  : Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du rotor.

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

$V_{sABC}$  : Tensions des trois phases statoriques.

$i_{sABC}$  : Courants qui traversent les trois phases statoriques.

$V_{rABC}$  : Tensions des trois phases rotoriques.

$i_{rABC}$  : Courants qui traversent les trois phases rotoriques.

$\phi_{sABC}$  : Flux totaux à travers ses enroulements statoriques.

$\phi_{rABC}$  : Flux totaux à travers ses enroulements rotoriques.

$\theta$  : Angle électrique entre  $\vec{R}_A$  et  $\vec{S}_A$ .

En appliquant la loi de FARADAY à chaque bobinage de la machine asynchrone, on peut écrire pour chacun des six enroulements statoriques et rotoriques (figure (II.2)), l'équation électrique suivante :

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

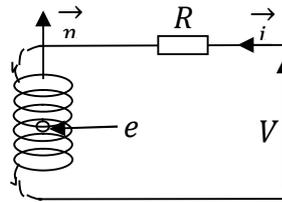


Figure II.2 : Représentation d'une phase avec force électromotrice.

$R$  : la résistance du bobinage.

$i$ ,  $V$  et  $\phi$  représentent respectivement le courant dans le bobinage, la tension à ses bornes et le flux le traversant.

Les équations matricielles pour les bobinages statoriques et rotoriques s'écrivent alors sous la forme suivante :

$$[V_{sABC}] = [R_s][i_{sABC}] + (d/dt)[\phi_{sABC}] \tag{II.2}$$

$$[V_{rABC}] = [R_r][i_{rABC}] + (d/dt)[\phi_{rABC}] \tag{II.3}$$

Avec :

$$[V_{sABC}] = \begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \end{bmatrix} \quad [V_{rABC}] = \begin{bmatrix} V_{rA} \\ V_{rB} \\ V_{rC} \end{bmatrix}$$

Respectivement les vecteurs des tensions statoriques et rotoriques.

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

Respectivement les matrices des résistances statoriques et rotoriques.

$$[i_{sABC}] = \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad [i_{rABC}] = \begin{bmatrix} i_{rA} \\ i_{rB} \\ i_{rC} \end{bmatrix}$$

Respectivement les vecteurs des courants statoriques et rotoriques.

$$[\phi_{sABC}] = \begin{bmatrix} \phi_{sA} \\ \phi_{sB} \\ \phi_{sC} \end{bmatrix} \quad [\phi_{rABC}] = \begin{bmatrix} \phi_{rA} \\ \phi_{rB} \\ \phi_{rC} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[\phi_{sABC}] = [L_s][i_{sABC}] + [M_{sr}][i_{rABC}] \quad (\text{II.4})$$

$$[\phi_{rABC}] = [L_r][i_{rABC}] + [M_{sr}][i_{sABC}] \quad (\text{II.5})$$

Respectivement les vecteurs des flux statoriques et rotoriques.

$$[M_{sr}(\theta)] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$M_{sr}(\theta)$  est la matrice inductance mutuelle entre stator et rotor en fonction de la position du rotor  $\theta$ .

Le rotor de la machine étant en court-circuit ce qui implique  $V=0$  :

$$[V_{rABC}] = [R_r][i_{rABC}] + (d/dt)[\phi_{rABC}] = 0 \quad (II.6)$$

On remplace (II.4) et (II.5) dans (II.2) et (II.3) respectivement on obtient :

$$[V_{sABC}] = [R_s][i_{sABC}] + (d/dt)([M_{rs}][i_{rABC}] + [L_s][i_{sABC}]) \quad (II.7)$$

$$[V_{rABC}] = [R_r][i_{rABC}] + (d/dt)([M_{rs}][i_{sABC}] + [L_r][i_{rABC}]) = 0 \quad (II.8)$$

Afin de mieux identifier tous les paramètres du modèle ci-dessus, on fait généralement appel à un modèle réduit suffisamment précis et simple. C'est le modèle diphasé tournant (*dqo*) de la MAS qui s'obtient à partir d'une transformation triphasé-diphasé (Park).

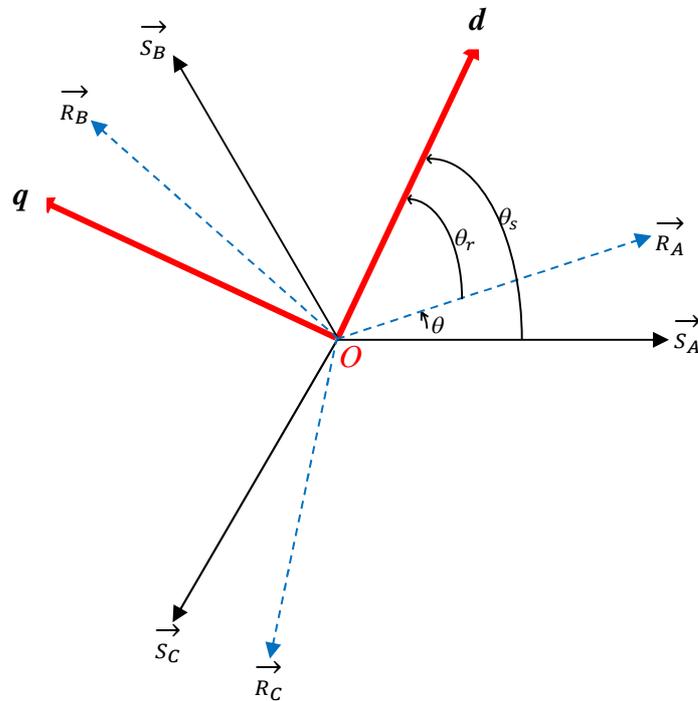


Figure II.3 : Représentation de la transformation de Park.

La transformation de Park permet de passer d'un repère à trois axes *ABC* vers un repère diphasé tournant noté *dq*, voir figure (II.3). L'axe direct *d* peut être repérer avec  $\theta_s$  par rapport a la bobine du stator sur l'axe  $S_A$ , et avec  $\theta_r$  par rapport a la bobine du rotor sur l'axe  $S_A$ . Ces angles sont liés par la relation suivante :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (II.9)$$

$\theta_s$ : L'angle électrique par rapport à l'axe de la phase « A » du stator.

$\theta_r$ : L'angle électrique par rapport à l'axe de la phase « A » du rotor.

### 2.1. Modèle de la MAS dans le repère de Park

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

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

Tel-que :

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

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

$$[V_{ABC}] = [R][i_{ABC}] + (d/dt)[\phi_{ABC}] \quad (\text{II.12})$$

La transformation de  $[P]$  est appliquée à l'équation (II.12)

$$[P]^{-1}[V_{dqo}] = [R][P]^{-1}[i_{dqo}] + (d/dt)[[P]^{-1}[\phi_{dqo}]] \quad (\text{II.13})$$

On multipliant l'équation(II.13) par  $[P]$  on obtient :

$$[V_{dqo}] = [R][i_{dqo}] + (d/dt)[\phi_{dqo}] + [P](d[P]^{-1}/dt)[\phi_{dqo}] \quad (\text{II.14})$$

On obtient finalement de système d'équations de Park qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent :

$$V_d = Ri_d + (d\phi_d/dt) - (d\theta/dt)\phi_q \quad (\text{II.15})$$

$$V_q = Ri_q + (d\phi_q/dt) + (d\theta/dt)\phi_d \quad (\text{II.16})$$

$$V_0 = Ri_0 + (d\phi_0/dt) \quad (\text{II.17})$$

Dans notre cas, l'angle  $\theta$  est remplacé soit par  $\theta_s$  pour le stator, ou par  $\theta_r$  pour le rotor. On désigne par :

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

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

En supposant le système parfaitement équilibré (les composantes homopolaires sont identiquement nulles), et en appliquant la transformation de Park aux équations statoriques et rotoriques, on aboutit au modèle réduit suivant :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \phi_{sq} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \quad (\text{II.18})$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \phi_{sd} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \quad (\text{II.19})$$

$$0 = R_r i_{rd} - \omega_r \phi_{rq} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \quad (\text{II.20})$$

$$0 = R_r i_{rq} - \omega_r \phi_{rd} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} \quad (\text{II.21})$$

Suite à l'hypothèse de linéarité des matériaux, le flux statoriques et rotoriques s'expriment dans le repère de Park, en fonction des courants comme suit :

$$\phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (\text{II.22})$$

$$\phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \quad (\text{II.23})$$

$$\phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \quad (\text{II.24})$$

$$\phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \quad (\text{II.25})$$

Avec :

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

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

$l_s$  : Inductance de fuite statorique.

$l_r$  : Inductance de fuite rotorique.

$M$  : Mutuelle inductance.

Le couple électromagnétique peut alors s'exprimer par la relation suivante :

$$C_{em} = p.M.(i_{rd}.i_{sq} - i_{rq}.i_{sd}) \quad (\text{II.26})$$

Qui peut s'écrire aussi :

$$C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{II.27})$$

### 3. Modélisation du convertisseur statique

#### 3.1. Modèle de l'onduleur

L'onduleur triphasé est illustré par son circuit de puissance dans la figure (II.4). 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.

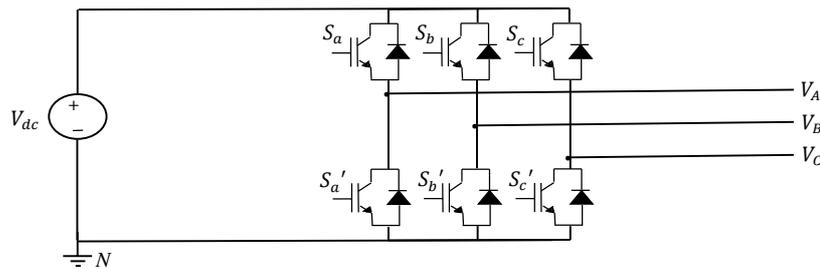


Figure II.4 :Circuit de fonctionnement de l'onduleur triphasé.

