

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : **Electrotechnique industrielle**

*Présenté par*

**Arezki RABIA**

**Lounis OULD FELLA**

Thème

**Commande robuste utilisant des contrôleurs  
fractionnaires d'un système de production de  
l'énergie éolienne à base d'une GADA**

*Mémoire soutenu publiquement le 02/07/ 2018 devant le jury composé de :*

**Mr Salah HADDAD**

Professeur, UMMTO, Président

**Mr Rachid MANSOURI**

Professeur, UMMTO, Encadreur

**Mr Aghiles ARDJAL**

Doctorant, UMMTO, Co-Encadreur

**Mr Madjid SI BRAHIM**

Maître de conférence (B), UMMTO, Examineur

**Mme Malika IMADOUCHE**

Maître assistante (A), UMMTO, Examineur

Nous tenons à remercier en premier lieu Monsieur MANSOURI Rachid, professeur à l'UMMTO, pour avoir accepté de prendre la charge de diriger ce travail et pour son aide, ses conseils et sa disponibilité, mais surtout pour la confiance qu'il nous a accordé.

Nous adressons nos vifs remerciements à monsieur ARDJAL Aghiles, doctorant à l'UMMTO pour son aide au long de ce travail. Nous le remercions également pour sa disponibilité et pour ses conseils. Qu'il trouve, à travers ce travail l'expression de notre profonde gratitude et notre profond respect.

Nous tenons à remercier Monsieur HADDAD Salah, professeur à l'UMMTO non seulement pour nous avoir fait l'honneur d'accepter la présidence du jury de ce mémoire mais aussi pour son aide et pour le temps qu'il nous a consacré.

Nos remerciements vont également à Madame IMADOUCHE Malika, maitre assistante classe A à l'UMMTO et Monsieur SI BRAHIME Madjid, maitre de conférences à l'UMMTO soit remerciée pour nous avoir fait l'honneur d'accepter de participer à ce jury.

## *Dédicaces*

*Je dédie ce travail à mes très chers parents, ma famille et mes amis*

*Arezki*

*Je dédie ce modeste travail à mes très chers parents, à toute ma famille  
et mes amis, et à tous ce qui me sont chères.*

*Lounis*

<b>Introduction générale .....</b>	<b>1</b>
------------------------------------	----------

## **Chapitre I : Généralités sur les éoliens et état de l'art sur les systèmes éoliens**

<b>I.1 Introduction .....</b>	<b>3</b>
<b>I.2 Evolution de l'énergie éolienne.....</b>	<b>3</b>
<b>I.3 Concept de l'énergie éolienne .....</b>	<b>4</b>
<b>I.4 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne .....</b>	<b>6</b>
<b>I.5 L'emplacement des éoliennes .....</b>	<b>6</b>
<b>I.6 Taille des aérogénérateurs .....</b>	<b>7</b>
<b>I.7 Principe de fonctionnement des aérogénérateurs .....</b>	<b>7</b>
<b>I.8 Différentes types d'aérogénérateurs.....</b>	<b>8</b>
<b>I.8.1 Les éoliennes à axe horizontal.....</b>	<b>8</b>
<b>I.8.2 Les éoliennes à axe vertical .....</b>	<b>8</b>
<b>I.9 Zones de fonctionnement d'une éolienne.....</b>	<b>8</b>
<b>I.10 Notions théoriques sur les éoliens à axe horizontal .....</b>	<b>10</b>
<b>I.10.1 loi de Betz : .....</b>	<b>10</b>
<b>I.10.2 Production de l'énergie mécanique .....</b>	<b>12</b>
<b>I.11 Optimisation de l'énergie .....</b>	<b>13</b>
<b>I.12 Différents systèmes de conversion électromagnétique d'énergie éolienne .....</b>	<b>14</b>
<b>I.12.1 Eolienne à base d'une machine asynchrone à cage .....</b>	<b>15</b>
<b>I.12.2 Eolienne à base d'une machine synchrone .....</b>	<b>16</b>
<b>I.12.3 Eolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation .....</b>	<b>17</b>
<b>I.13 Etat de l'art.....</b>	<b>18</b>
<b>I.14 Conclusion .....</b>	<b>21</b>

## **Chapitre II : Modélisation des éléments de la chaîne de conversion**

<b>II.1 Introduction .....</b>	<b>22</b>
<b>II.2. Modélisation de la partie mécanique.....</b>	<b>22</b>
<b>II.2.1. Modèle du vent .....</b>	<b>23</b>
<b>II.2.2 Modélisation de la turbine.....</b>	<b>24</b>
<b>II.2.3 Modélisation du multiplicateur de vitesse.....</b>	<b>26</b>

II.2.4 Modélisation de l'arbre rapide.....	26
II.3 Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation.....	27
II.3.1 Présentation de la machine asynchrone à double alimentation .....	27
II.3.2 Mode de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation.....	28
II.3.3 Fonctionnement à quatre quadrants de la machine asynchrone à double alimentation	28
II.4 Modèle de la génératrice asynchrone à double alimentation .....	29
II.4.1 Hypothèses simplificatrices .....	30
II.4.2 Equations électriques dans le plan (a, b, c) .....	31
II.4.3 Equations des flux dans le plan (a, b, c) .....	31
II.4.4 Equation mécanique.....	32
II.4.5 Transformation de Park.....	32
II.4.6 Equations de la GADA dans le plan (d, q) .....	34
II.5 Choix du référentiel.....	36
II.5.1 Référentiel lié au stator.....	36
II.5.2 Référentiel lié au rotor .....	36
II.5.3 Référentiel lié au champ tournant .....	36
II.6 Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation.....	37
II.6.1.1 Commande vectorielle directe.....	41
II.6.1.2 Commande vectorielle indirecte.....	41
II.6 Conclusion.....	42

## Chapitre III : Commande par modèle interne

III.1 Introduction .....	43
III.2 Structure de commande standard des systèmes linéaires.....	43
III.3 Méthode de synthèse directe.....	44
III.4 Commande par modèle interne .....	45
III.4.1 Structure de base de méthode par modèle interne .....	45
III.4.2 Calcul du contrôleur $C(p)$ à base du contrôleur $C_{imc}(p)$ .....	47
III.4.3 Synthèse de $C(p)$ en utilisant la méthode de commande par modèle interne.....	48
III.5 Exemples d'application .....	49
III.6 Synthèse du contrôleur $C(p)$ en utilisant comme modèle de référence un modèle du premier ordre .....	51
III.7 Synthèse des régulateurs fractionnaires .....	54
III.7.1 Simulation des régulateurs fractionnaires.....	55
III.7.2 Fonction idéale de Bode.....	55

III.8 Exemples d'applications.....	58
III.9 Comparaison entre le régulateur PI fractionnaire et le régulateur PI entier .....	60
III.10 Conclusion.....	62

## **Chapitre IV : Résultats de simulation du système éolien**

IV.1 Introduction.....	63
IV.2 Commande de la turbine seule .....	63
IV.2.1 Essai du fonctionnement en MPPT .....	63
IV.2.2 Synthèse des régulateurs .....	63
IV.2.3 Résultats de simulation de la turbine seule.....	65
IV.3 Commande de la GADA seule .....	67
IV.3.1 Synthèse de régulateur avec la commande vectorielle directe .....	68
IV.3.2. Synthèse de régulateur avec la commande vectorielle indirecte.....	70
IV.3.3 Résultats de simulation de la GADA seule .....	72
IV.3.4 Interprétation des résultats .....	78
IV.4 Conclusion.....	80
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>81</b>

## Abréviations

GADA	Génératrice asynchrone à double alimentation
MADA	Machine asynchrone à double alimentation
MAS	Machine asynchrone
MS	Machine synchrone
DFIM	Doubly Fed induction machine
IGBT	Insulated Gate Bipolar transistor
CCG	Convertisseurs côté génératrice
CCR	Convertisseurs côté réseau
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MPPT	Maximum power point tracking
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermé
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouvert
IMC	Interne model control (commande par modèle interne)
PI	Proportionnel-intégral
PID	Proportionnel-intégral-dérivé
$I^\alpha - PI$	Intégral fractionnaire - Proportionnel-intégral