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 :

$$V_{AN} = S_a \cdot V_{dc} \quad (\text{II.28})$$

$$V_{BN} = S_b \cdot V_{dc} \quad (\text{II.29})$$

$$V_{CN} = S_c \cdot V_{dc} \quad (\text{II.30})$$

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

#### 3.1.1. Les tensions composées

$$V_{AB} = V_{AN} + V_{NB} = V_{AN} - V_{BN} = (S_a - S_b)V_{dc} \quad (\text{II.31})$$

$$V_{BC} = V_{BN} + V_{NC} = V_{BN} - V_{CN} = (S_b - S_c)V_{dc} \quad (\text{II.32})$$

$$V_{CA} = V_{CN} + V_{NA} = V_{CN} - V_{AN} = (S_c - S_a)V_{dc} \quad (\text{II.33})$$

### 3.1.2. Les tensions simples

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

$$V_{AB} - V_{CA} = V_{AN} - V_{BN} - V_{CN} + V_{AN} = 3V_{AN} \quad (\text{II.34})$$

$$2V_{AN} - V_{BN} - V_{CN} = 3V_{AN} \quad (\text{II.35})$$

Donc:

$$V_{AN} = \frac{1}{3}(2V_{AN} - V_{BN} - V_{CN}) \quad (\text{II.36})$$

De la même manière on obtient :

$$V_{BN} = \frac{1}{3}(2V_{BN} - V_{AN} - V_{CN}) \quad (\text{II.37})$$

$$V_{CN} = \frac{1}{3}(2V_{CN} - V_{AN} - V_{BN}) \quad (\text{II.38})$$

En remplaçant les équations (II.27), (II.28), (II.29) dans (II.35), (II.36), (II.37), respectivement on aura :

$$V_{AN} = \frac{1}{3}V_{dc}(2S_a - S_b - S_c) \quad (\text{II.39})$$

$$V_{BN} = \frac{1}{3}V_{dc}(2S_b - S_a - S_c) \quad (\text{II.40})$$

$$V_{CN} = \frac{1}{3}V_{dc}(2S_c - S_a - S_b) \quad (\text{II.41})$$

On pose :

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

On aura au final les équations de l'onduleur :

$$V_{Sa} = \frac{1}{3}V_{dc}(2S_a - S_b - S_c) \quad (\text{II.42})$$

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

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

### 3.2. Modèle du redresseur

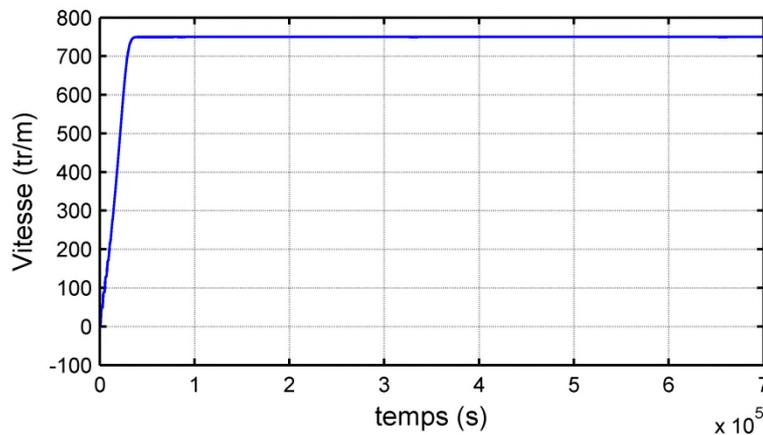
On peut exprimer le courant  $i_{dc}$  en fonction des interrupteurs et les courants  $i_{Sabc}$  comme suivant :

$$i_{dc} = S_a i_{Sa} + S_b i_{Sb} + S_c i_{Sc} \quad (\text{II.45})$$

## 4. Simulation de la machine asynchrone fonctionnement moteur

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

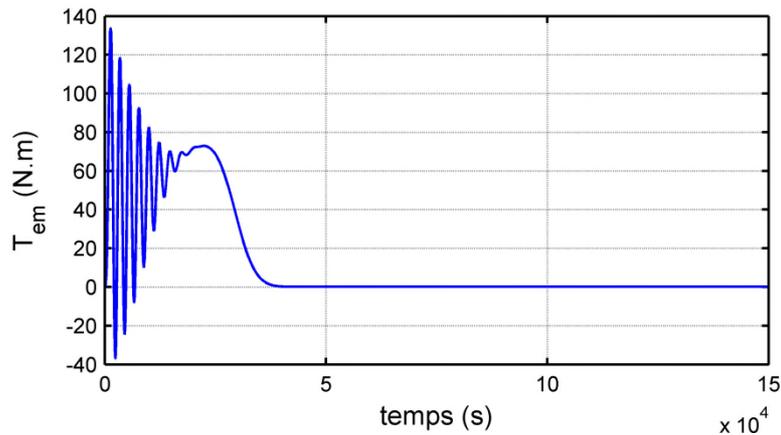
- **Vitesse :**



**Figure II.5 :** Vitesse de rotation de la MAS à charge nulle.

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. On a appliqué un couple de charge nulle.

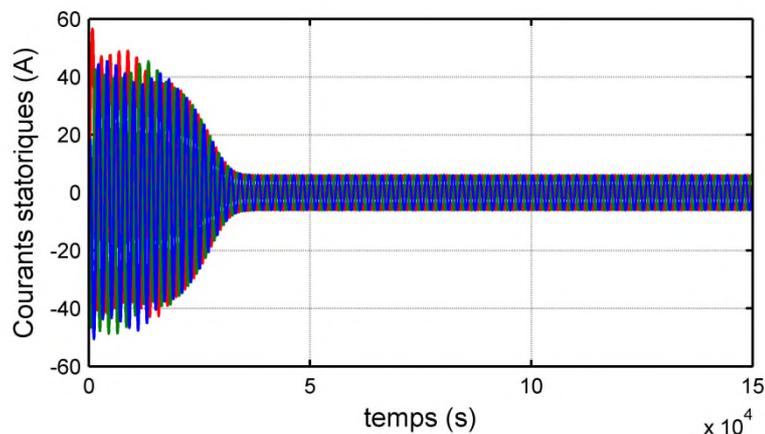
- **Couple électromagnétique**



**Figure II.6 :** Couple électromagnétique de la MAS à charge nulle.

Cette courbe représente le couple électromagnétique de la MAS. Nous remarquons des oscillations avant  $t=0.4s$  qui représente le régime transitoire puis se stabilise.

- **Courants statoriques**



**Figure II.7 :** Courants statorique des trois phases de la MAS à charge nulle.

La figure (II.7) représente les courants statorique du moteur fonctionnement à vide, et on remarque qu'ils prennent la même forme en bouteille qui représente le régime transitoire jusqu'à  $t=0.4s$ , puis se stabilise.

## **5. Conclusion**

Ce second chapitre à été consacré à la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil, puis on a présenté son modèle mathématique, basée sur les transformations triphasé-biphasé de Park en s'appuyant sur une série d'hypothèses simplificatrices ce qui abouti aux modèlessimplifie, ainsi, que l'organe de commande (convertisseur à MLI).

On a présenté et discuté les résultats de la simulation de cette machine en comportement moteur lors du fonctionnement à vide.

# *Chapitre III*

## 1. Introduction

Dans le domaine de la commande des machines asynchrone d'une manière générale, plusieurs travaux ont été menés pour répondre à deux objectifs principaux : l'obtention d'un contrôle précis et rapide du flux et du couple ainsi que la réduction de la complexité des algorithmes de commande. [34]

Contrairement à la commande vectorielle classique utilisant des régulateurs internes des courants pour le contrôle du flux et du couple, la DTRFC (Direct Torque and Rotor Flux Control) permet le contrôle de ces derniers d'une manière directe sans passer par le réglage des courants. Cette stratégie est beaucoup plus simple et réduite, elle est synthétisée en utilisant l'approche par mode de glissement, seulement deux lois de commande sont utilisées, une pour le contrôle de la magnétisation de la machine (le flux rotorique) et une autre pour le contrôle du couple électromagnétique. La référence du couple est générée par un régulateur externe permettant la régulation de la tension du bus continu.

A noter que, la DTRFC fonctionne sous les conditions de la commande vectorielle indirecte (IVC), ainsi les estimateurs de la IVC sont aussi valable pour la DTRFC.

Dans un premier temps, nous allons présenter le principe de la commande vectorielle indirecte, puis nous passerons à la synthèse de la DTRFC en utilisant l'approche par mode de glissement. Nous rappelons que les étapes à suivre pour la synthèse d'une loi de commande par mode glissants sont données dans le premier chapitre. Dans un contexte de synthèse nous allons présenter deux stratégies de commande, à savoir, la DTRFC utilisant un régulateur PI dans la boucle de la tension continue, et la DTRFC utilisant un régulateur par mode glissant. Pour atténuer le phénomène de chattering nous allons utiliser la méthode de la couche limite dont la fonction de lissage est une tangente hyperbolique.

## 2. Principe de la commande vectorielle :

Derrière la conception relativement simple de la machine asynchrone à cage se cache une grande complexité lorsqu'il s'agit de la commander, cette complexité réside entre l'ensemble des équations qui devient les relations entre le couple électromagnétique et les principales grandeurs électriques et mécaniques de la MAS qui sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une influe sur l'autre.