## Notations

$P_m$	Puissance mécanique extraite du vent
$P_{mt}$	Puissance totale théorique
$P_{mg}$	Puissance mécanique disponible sur l'arbre de la génératrice
$C_p$	Coefficient de puissance
$\lambda$	Rapport de vitesse
$\lambda_{opt}$	Rapport de vitesse optimal
$\beta$	L'angle de calage
$\rho$	Densité de la masse d'air
$m$	Masse d'aire
$S$	Surface des pales
$R$	Rayon de l'aérogénérateur
$C_t$	Couple mécanique de la turbine
$C_m$	Couple mécanique sur l'arbre de la GADA
$\Omega_t$	Vitesse angulaire de rotation avant multiplicateur
$\Omega_m$	Vitesse angulaire de rotation de la génératrice
$\Omega_{opt}$	Vitesse angulaire de rotation optimale
$V_v$	Vitesse du vent
$V_e$	Vitesse du vent en amont de l'aérogénérateur
$V_s$	Vitesse du vent en aval de l'aérogénérateur
$f_t$	Coefficient de frottement par rapport à l'air
$f_g$	Coefficient de frottement par rapport à génératrice
$G$	Rapport du multiplicateur
$J_t$	Moment d'inertie de la turbine
$J_g$	Moment d'inertie de la génératrice
$J_k$	Moment d'inertie du multiplicateur
$J_m$	Moment d'inertie de la GADA
$f_m$	Coefficient dû aux frottements visqueux de la GADA

---

$\Omega_m$	vitesse angulaire de rotation de la génératrice
$J$	Moment d'inertie de la turbine ramenée du côté de l'arbre rapide
$f$	Coefficient dû aux frottements visqueux total
$C_{em}$	Couple électromagnétique
$P_s, P_r$	Puissance active statorique et rotorique
$Q_s, Q_r$	Puissance réactive statorique et rotorique
$P_{sréf}$	Puissance active statorique de référence
$Q_{sréf}$	Puissance réactive statorique de référence
$V_R$	Tension rotorique
$V_S$	Tension statorique
$S_a, S_b, S_c$	Bobines statoriques
$R_a, R_b, R_c$	Bobines rotoriques
$i_R$	Courant rotorique
$i_S$	Courant statorique
$C_r$	Couple résistante
$[V_s]$	Vecteur tension statorique
$[V_r]$	Vecteur tension rotorique
$[i_s]$	Vecteur courant statorique
$[i_r]$	Vecteur courant rotorique
$[\varphi_s]$	Vecteur flux statorique
$[\varphi_r]$	Vecteur flux rotorique
$[R_r]$	Matrice de résistance rotorique
$[R_s]$	Matrice de résistance statorique
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductance statorique
$[L_{rr}]$	Matrice d'inductance rotorique
$[M_{sr}]$	Matrice d'inductance stator-rotor
$[M_{rs}]$	Matrice d'inductance rotor-stator
$L_{as}$	L'inductance propre d'une phase statorique
$L_{ar}$	L'inductance propre cyclique du rotor
$M_{as}$	L'inductance mutuelle entre deux phases du stator
$M_{ar}$	L'inductance mutuelle entre deux phases du rotor
$M_{rs}$	L'inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une autre du rotor
$M$	Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor
$L_s$	Inductance propre cyclique du stator
$L_r$	Inductance propre cyclique du rotor
$\theta$	Angle entre le repère statorique et le repère rotorique
$\theta_s$	L'angle électrique de la transformation de Park pour la grandeur statorique
$\theta_r$	L'angle électrique de la transformation de Park pour la grandeur rotorique
$\omega_s$	Pulsation des courants statoriques
$\omega_r$	Vitesse électrique du rotor
$\Omega$	Pulsation électrique entre les bobinages statoriques et rotoriques
$g$	Le glissement
$P$	le nombre de paire de pôles rotorique.
$P(\theta_s)$	Transformation de Park
$P(\theta_s)^{-1}$	Transformation inverse de Park
$d$	Indice de la composante directe
$q$	Indice de la composante en quadrature

$V_{sdq0}$	Composantes de la tension statorique dans le plan $(d, q, 0)$
$V_{sabc}$	Composantes de la tension statorique dans le plan $(a, b, c)$
$i_{sdq0}$	Composantes du courant statorique dans le plan $(d, q, 0)$
$i_{sabc}$	Composantes du courant statorique dans le plan $(a, b, c)$
$\varphi_{sdq0}$	Composantes du flux statorique dans le plan $(d, q, 0)$
$\varphi_{sabc}$	Composantes du flux statorique dans le plan $(a, b, c)$
$G(p)$	La fonction de transfert du système
$G_0$	Gain statique
$T$	Constante du temps
$T_f$	Constante du temps de filtre
$C(p)$	Le contrôleur de la fonction de transfert du système
$G_m(p)$	Modèle interne
$G_{m\ inv}(p)$	Partie inversible du modèle interne
$G_{m\ noninv}(p)$	Partie non inversible du modèle interne
$C_{imc}(p)$	Contrôle de commande par modèle interne
$u(p)$	Grandeur de command
$y(p)$	Grandeur de sortie à contrôler
$y_{ref}(p)$	Grandeur de référence
$H(p)$	Modèle de référence
$k_i$	Gain du régulateur intégral
$k_p$	Gain du régulateur proportionnel
$k_d$	Gain du régulateur dérivé
$\omega_c$	Fréquence de coupure
$\phi_m$	La marge de phase
$H_f(p)$	Modèle de référence fractionnaire
$H_e(p)$	Modèle de référence du second ordre
$z$	Coefficient d'amortissement
$w_n$	Pulsation non amortie

### Introduction générale

La production de l'énergie électrique à partir des énergies renouvelables, essentiellement celle qui est produite par l'énergie éolienne, joue le rôle de complément à la production à partir des énergies classiques. Cette dernière est utilisée depuis des siècles, elle s'est développée en conséquence des problèmes environnementaux posés par les sources d'énergie, traditionnelles et du progrès technologiques des aérogénérateurs [KEL 2011].

D'une façon générale, les énergies renouvelables sont des modes de production d'énergie utilisant des ressources dont les stocks sont illimités. Ces sources ne rejettent aucune pollution lorsqu'elles produisent de l'énergie. Dans ce contexte général, notre étude s'intéresse à la filière éolienne qui semble une des plus prometteuses avec un taux de croissance mondial très élevé.

L'aérogénérateur est basé sur le principe des moulins à vent. Le vent fait tourner les pales qui sont elles-mêmes couplées à un rotor et à une génératrice. Lorsque le vent est suffisamment fort (15 km/h minimum), les pales tournent et entraînent la génératrice qui produit de l'électricité. L'énergie éolienne est aujourd'hui l'énergie propre la moins coûteuse à produire. Les recherches en cours pourraient lui laisser pendant encore de nombreuses années cette confortable avancée. Les aérogénérateurs produisent ainsi environ 0,2 % de l'électricité mondiale mais le taux de croissance est élevé et 10 % de l'énergie électrique pourrait être d'origine éolienne vers 2020 [BOU 2007].

Les types de systèmes éoliens les plus utilisés sont ceux à vitesse variable avec une génératrice constituée le plus souvent de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). La MADA offre plusieurs avantages, dont un très bon rendement énergétique, une bonne robustesse ainsi qu'une facilité d'exploitation et de commande. Grâce à ces avantages, la MADA a suscité beaucoup de curiosité de la part des chercheurs qui ont essayé de développer des stratégies pour exploiter au mieux les points forts de la machine. Cependant l'un des points faibles de la centrale éolienne est qu'elle n'est pas conçue pour participer au réglage de la fréquence du réseau électrique.

Le présent mémoire est une tentative de faire partie du monde de recherche dans le domaine de l'énergie éolienne. Il débute par un premier chapitre qui est consacré à un état de

l'art sur les systèmes éoliens, suivis par un rappel sur la conversion électromécanique, ainsi que les différents types de génératrices utilisées dans l'éolien ont été présentés.

Le deuxième chapitre porte sur la modélisation d'une chaîne de conversion éolienne basée sur une génératrice asynchrone à double alimentation. Cette dernière sera modélisée dans le repère réel puis dans le repère diphasé lié au champ tournant, et une stratégie linéaire de commande (commande vectorielle) en puissances active et réactive statorique seront détaillées.

Le troisième chapitre est dédié à une stratégie de commande par modèle interne, son principe de base et une synthèse de régulateur PI fractionnaire. Par la suite, une comparaison entre les régulateurs PI fractionnaire et PI entier sera effectuée.

Le quatrième chapitre est divisé en deux parties principales : la première partie est consacrée à la commande de la turbine éolienne, afin d'extraire le maximum de puissance. La deuxième partie récapitule tous les résultats de simulation des différents régulateurs synthétisés afin de comparer leurs performances dans le rejet des perturbations, suivi de consigne et leurs robustesses vis-à-vis des variations paramétriques. De nombreuses simulations effectuées dans ce sens nous ont permis d'évaluer les performances de chaque régulateur.

## **I.1. Introduction**

L'évolution de la technologie des aérogénérateurs a permis à l'énergie éolienne de devenir ces dernières années une alternative aux sources d'énergies traditionnelles. Bien que les aérogénérateurs aient atteint une certaine maturité technique, il leur reste encore une grande marge de progrès technologique. Dans ce sens, avec plus de réflexion et de recherches approfondies, les éoliennes ont subi une succession d'améliorations et de développements, en améliorant leur rendement et en réduisant le prix de revient [MES 2016].