Cependant, ce problème peut être résolu en appliquant la technique de la commande vectorielle, appelées aussi commande à orientation du flux, dont le but est d'assurer un certain découplage de façon à ce que le flux et le couple soient commandés indépendamment. [35]

Après orientation, l'estimateur du flux rotorique, du couple électromagnétique et de l'angle de Park sont donnés comme suit :

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

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \phi_{rd} i_{sq} \quad (\text{III.2})$$

$$\theta_s = \int_0^t \omega_s dt = \int_0^t \left( \frac{M i_{sq}}{\tau_r \phi_r} + p \Omega \right) dt \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$\tau_r$  : Constante de temps rotorique.

$s$  : Opérateur de dérivation.

### 3. Modèle dynamique de la machine asynchrone en vue de la commande

Pour faciliter la synthèse de la DTRFC, nous adoptons les variables du flux statorique et rotorique comme grandeur d'état, ainsi le modèle de la MAS est le suivant : [34]

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{sd}}{dt} = -\frac{\phi_{sd}}{\sigma\tau_s} + \omega_s \phi_{sq} + \frac{M\phi_{rd}}{\sigma\tau_s L_r} + V_{sd} \\ \frac{d\phi_{sq}}{dt} = -\omega_s \phi_{sd} - \frac{\phi_{sq}}{\sigma\tau_s} + \frac{M\phi_{rq}}{\sigma\tau_s L_r} + V_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M\phi_{sd}}{\sigma\tau_r L_s} - \frac{\phi_{rd}}{\sigma\tau_r} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M\phi_{sq}}{\sigma\tau_r L_s} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} - \frac{\phi_{rq}}{\sigma\tau_r} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

$\tau_s$  : Constante de temps statorique.

$\sigma$  : représente le coefficient de dispersion,  $\omega_s$  et  $\omega$  sont les pulsations statoriques et mécanique respectivement.

### 4. Commande par mode glissant

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre l'état du système à atteindre en temps fini une surface (dans l'espace d'état) donnée pour ensuite y rester. Cette surface étant une relation entre les variables d'état du système, elle définit une équation différentielle, et donc détermine totalement la dynamique du système, pourvu qu'il reste sur

cette surface. L'évolution d'un système soumis à une loi de commande qui le fait rester sur une surface donnée ne dépend donc plus du tout du système lui-même ou des perturbations auxquelles il peut être soumis, mais uniquement des propriétés de cette surface. Le système bouclé n'est donc pas seulement robuste vis à vis des incertitudes (propres au système) et perturbations (extérieures au système), mais totalement insensible à ces incertitudes et perturbations, moyennant qu'elles puissent effectivement être rejetées par la commande [32].

#### 4.1. Synthèse de la loi de commande par mode de glissement

Comme mentionné précédemment dans le premier chapitre, la synthèse d'une loi de commande par mode glissant passe par trois étapes principales :

- Choix de la surface de glissement.
- Détermination des conditions d'existence du régime glissant.
- Synthèse des lois de commande du mode glissant.

##### 4.1.1. Choix de la surface de glissement

Plusieurs formes de la surface de glissement ont été proposées dans la littérature, chacune présente des meilleures performances pour une application donnée. La surface la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état vers sa référence est définie par [36]:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (\text{III.5})$$

Avec :

$e(x)$  : L'écart entre la variable à régler et sa référence,  $e(x) = X^* - X$

$\lambda_x$  : Constante positive.

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

Dans notre cas, on a deux variables à contrôler, le flux rotorique et le couple électromagnétique, et pour chaque variable en choisi une surface de commutation. La tension du bus continu est asservit par une boucle externe dont son signal de sortie représente le couple électromagnétique de référence. Aussi, il est essentiel que la dérivée de la surface de glissement dépend directement de l'une des grandeurs de commande du modèle d'état, qui sont dans notre cas, les tensions statoriques directe et quadratique  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$ .

Ainsi, les surfaces de glissements du flux rotorique  $S_{\phi_r}$  et du couple électromagnétique  $S_{T_{em}}$  sont définies comme suit [20] :

$$\begin{cases} S_{\phi_r} = k_{\phi_r}(\phi_r^* - \phi_r) + \frac{d}{dt}(\phi_r^* - \phi_r) \\ S_{T_{em}} = T_{em}^* - T_{em} \end{cases} \quad (III.6)$$

Sachant que,  $\phi_r^*$  et  $T_{em}^*$  représentent respectivement le flux rotorique de référence et le couple électromagnétique de référence.  $k_{\phi_r}$  est une constante positive.

#### 4.1.2. Dimensionnement de la loi de commande

La deuxième étape dans la synthèse de la DTRFC consiste à chercher la loi de commande globale pour chaque surface de glissement, dont la forme générale est donnée comme suit :

$$V = V_{eq} + V_n \quad (III.7)$$

Où  $V_{eq}$  représente la commande équivalente et  $V_n$  la commande discontinue.

En dérivant les surfaces de glissements définies dans (III.6) par rapport au temps et en remplaçant les variables concernées à partir de (III.4) tout en considérant des grandeurs de références constantes, on obtient alors les équations suivantes :

$$\frac{dS_{\phi_r}}{dt} = -\frac{d\phi_r}{dt} \left( k_{\phi_r} - \frac{1}{\sigma\tau_r} \right) + \frac{M}{\sigma\tau_r\tau_s} (R_s i_{sd} - \omega_s \phi_{sq}) - \frac{M}{\sigma\tau_r\tau_s} V_{sd} \quad (III.8)$$

$$\frac{dS_{T_{em}}}{dt} = \left( \frac{1}{\sigma\tau_s} + \frac{1}{\sigma\tau_r} \right) T_{em} + \frac{PM}{\sigma L_r L_s} \phi_r \omega \phi_{sd} - \frac{PM}{\sigma L_r L_s} \phi_r V_{sq} \quad (III.9)$$

Pour calculer la commande équivalente du flux rotorique et du couple électromagnétique, il suffit de résoudre les équations suivantes :

$$\frac{dS_{\phi_r}}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{dS_{T_{em}}}{dt} = 0 \quad (III.10)$$

On obtient alors :

$$V_{sd_{eq}} = -\frac{\sigma L_s \tau_r}{M} \frac{d\phi_r}{dt} \left( k_{\phi_r} - \frac{1}{\sigma\tau_r} \right) + \frac{1}{\sigma\tau_s} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} - \frac{M}{\sigma L_r \tau_s} \phi_r \quad (III.11)$$

$$V_{sq_{eq}} = \left( \frac{1}{\sigma\tau_s} + \frac{1}{\sigma\tau_r} \right) \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \quad (III.12)$$

Pour trouver  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$ , on doit ajouter à la commande équivalente le terme discontinu. Pour se faire on doit prendre en considération les dérivées temporelles des surfaces de glissement du flux rotorique et du couple électromagnétique dans le calcul du vecteur tension globale, c.à.d. les équations (III.8) et (III.9). On aura alors :

$$V_{sd}^* = V_{sd_{eq}} - \frac{\sigma L_s \tau_r}{M} \frac{dS_{\phi r}}{dt} \quad (\text{III.13})$$

$$V_{sq}^* = V_{sq_{eq}} - \frac{\sigma L_s L_r}{PM\phi_r} \frac{dS_{Tem}}{dt} \quad (\text{III.14})$$

Avec,  $V_{sd}^*$  et  $V_{sq}^*$  sont les grandeurs de commande globales de flux rotorique et du couple électromagnétique respectivement.

#### 4.1.3. Détermination des conditions d'existence du régime glissant

Cette étape consiste à trouver une relation entre la surface de glissement et sa dérivée qui permettra d'assurer l'attractivité de la surface de glissement par les deux cotés. Pour faire cela, on va utiliser les conditions d'attractivités suivantes :

$$S_{\phi r} \frac{dS_{\phi r}}{dt} < 0 \quad \text{et} \quad S_{Tem} \frac{dS_{Tem}}{dt} < 0 \quad (\text{III.15})$$

Il suffit alors de choisir le terme de commande discontinu pour chaque variable concernée de manière qu'il assure à tout temps la vérification de la condition (III.15), c.à.d. gardé des signes différents entre la surface de glissement et sa dérivée correspondante. Ce qui nous amène aux choix suivants [20]:

$$\frac{dS_{\phi r}}{dt} = -g_{\phi r} \text{sign}(S_{\phi r}) - c_{\phi r} S_{\phi r} \quad (\text{III.16})$$

$$\frac{dS_{Tem}}{dt} = -g_{Tem} \text{sign}(S_{Tem}) - c_{Tem} S_{Tem} \quad (\text{III.17})$$

En remplaçant les équations (III.16) et (III.17) dans (III.13) et (III.14) respectivement, on aura alors les lois de commandes globales de la DTRFC :

$$V_{sd}^* = V_{sd_{eq}} - \frac{\sigma L_s \tau_r}{M} (-g_{\phi r} \text{sign}(S_{\phi r}) - c_{\phi r} S_{\phi r}) \quad (\text{III.18})$$

$$V_{sq}^* = V_{sq_{eq}} - \frac{\sigma L_s L_r}{PM\phi_r} (-g_{Tem} \text{sign}(S_{Tem}) - c_{Tem} S_{Tem}) \quad (\text{III.19})$$

À savoir, les paramètres  $g_{\phi_r}$  et  $g_{T_{em}}$  forcent les variables contrôlées à se rapprocher de leurs références avec une vitesse constantes, alors que les paramètres  $c_{\phi_r}$  et  $c_{T_{em}}$  permettent un rapprochement avec une vitesse variable. Cette dernière est autant plus grande quand la valeur de la surface de glissement est grande. [20]

Pour finaliser la commande DTRFC, il ne reste qu'à déterminer le signal de référence du couple électromagnétique qui est issu de la boucle de réglage de la tension du bus continu, cela peut être réalisé en utilisant différents type de régulateurs. Dans un premier temps, nous allons étudier la DTRFC utilisant un régulateur PI dans la boucle de réglage de la tension continue, en suite, pour améliorer la robustesse, nous proposons l'utilisation d'un régulateur par mode glissant.