L'énergie éolienne est une source d'énergie renouvelable utilisée depuis des siècles, C'est en 1891 que le Danois Paul La cour a construit pour la première fois une turbine à vent générant de l'électricité [CAM 2003].

Une éolienne est une machine qui produit de l'électricité, à partir du vent. Cette énergie représente environ 7 fois la consommation mondiale d'énergie.

L'objectif de ce chapitre est de présenter un état de l'art sur l'énergie éolienne et des notions principales sur cette technologie.

## **I.2 Evolution de l'énergie éolienne**

Parmi les sources d'énergie renouvelables les plus anciennes dans le monde, c'est l'énergie éolienne qui a été utilisé par l'homme depuis très longtemps déjà. En plus de son exploitation en mer pour faire avancer les bateaux, elle est aussi utilisée pour le pompage d'eau dans les champs et pour actionner les meules des moulins pour moudre du grain.

L'utilisation de l'énergie éolienne a commencé en 1700 avant Jésus-Christ environ, Hammourabi, roi de Babylone, actuellement l'Irak, a pensé de bénéficier de cette énergie propre pour l'irrigation. Il a utilisé la puissance du vent pour le pompage de l'eau avec des éoliennes à axe vertical. Au neuvième siècle avant Jésus-Christ, la Perse, royaume qui correspond maintenant à l'est de l'Iran et à l'Afghanistan, a utilisé l'énergie du vent dans le but de moudre le grain et de pomper l'eau. En Inde, l'exploitation de cette énergie renouvelable a pris son essor au quatrième siècle avant Jésus-Christ. Ensuite, trois siècles avant Jésus-Christ, les Egyptiens ont commencé à bénéficier de cette énergie propre. L'inventeur égyptien Héron d'Alexandrie utilisa l'énergie éolienne grâce à un moulin à vent à axe horizontale. Au moyen âge en Europe, l'exploitation de cette énergie a commencé par l'apparition des moulins à vent, principalement en France, en Italie, en Espagne et au Portugal.

Pendant le vingtième siècle, plusieurs projets d'éoliennes voient le jour. L'éolienne lente multiple est développée en Amérique par la Rural Electrification Administration. L'éolienne rapide, inventée en France par l'Académicien français Darrieus, entraînait des générateurs électriques. En 1950 Johannes Juul développa un modèle éolien avec trois pales [JOU 2007].

C'est avec la crise pétrolière des années 70 que cet intérêt ressurgit. Ainsi plusieurs pays commencèrent à investir de l'argent pour notamment améliorer la technologie des aérogénérateurs, ce qui donna naissance aux aérogénérateurs modernes [MES 2016].

Au début des années 1980, dans des pays tels que le Danemark ou l'Allemagne, où il n'existe pas des ressources d'énergie aussi importantes que l'énergie éolienne, le développement d'une industrie éolienne performante a été privilégié.

La production de l'énergie éolienne a continué à évoluer de plus en plus est maintenant devenue concurrentiel avec les sources d'énergie traditionnelles comme les combustibles fossiles.

### **I.3 Concept 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 [POI 2003].

L'éolienne se compose d'un grand nombre d'éléments que l'on peut regrouper en trois parties :

- **Le mât (la tour) :**

Le plus souvent, le mât est un tube en acier, parfois en béton pour les grandes éoliennes. Il doit supporter l'ensemble hélice nacelle. Le mat doit avoir une hauteur suffisante pour que l'hélice soit bien exposée au vent. Il y en quelques types : Mât haubané, tour en treillis et tour tubulaire.

- **La nacelle :**

La nacelle étant le cœur de l'éolienne, elle est montée au sommet du mât et constituée des composants essentiels à la conversion d'énergie.