### 5. DTRFC avec régulateurs PI (Proportionnel Intégral)

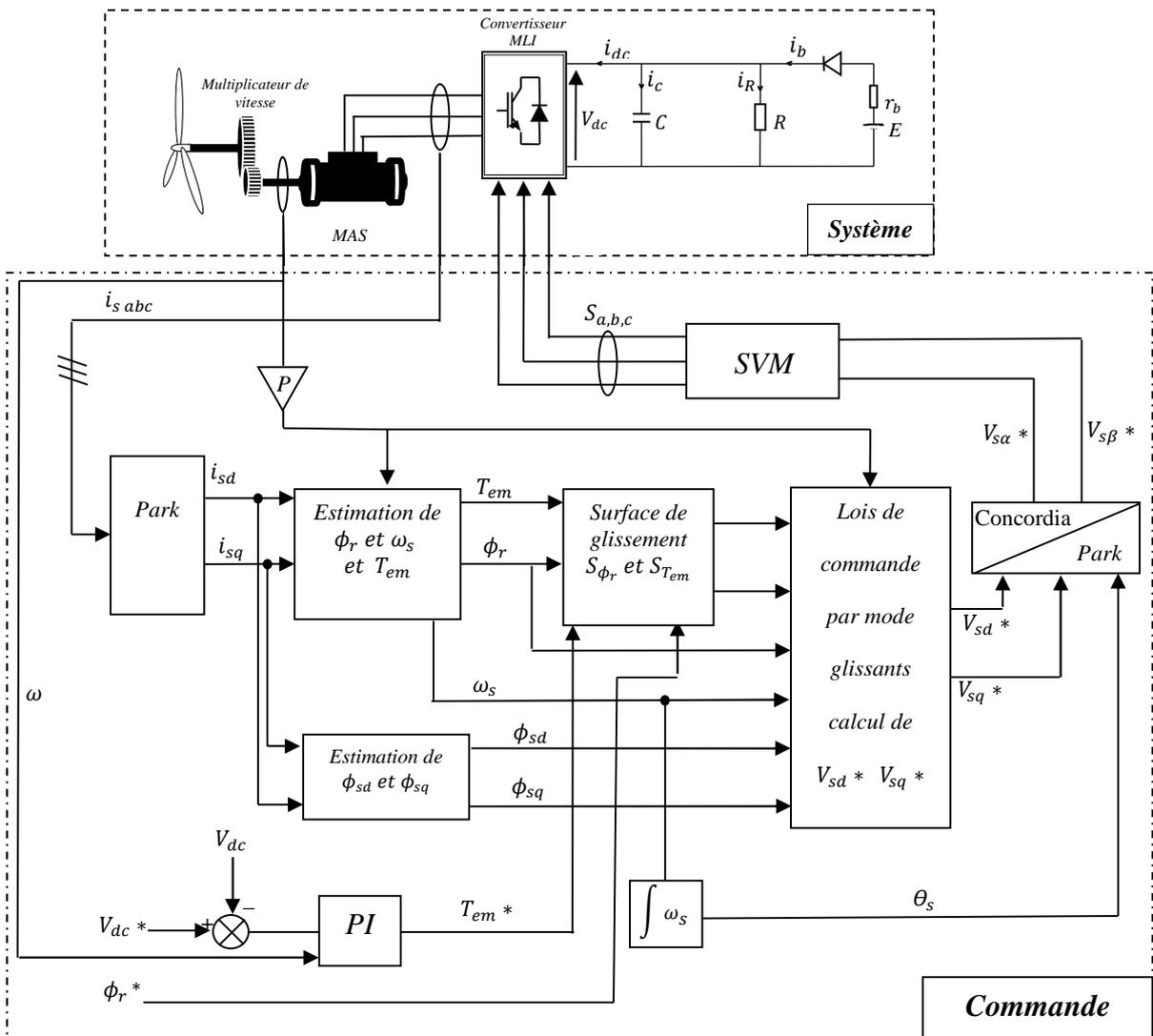


Figure III .1 : Schémas bloc de la Commande DTRFC-régulateur PI

Le schéma bloc de la commande DTRFC avec un régulateur PI dans la boucle de réglage de la tension continue est donné dans la figure (III.1).

Les signaux de commandes  $S_a, S_b, S_c$  du convertisseur à MLI sont générés par la technique de modulation de largeur d'impulsion vectorielle (SVM : Space Vector Modulation) dont les détails nécessaires à son implémentation peuvent être trouvés dans [29] et [37].

Comme on peut le constater, les lois de commande de la DTRFC dépendent des grandeurs du flux statorique directe et quadratique (voir équation (III.20) et (III.23)). Cela dit, elles peuvent être estimées comme suit [34]:

$$\phi_{sd} = \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \phi_r \quad (\text{III.20})$$

$$\phi_{sq} = \sigma L_s i_{sq} \quad (\text{III.21})$$

### 5.1. Les paramètres nécessaires à la commande

La commande nécessite la connaissance de différents paramètres de la machine asynchrone à cage supposée non saturée ( $M, L_s, \tau_s$  et  $\tau_r$ ).

Le flux rotorique de référence est choisi afin de placer la machine dans un état de magnétisation proche de celui de son point de fonctionnement nominal. On choisit dans notre cas de maintenir le flux rotorique suivant l'axe  $d$  à la valeur de référence :  $\phi = 0.7$  wb, les résultats sont :

$$\begin{cases} M = 0.10474 \text{ H} \\ \tau_s = 0.10611 \text{ S} \\ \tau_r = 0.08462 \text{ S} \\ \sigma = 0.11949 \end{cases}$$

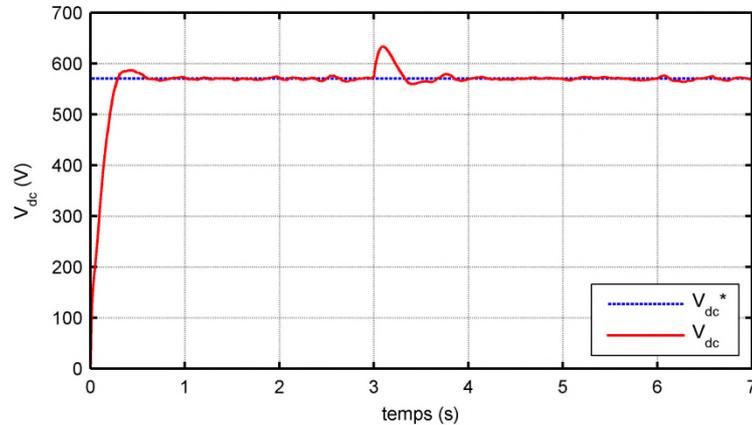
### 5.2. Simulation et discussion

Dans cette section, divers résultats de simulation sont présentés, les simulations sont réalisées sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

Pour évaluer les performances de la stratégie de commande étudiée, nous avons introduit des variations de vitesse et de charge. Initialement, la génératrice est entraînée à la vitesse de synchronisme (750 tr/min). A l'instant  $t=5$ s, la vitesse est augmentée de 10%. Puis, à l'instant  $t=6$ s, elle est diminuée de 20% par rapport à la vitesse de synchronisme. D'autre part, nous avons aussi introduit une variation de charge qui est initialement  $R=93\Omega$ , c'est une valeur qui permet d'extraire une puissance significatif vis-à-vis les conditions de fonctionnement, puis à l'instant  $t=3$ s on applique une résistance de valeur  $R=120\Omega$ .

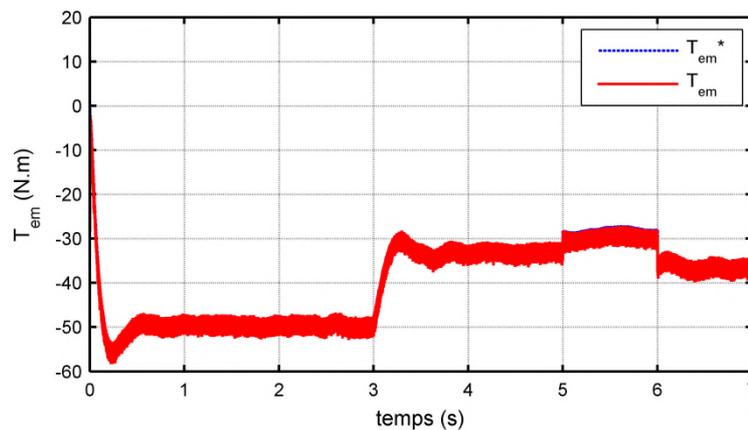
À savoir, la tension de référence est  $V_{dc}^* = 570 \text{ V}$ , le flux rotorique de référence est fixé à la valeur nominale  $\phi_r^* = 0.7 \text{ wb}$ .

Les résultats obtenus sont donnés ci-dessous :



**Figure III.2:** Tension de bus contenu en utilisant régulateur PI.

La figure (III.2) représente l'allure de la tensions de bus continu. On remarque la présence d'un dépassement de 3%, qui correspond à une valeur de 16V, à l'instant de perturbation de charge (à  $t=3$ s), on peut observer un dépassement de 9% causé par l'augmentation de la valeur de la résistance, l'impact de cette dernière influe brusquement sur la tension redressé. Les perturbations de la vitesse à  $t=5$ s et à  $t=6$ s sont éliminées par la commande proposée.