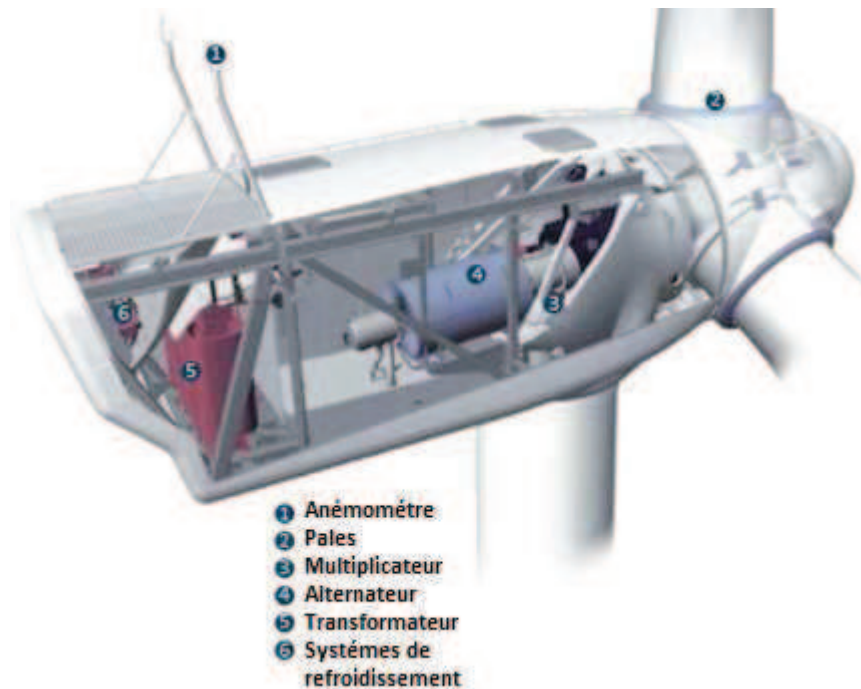


Fig (I.1) : Principaux composants de la nacelle d'une éolienne [NIC 2005].

- **Les pales du rotor :**

Les pales d'une éolienne tournent grâce au vent, elles sont donc constamment en contact avec le vent. Ils ont à peu près la même forme que les ailes d'un avion

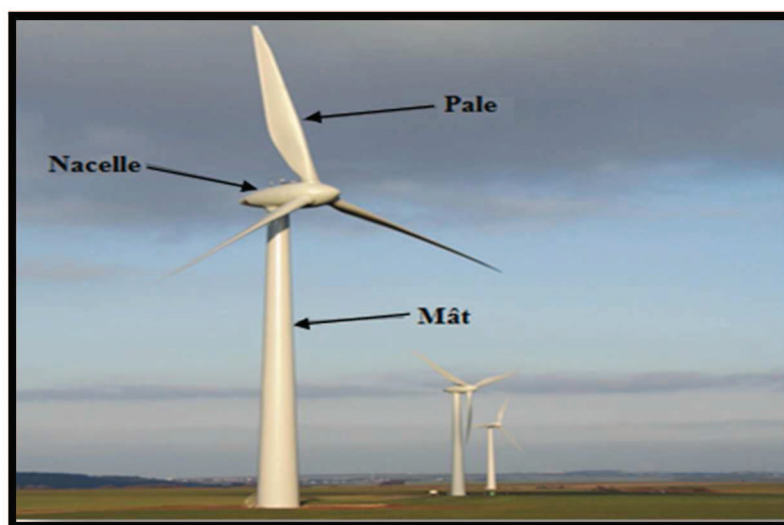


Fig (I.2) : Principaux composants d'une éolienne à axe horizontal [GHE 2011]

#### **I.4 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne**

La croissance de l'énergie éolienne est évidemment liée aux avantages de l'utilisation de ce type d'énergie. Cette source d'énergie a également des désavantages [KEN 2012].

##### **❖ Avantages de l'énergie éolienne**

- ✓ L'énergie éolienne n'est pas une énergie à risque comme l'énergie nucléaire et ne produit pas des déchets toxiques ou radioactifs.
- ✓ L'exploitation de l'énergie éolienne n'est pas un procédé continu puisque les éoliennes en fonctionnement peuvent facilement être arrêtées, contrairement aux procédés continus de la plupart des centrales thermiques et des centrales nucléaires.
- ✓ La durée de vie des éoliennes modernes est maintenant de 20 à 25 ans, ce qui est comparable à des nombreuses autres technologies de production d'énergie conventionnelles.
- ✓ Le coût d'investissement nécessaire est faible par rapport aux énergies plus traditionnelles, ce type d'énergie est facilement intégré dans un système électrique déjà existant.

##### **❖ Inconvénients de l'énergie éolienne**

Même s'ils ne sont pas nombreux, l'éolien a quelques désavantages :

- ✓ L'impact visuel : Ça reste néanmoins un thème subjectif.
- ✓ Les bruits mécaniques ou aérodynamiques.
- ✓ Les éoliennes peuvent nuire à la migration des oiseaux.
- ✓ La source d'énergie éolienne étant stochastique, la puissance électrique produite par les aérogénérateurs n'est pas constante. La qualité de la puissance produite n'est donc pas toujours très bonne.

#### **I.5 L'emplacement des éoliens**

Un bon fonctionnement d'une éolienne nécessite un endroit où le niveau du vent est suffisant tout au long de l'année pour permettre une production maximale. Les performances d'une éolienne dépendent essentiellement de son emplacement, c'est pour cela qu'on trouve souvent les éoliens placés aux bords de mers, les côtes et les plateaux offrant des conditions intéressantes en termes de vent.

## I.6 Taille des aérogénérateurs

Avec la croissance de la demande de l'énergie électrique, les chercheurs de domaine électrique mettent au point des éoliennes de plus en plus puissantes et donc plus grandes. L'objectif est de chercher à ce que l'hélice balaie une surface où le vent est maximum afin d'utiliser le maximum de la force du vent, en effet la puissance de sortie augmente avec la surface balayé par le vent. Pour cette raison les éoliennes sont très hautes pour éviter les facteurs qui entraînent le freinage du vent. La figure suivant montre la proportionnalité entre la taille de l'hélice et la puissance fournie.

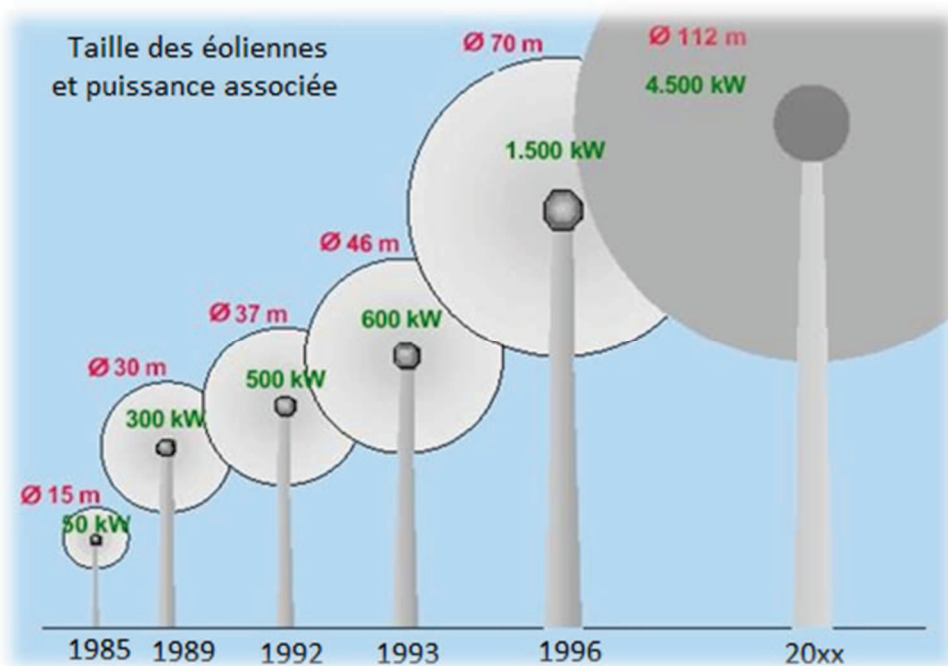


Fig (I.3) Taille des éoliennes et puissance associée [AIT 2012].

## I.7 Principe de fonctionnement des aérogénérateurs

Le fonctionnement des aérogénérateurs est simple et s'inspire de la technologie des moulins à vent. En général un aérogénérateur se compose de trois pales portées par un rotor et installées au sommet d'un mât vertical. Cet ensemble abrite un générateur. Les pales permettent de transformer l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Le générateur transforme l'énergie mécanique en énergie électrique. La plupart des générateurs ont besoin de tourner à grande vitesse jusqu'à environ 1500 tr/min pour produire de l'électricité. Il faut donc d'abord que l'énergie mécanique des pales passe par un multiplicateur qui a pour rôle d'accélérer le mouvement lent des pales. L'électricité produite par le générateur a une tension

moins importante. Alors, elle ne peut pas être utilisée directement, elle est augmentée à travers un transformateur de puissance souvent placé à l'intérieure de la nacelle ou à l'intérieure du mât. Le courant produit par l'éolienne aussi doit passer par des convertisseurs d'électroniques de puissance pour ajuster la fréquence de ce courant à celle du courant de réseau. La tension délivrée par le transformateur est injectée dans le réseau électrique et peut être distribuée aux consommateurs [YAK 2016].