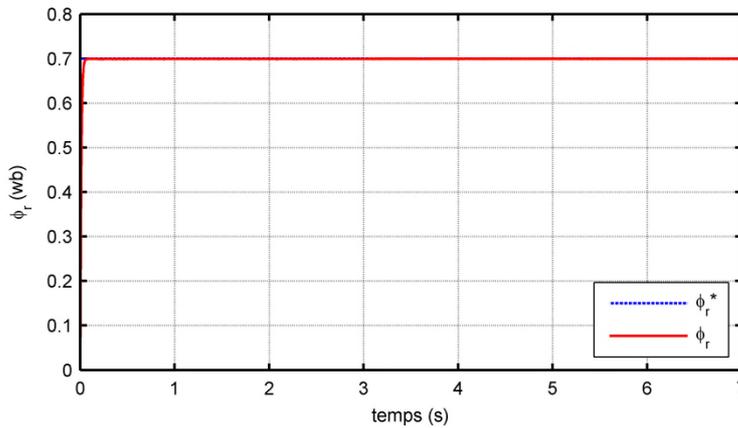


**Figure III.3 :** Couple électromagnétique en utilisant régulateur PI.

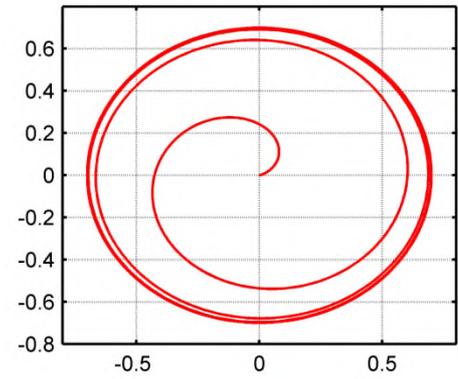
La figure (III.3) représente l'allure du couple électromagnétique avec la commande DTRFC régulateur PI. Le couple suit bien sa valeur de référence, et il présente un comportement à l'inverse de l'évolution de la vitesse de rotation. Quand la puissance de charge est constante, le couple essaye de compenser la variation de la vitesse de rotation,

concernant la variation de la charge, le couple se comporte différemment par rapport aux variations de vitesse, ce qui implique que le couple évolue dans le même sens que l'évolution de la charge. À vitesse constante le couple s'adapte selon la puissance demandée par la charge.

- Pour  $k\phi_r = 100$



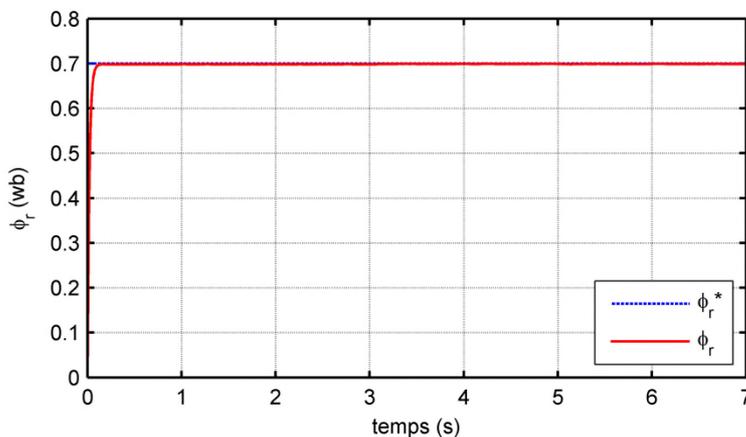
**Figure III.4 a :** Flux rotorique en utilisant régulateur PI.



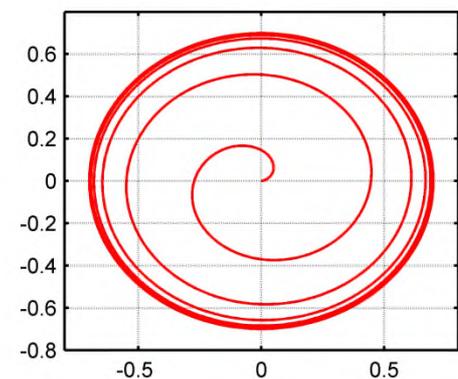
**Figure III.4 b :** Flux rotorique dans le repère fixe  $\alpha\beta$

La figure (III.4 a) et (III.4 b) représente l'allure de flux rotorique avec la commande DTRFC régulateur PI dans le repère tournant et le repère fixe respectivement pour  $k\phi_r = 100$ . À une valeur de flux rotorique de référence  $\phi_r^* = 0.7 \text{ Wb}$ , on remarque que le flux rotorique suit bien sa référence avec une réponse rapide ( $t=0.09\text{s}$ ), malgré la variation de vitesse de et de la charge, car le flux rotorique dépend de  $i_{sd}$ , et de la vitesse d'entraînement (équation (III.1)).

- Pour  $k\phi_r = 50$

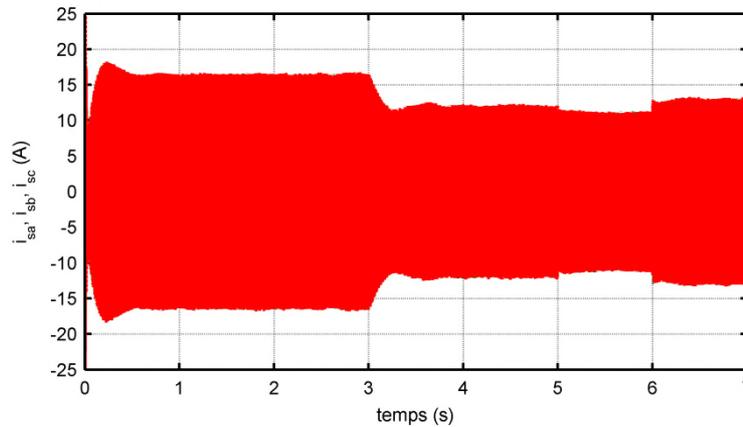


**Figure III.5 a :** Flux rotorique, utilisant un régulateur PI.

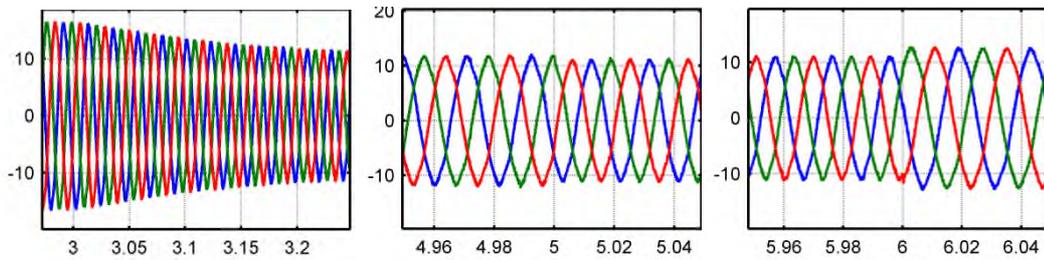


**Figure III.5 b :** Flux rotorique dans le repère fixe  $\alpha\beta$ .

Pour une valeur de  $k\phi_r = 50$ , on remarque que le flux rotorique établi a sa référence a l'exception d'une réponse plus lente par rapport à  $k\phi_r = 100$  ( $t=0.15s$ )

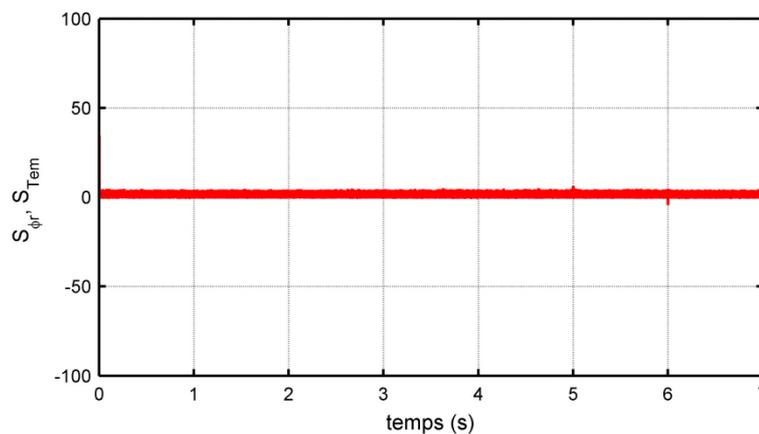


**Figure III.6 :** Courants statoriques des trois phases en utilisant un régulateur PI.



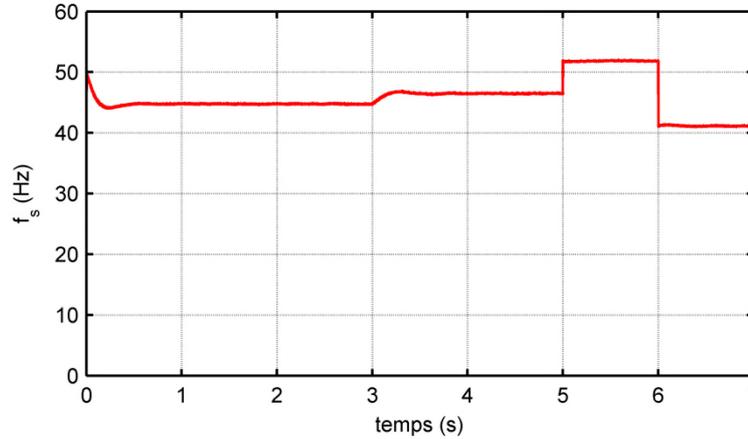
**Figure III.7 :** Zoom des courants statorique à  $t=3s$ ,  $t=5s$  et  $t=6s$ , utilisant un régulateur PI.

Les figures (III.6) et (III.7) représentent les allures des courants statorique des trois phases, et leurs zooms aux instants de variation de la charge et de la vitesse respectivement avec la commande DTRFC régulateur PI, on voit clairement l'impacte de la variation de la vitesse d'entraînement et de la charge sur les courants statorique. On remarque qu'ils sont lisses, mais avec une repose dynamique lente.



**Figure III.8 :** Surfaces de glissements  $S_{\phi_r}$  et  $S_{tem}$ , utilisant un régulateur PI.

La figure (III.8) représente les surfaces de glissement du flux rotorique et du couple électromagnétique avec la commande DTRFC régulateur PI, on remarque que les deux surfaces sont forcées au point d'équilibre 0.



**Figure III.9** : Fréquence statorique.

La figure (III.9) représente fréquence statorique, on remarque que cette dernière est beaucoup plus sensible à la variation de la vitesse que la variation de charge.

D'une manière générale, les résultats obtenus sont très satisfaisant, les objectifs de commande sont atteints, avec une certaine sensibilité de la tension aux perturbations imposées, beaucoup plus concernant les perturbations de charge. Cela revient essentiellement à l'utilisation d'un régulateur PI dans la boucle de la tension, qui est bien connu pour être sensible aux perturbations. Cependant, le flux rotorique est carrément insensible aux perturbations imposées, il montre une très bonne dynamique et temps de réponse, qui est facilement paramétrable avec le  $k\phi_r$ . Quand au couple, il montre aussi une très bonne dynamique, il suit très bien sa valeur de référence.

Ceci dit, pour améliorer la robustesse de la commande étudiée, nous allons dans la suite supprimer le maillon faible, qui est le régulateur PI, et utiliser un autre régulateur plus robuste dans la boucle de réglage de la tension continue, qui est un régulateur par mode glissant.



Comme dans le cas de la DTRFC, nous allons suivre les mêmes étapes pour le calcul de la loi de commande par mode glissant.

La surface de glissement de la tension du bus continu  $V_{dc}$  est choisie comme suit :

$$S(V_{dc}) = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (III.23)$$

En dérivant l'équation (III.23) par rapport au temps est en utilisant l'équation (III.22), nous aurons :

$$\frac{dS(V_{dc})}{dt} = \frac{dV_{dc}^*}{dt} - \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{dV_{dc}^*}{dt} + \frac{1}{C}(i_{dc} + i_R) \quad (III.24)$$

L'étape qui suit consiste en la vérification de la condition d'existence du mode de glissement ou autrement dite condition d'attractivité. Pour cela, nous allons utiliser une condition autre que la précédente, elle est dite « condition de  $\eta$ -attractivité », elle permet de garantir une convergence en temps fini [20] [32], elle est donnée comme suit :

$$\dot{S}(x) \text{sign}(S(x)) \leq \eta \quad \text{et} \quad \eta > 0 \quad (III.25)$$

En remplace l'équation (III.24) dans (III.25), en prenant une valeur de consigne constante et en considérant dans un premier temps  $i_{dc}$  étant la grandeur de commande, nous aurons la loi de commande suivante :

$$i_{dc}^* = K_{V_{dc}} \text{sign}(S(V_{dc})) + i_R \quad (III.26)$$

En négligeant les pertes on aura :

$$P_{dc} = V_{dc} i_{dc} = T_{em} \Omega = \frac{PM}{L_r} \phi_r i_{sq} \Omega \quad (III.27)$$

A partir de (III.26) et (III.27), la loi de commande de la tension du bus continu est donnée comme suit :

$$i_{sq}^* = \frac{L_r V_{dc}}{P \Omega M \phi_r} (K_{V_{dc}} \text{sign}(S(V_{dc})) + i_R) \quad (III.28)$$

Cette loi de commande (III.28) conduit à des performances limitées en raison de l'activité de transition élevée induite par la fonction signe. En effet, elle conduit à un phénomène de chattering élevé, qui à son tour nuis au bon fonctionnement du système. Pour réduire cette dernière, nous allons introduire une fonction tangente hyperbolique au lieu de la fonction signe et un gain auto-ajustable en fonction de la surface de glissement. On aura alors

un signal de commande lisse, amenant à réduire considérablement le phénomène de chattering. Cela dit, la loi de commande (III.28) devient :

$$T_{em}^* = \frac{V_{dc}}{\Omega} (K_{V_{dc}} \tanh\left(\frac{S(V_{dc})}{\varepsilon}\right) + i_R) \quad (\text{III.29})$$

Avec,  $\varepsilon$  représente la largeur de la couche limite.

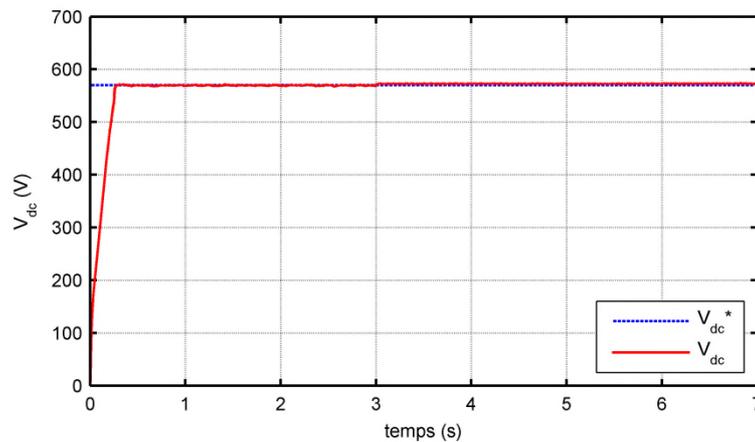
Avec,  $K_{V_{dc}}$  est définie comme suit :

$$K_{V_{dc}} = \lambda_{V_{dc}} |S(V_{dc})|^\alpha \quad \text{et} \quad 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (\text{III.30})$$

Où  $\lambda_x$  et  $\alpha$  sont des constantes positives.

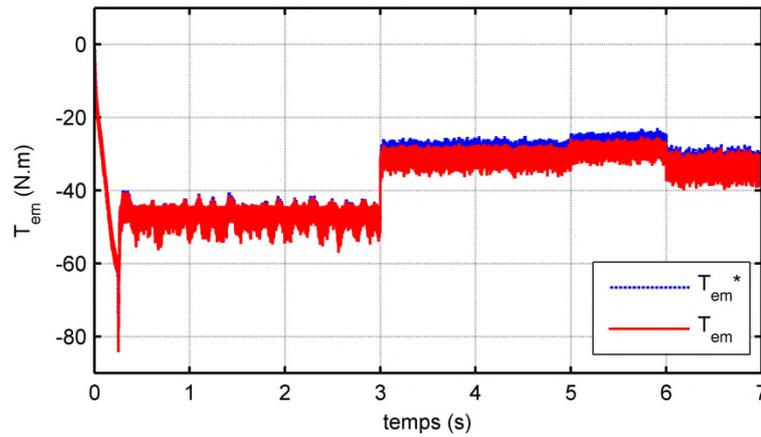
### 6.1. Simulation et discussion

Les conditions de simulation (paramètres de la commande, perturbation de charge et de vitesse) sont les mêmes que précédemment. Les résultats obtenus sont donnés ci-dessous :



**Figure III.11** : Tension du bus contenu en utilisant régulateur mode glissant.

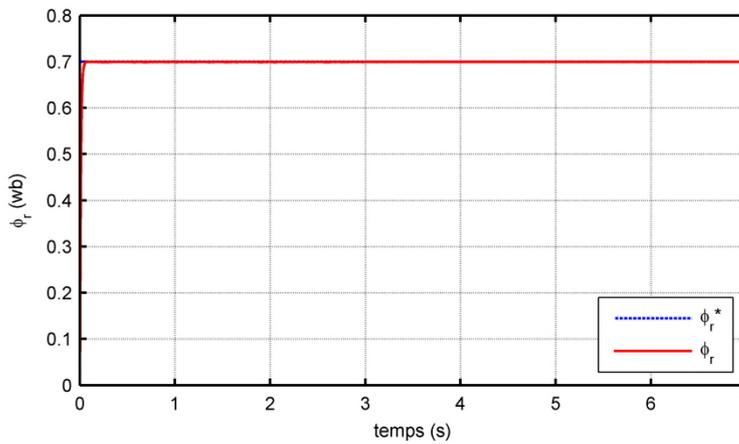
La figure (III.11) représente l'allure de bus contenu avec la commande DTRFC régulateur mode glissant. On remarque que la tension continue obtenue est insensible aux variations de la vitesse et de la charge, ce qui nous donne une meilleure robustesse par rapport à l'utilisation d'un régulateur PI.



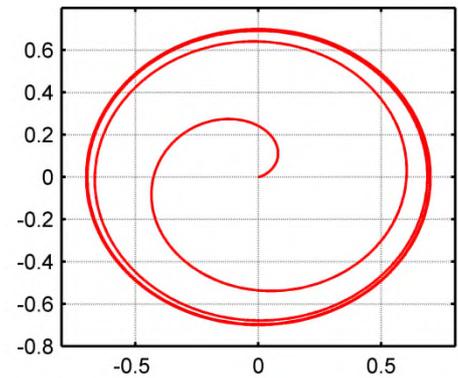
**Figure III.12 :** Couple électromagnétique en utilisant régulateur mode glissant.

La figure (III.12) représente l’allure du couple électromagnétique avec la commande DTRFC régulateur mode glissant, on remarque que le comportement du couple est le même avec le régulateur PI, à l’exception, on remarque une transition dynamique élevée lors de la variation de la charge, et des oscillations avec une fréquence et amplitude limitée, c’est le phénomène de chattering.

- Pour  $k\phi_r = 100$



**Figure III.13 :** Flux rotorique en utilisant régulateur mode glissant.



**Figure III.13 a:** Flux rotorique dans le repère fixe  $\alpha\beta$ .

La figure (III.13) et (III.13 a) représente l’allure de flux rotorique avec la commande DTRFC régulateur mode glissant dans le repère tournant et le repère fixe respectivement, on remarque que le flux est établi à sa valeur de référence, et insensible aux perturbations de vitesse et de la charge.

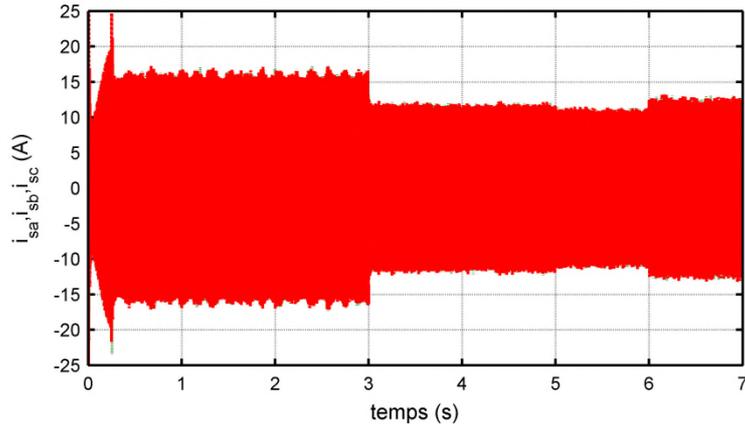


Figure III.14 : Courants statoriques des trois phases en utilisant un régulateur mode glissant.

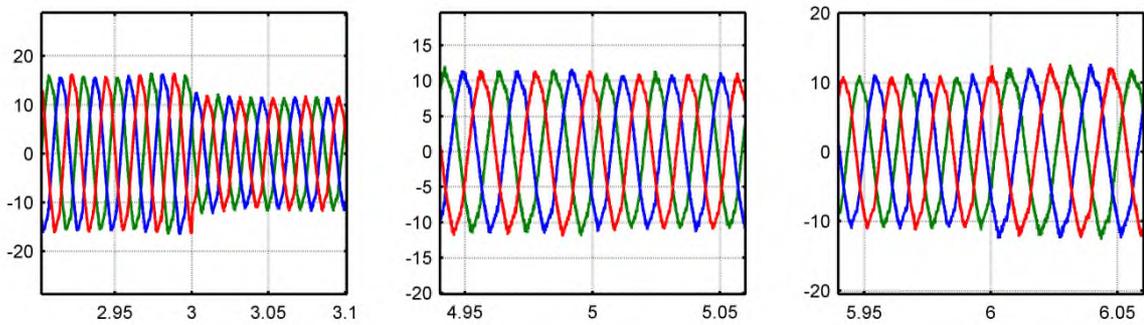


Figure III.15 : Zoom des courants statorique à  $t=3s$ ,  $t=4s$  et  $t=5s$ , utilisant un régulateur mode glissant.

Les figures (III.14) et (III.15) représentent les allures des courants statorique des trois phases, et leurs zooms aux instants de variation de la charge et de la vitesse respectivement avec la commande DTRFC régulateur mode glissant, on remarque une transition dynamique rapide lors de la variation de la charge et de la vitesse, ainsi, on observe une influence du phénomène de chattering, qui affecte les courants.

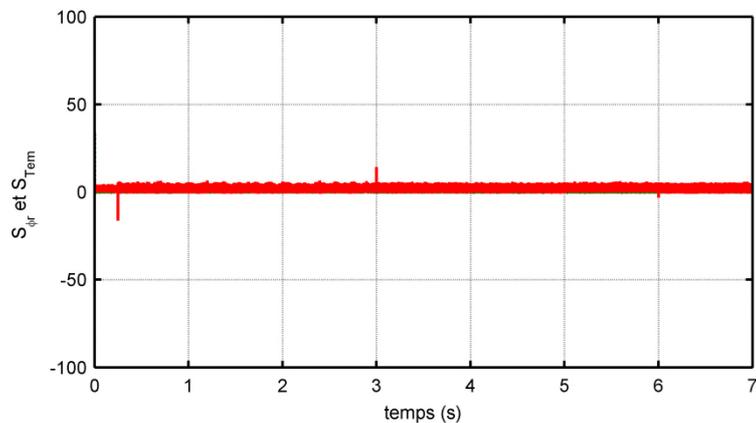


Figure III.16 : Surfaces de glissement  $S_{\phi_r}$  et  $S_{tem}$ , utilisant un régulateur mode glissant.

Bien évidemment, les résultats obtenus ci-dessus, confirment l'avantage de la stratégie de commande DTRFC régulateur mode glissant par rapport à la commande DTRFC PI en termes réglage de tension de bus continu et de robustesse vis-à-vis des perturbations de la charge et de la vitesse de rotation.

## **7. Conclusion**

Dans ce dernier chapitre on a étudié l'influence de la variation de la vitesse et de la charge, en appliquant la commande DTRFC sur la génératrice asynchrone à cage d'écureuil.

Premièrement on a présenté les paramètres de la commande ainsi sa description, puis, on a élaboré et appliqué la commande DTRFC avec un régulateur PI, les résultats obtenus sont cohérents et démontre la faisabilité de la DTRFC qui permet d'atteindre les objectifs de commande sans passer par le contrôle des courants, et qui plus est, seulement deux lois de commande sont utilisés se qui la rends très simple.

La DTRFC utilisant un régulateur PI, montre une certaines sensibilité vis-à-vis les perturbations imposé. Par ailleurs, la commande DTRFC avec régulateur mode glissant dans la boucle de la tension continue est insensible et robuste vis-à-vis de la variation de la vitesse et de la charge.

# *Conclusion générale*

## **Conclusion générale**

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'étude des petites unités éoliennes en fonctionnement autonome, dans le cas de l'alimentation des sites isolés ou y a pas de réseau électrique. Notre objectif principal est de maintenir l'amplitude et la fréquence des tensions générées à des valeurs constantes, et ce quelques soit la variation de la vitesse du vent et la puissance demandée par la charge autonome.

Pour des raisons de fiabilité, robustesse et prix de revient, on a opté pour l'utilisation de la machine asynchrone à cage pour pouvoir fonctionner en mode générateur.

Dans ce travail, nous avons utilisé une stratégie abrégée par la DTRFC (Direct Torque and Rotor Flux Control) qui permet d'atteindre les objectifs de commande sans passer par le contrôle des courants se qui la rends très simple. Elle est synthétisée en utilisant l'approche par mode de glissement. Nous avons réalisé une étude consistant à établir cette commande en effectuant deux stratégies de commande : la DTRFC utilisant un régulateur PI dans la boucle de la tension continue, et la DTRFC utilisant un régulateur par mode glissant. On a fais subir aux deux commandes les mêmes contraintes afin de comparer entre elles

Dans le cas de la variation de la vitesse et de la charge, les deux techniques de commande appliquées ont montré une bonne régulation de la tension redressée et du flux, aussi une bonne robustesse vis-à-vis de ces variations. Globalement, les résultats obtenus par la commande DTRFC utilisant un régulateur par mode glissant dans la boucle de la tension continue sont meilleurs que ceux obtenus avec la commande utilisant un régulateur PI. La commande DTRFC utilisant un régulateur par mode glissant n'est pas juste robuste mais quasiment insensible aux perturbations imposées.

*Références  
bibliographiques*

**Références bibliographiques**

- [01] **K. Idjdarene, D. Rekioua, T. Rekioua et A. Tounzi**, « Vector control of autonomous induction generator taking saturation effect into account », *Energy Conversion and Management*, Elsevier Science, 49 (10), pp. 2609-2617, October 2008.
- [02] **E. Levi et Y.W. Liao**, « Rotor flux oriented induction machine as a DC power generator », 8th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'99, EPFL Lausanne, Switzerland, pp. 1-8, 1999.
- [03] **M. Bašić et D. Vukadinović**, « Vector control of a self-excited induction generator including iron losses and magnetic saturation », *Control engineering practice*, 21, pp. 395-406, (2013).
- [04] **M. Bašić, D. Vukadinović, et M. Polić**, « Fuzzy DC-voltage controller for a vector controlled stand-alone induction generator », *International Journal Of Circuits, Systems And Signal Processing*, 7 (3), pp. 181-190, 2013.
- [05] **L. Louze, A.L. Nemmour, A. Khezzar, M.E. Hacil et M. Boucherma**, « Cascade sliding mode controller for self-excited induction generator », *Revue des Energies Renouvelables*, 12 (4), pp. 617- 626, 2009.
- [06] **D. Vukadinovi, M. Bašic, C. H. Nguyen, N. L. Vu et T. D. Nguyen**, « Hedge-algebra-based voltage controller for a self-excited induction generator », *Control Engineering Practice*, 30, pp. 78-90, 2014.
- [07] **E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti, et M. Pastorelli**, « Iron Loss in Rotor-Flux-Oriented Induction Machines: Identification, Assesment of Detuning, and Compensation », *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 11, no. 5, pp. 698-709, 1996.

- [08] **R. Leidhold, G. Garcia, et M. I. Valla**, « Field-Oriented Controlled Induction Generator with Loss Minimization », *IEEE Trans. Ind. Electro.*, vol. 49, no. 1, pp. 147–156, Feb. 2002.
- [09] **F. E. Sousy, M. Orabi, et H. Godah**, « Indirect field orientation control of self-excited induction generator for wind energy conversion system », *IEEE International conference on industrial technology (ICIT) 2004*, pp. 480-485.
- [10] **F. Poitiers**, « Étude et commande de génératrice asynchrone pour l'utilisation de éolienne » Thèse doctorat, à l'école polytechnique, Nantes 2003.
- [11] **B. Beltran**, « Contribution à la Commande Robuste des Éoliennes à Base de Génératrices Asynchrones Double Alimentation: Du Mode Glissant Classique au Mode Glissant d'Ordre Supérieur » Thèse doctorat, à l'Université de Bretagne Occidentale - Brest, 2010.
- [12] **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.
- [13] **B. Guy et M. Bernard**, « Production d'électricité éolienne : de la caractérisation du gisement éolien aux technologies d'aérogénérateurs » Article : 088, janv. 2016.
- [14] **A. Abdelli**, « Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse France, 2007.
- [15] **T. Tafticht**, « analyse et commande d'un système hybride photovoltaïque éolien » Thèse doctorat, université du Québec à trois- rivières, 2006.
- [16] **A. Mirecki**, « Étude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une Éolienne de petite puissance », Thèse de Doctorat, Institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 2005.

- [17] **L. Mourad**, « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur », Thèse doctorat, Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen, 2016.
- [18] **T. Ghennam**, « Superviseur 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 de doctorat, École Militaire Polytechnique d'Alger(Algérie), École Centrale de Lille (France), 2011.
- [19] **R. Aubrée**, « Stratégies de commande sans capteur et de gestion de l'énergie pour les aérogénérateurs de petite puissance », Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2014.
- [20] **A. Aberbour**, « Contribution à l'amélioration des performances d'une chaîne de conversion éolienne autonome », Thèse doctorat, à l'Université A.Mira Bejaia, 2016.
- [21] **M. Si Brahim**, « étude d'un système de conversion d'énergie éolienne a base de la machine asynchrone », Thèse doctorat, Université Mouloud Mammeri Tizi ousou, 2015.
- [22] **D. Djemaa**, « Étude de l'écoulement autour d'une éolienne de type Savonius. Simulation des performances de l'éolienne », Thèse Magister Université El-hadj lakhdhar-Batna, 2010.
- [23] **M. Lopez**, « contribution a l'optimisation d'un système de conversion éolien pour une unité de production isolée », Thèse de doctorat École Doctorale « Sciences et Technologies de l'Information des Télécommunication et des Systèmes », Université paris-sud 11, 2008.
- [24] **N. Hamdi**, « Amélioration des performances des aérogénérateurs », Thèse de Doctorat, Université de Constatine I, 2013.

- [25] **A. Benzaïoua**, « Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée », Thèse de Doctorat, Université du Québec à Chicoutimi, Avril 2014.
- [26] **A. Boukhelifa**, « Les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vue d'un contrôle vectoriel », Thèse doctorat, à l'école national polytechnique, 2007
- [27] **R. Toufouti**, « Contribution à la commande directe du couple de la machine Asynchrone », Thèse de Doctorat, Université Mentouri, Constantine, Algérie, 2008.
- [28] **T. Amieur**, « La commande par mode glissant ch-03 » Thèse de Doctorat, Univ- Biskra, 2009.
- [29] **Rezgui Salah Eddine**, « Techniques de commande avancées de la machine asynchrone étude comparative et applications », Thèse doctorat à Université frères mentoiri Constantine, 2015.
- [30] **Y. Bekakra**, « Contribution à l'Étude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation », Thèse doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2014.
- [31] **Mohammed Chakib Sosse Alaoui**, « Commande et Observateur par Modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur », Thèse doctorat, à Université Sidi Mohamed Ben Abdellah, 2009.
- [32] **V. Bregeault**, « Quelques contributions a la théorie de la commande par modes glissants », Thèse doctorat, à l'École Centrale de Nantes, 2010.
- [33] **J. P. Caron, J. P. Hautier**, « Modélisation et commande d'une machine asynchrone », Méthode et pratique de l'ingénieur, collection dirigée par Pierre Borne, Edition TECHNIP.

- [34] **A. Aberour, K. idjdaren, A. Tounzi**, « Sliding mode direct torque and rotor flux control of an isolated induction generator including magnetic saturation » *Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. et Énerg.* Vol. **61**, 2, pp. 142–146, Bucarest, 2016.
- [35] **A. Boukhelifa**, « Les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vue d'un contrôle vectoriel », Thèse de doctorat, École Nationale Polytechnique, Algérie, 2007.
- [36] **Y. Elbia**, « Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté » Mémoire Magister, université El-hadj Lakhdhar-batna, 2007.
- [37] **A. Boumediene, A. Laoufi**, « A Novel Sliding Mode Fuzzy Control based on SVM for Electric Vehicles Propulsion System » TerraGreen 13 International Conference 2013 - Advancements in Renewable Energy and Clean Environment.

# *Annexes*

## Annexe

### Paramètres de la machine asynchrone modélisée

Les caractéristiques électriques :

- Rotor de type de cage d'écureuil
- 4 paires de pôles
- 230/400 V — 23,8/13,7 — 5,5 kW — 50 Hz — 690 tr/mn
- $R_s = 1,07131 \Omega$
- $R_r = 1,29511 \Omega$
- $l_s = 8,9382 \text{ mH}$
- $l_r = 4,8613 \text{ mH}$

Les paramètres mécaniques de l'ensemble machine asynchrone couplée à la machine à courant continu.

- $J = 0,230 \text{ kg.m}^2$
- $f = 0,0025 \text{ N.m/rad.s}^{-1}$

Avec :

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

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

$l_s$  : Inductance de fuite statorique.

$l_r$  : Inductance de fuite rotorique.

$M$  : Mutuelle inductance

# *Liste des figures*

*Liste des figures*

<b>Figure 1.1</b> : Conversion de l'énergie cinétique du vent.....	3
<b>Figure 1.2</b> : Différentes types d'éolienne en fonction de leurs coefficients de puissance.....	4
<b>Figure I.3</b> : Éolienne type Savonius.....	5
<b>Figure I.4</b> : Éolienne type Darrieus.....	6
<b>Figure I.5</b> : Éolienne type Darrieus H. ....	6
<b>Figure I.6</b> : Capteurs à axe horizontal.....	6
<b>Figure I.7</b> : Éolienne à axe horizontal tripales.....	7
<b>Figure I.8</b> : Éolienne à axe horizontal bipales.....	7
<b>Figure I.9</b> : Éléments constituant une éolienne horizontal.....	7
<b>Figure I.10</b> : Système éolienne à base de machine asynchrone à cage d'écureuil.....	13
<b>Figure I.11</b> : MAS auto-excité par batterie de condensateur en étoile.....	14
<b>Figure I.12</b> : MAS auto-excité par batterie de condensateur en triangle.....	14
<b>Figure I.13</b> : MAS auto-excité avec compensation série.....	14
<b>Figure I.14</b> : MAS auto-excité par batterie de condensateur variable.....	15
<b>Figure I.15</b> : Topologie avec convertisseur MLI en parallèle avec la Charge.....	16
<b>Figure I.16</b> : Démonstration du mode de glissement.....	18
<b>Figure II.1</b> : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques.....	24
<b>Figure II.2</b> : Représentation d'une phase avec force électromotrice.....	25
<b>Figure II.3</b> : Représentation de la transformation de Park.....	27
<b>Figure II.4</b> : Circuit de fonctionnement de l'onduleur triphasé.....	30
<b>Figure II.5</b> : Vitesse de rotation de la MAS à charge nulle.....	32
<b>Figure II.6</b> : Couple électromagnétique de la MAS à charge nulle.....	33
<b>Figure II.7</b> : Courants statorique des trois phases de la MAS à charge nulle.....	33
<b>Figure III.1</b> : Schémas bloc de la Commande DTRFC-régulateur PI.....	40
<b>Figure III.2</b> : Tension de bus contenu en utilisant régulateur PI.....	42
<b>Figure III.3</b> : Couple électromagnétique en utilisant régulateur PI.....	42
<b>Figure III.4 a</b> : Flux rotorique en utilisant régulateur PI.....	43
<b>Figure III.4 b</b> : Flux rotorique dans le repère fixe $\alpha\beta$ .....	43
<b>Figure III.5 a</b> : Flux rotorique, utilisant un régulateur PI.....	43
<b>Figure III.5 b</b> : Flux rotorique dans le repère fixe $\alpha\beta$ ....	43
<b>Figure III.6</b> : Courants statoriques des trois phases en utilisant un régulateur PI.....	44
<b>Figure III.7</b> : Zoom des courants statorique à $t=3s$ , $t=5s$ et $t=6s$ , utilisant un régulateur PI...44	44

<b>Figure III.8 :</b> Surfaces de glissements $S_{\phi_r}$ et $S_{t_{em}}$ , utilisant un régulateur PI.....	44
<b>Figure III.9 :</b> Fréquence statorique.....	45
<b>Figure III.10 :</b> Schémas bloc de la Commande DTRFC-régulateur mode glissant.....	46
<b>Figure III.11 :</b> Tension du bus contenu en utilisant régulateur mode glissant.....	48
<b>Figure III.12 :</b> Couple électromagnétique en utilisant régulateur mode glissant.....	49
<b>Figure III.13 :</b> Flux rotorique en utilisant régulateur mode glissant.....	49
<b>Figure III.13 a:</b> Flux rotorique dans le repère fixe $\alpha\beta$ .....	49
<b>Figure III.14 :</b> Courants statoriques des trois phases en utilisant un régulateur mode glissant.....	50
<b>Figure III.15 :</b> Zoom des courants statorique à $t=3s$ , $t=4s$ et $t=5s$ , utilisant un régulateur mode glissant.....	50
<b>Figure III.16 :</b> Surfaces de glissement $S_{\phi_r}$ et $S_{t_{em}}$ , utilisant un régulateur mode glissant..	50