## **I.8 Différentes types d'aérogénérateurs**

La forme d'une éolienne est conditionnée par l'orientation de l'axe de rotation du rotor. Ce dernier peut être soit horizontal, soit vertical.

### **I.8.1 Les éoliennes à axe horizontal**

Généralement, les éoliennes à axe horizontal doivent s'orienter face au vent. Elles sont les plus favorisées grâce à leurs rendements aérodynamiques supérieurs à celui des éoliennes à axe vertical car elles sont moins exposées aux contraintes mécaniques et elles sont moins coûteuses. Pour la fabrication d'électricité on trouve plus fréquemment des modèles à trois pales.

### **I.8.2 Les éoliennes à axe vertical**

Elles ont été les premières structures développées pour produire de l'électricité. Il existe deux principaux types d'éoliennes à axe vertical à savoir ; les éoliennes de type Savonius et type Darrieus. Leurs rendement est moins bon que celui des éolienne à axe horizontal mais elles possèdent d'autres avantages non négligeables ; elles sont moins sensibles au vent forts, démarrent avec un vent plus faible et n'ont pas besoin d'être orientées.

## **I.9 Zones de fonctionnement d'une éolienne**

La figure (I.4) montre les zones de fonctionnement caractéristiques mesurées sur une éolienne de 1.5 MW [YAK 2016] [KEL 2011] [DAV 2007].

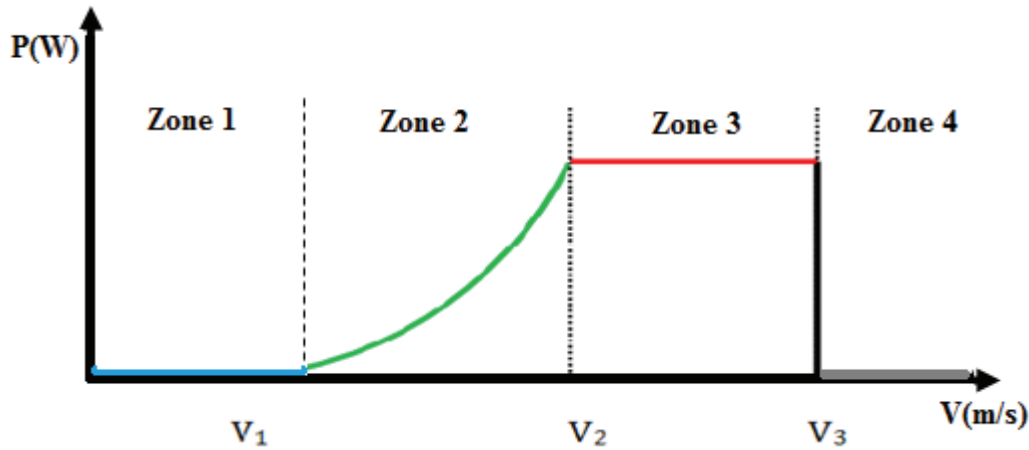


Fig (I.4) : Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable

Il existe quatre zones de fonctionnement des éoliennes suivant la vitesse du vent

- **Zone 1 ( $V < V_1$ )**: cette zone correspond au démarrage de la turbine avec une vitesse du vent très faible. L'énergie captée par la turbine dans cette zone est assez faible.

$V_1$  : vitesse du vent correspond au démarrage de la turbine, ( $V_1$  varie entre 2.5m/s et 4m/s pour les éoliennes de forte puissance.

- **Zone 2 ( $V_1 < V < V_2$ )** : est la zone d'extraction maximale de la puissance (**MPPT : maximum power point tracking**). Elle correspond au fonctionnement à charge partielle (CP). Dans cette zone l'angle de calage des pales  $\beta$  reste constant afin d'obtenir un  $C_p$  maximal ainsi la puissance maximale est captée pour chaque vitesse du vent [YAK 2016] [KEL 2011].

$V_2$  : vitesse du vent pour laquelle la puissance extraite correspond à la puissance nominale de la génératrice, ( $V_2$  varie entre 11.5m/s et 15m/s).

- **Zone 3 ( $V_2 < V < V_3$ )** : elle correspond à une vitesse mécanique quasiment constante. L'angle de calage des pales varie. La puissance électrique augmente très rapidement jusqu'à sa valeur nominale. Cette zone correspond au fonctionnement à pleine charge (PC).

$V_3$  : vitesse du vent au-delà de laquelle il convient de déconnecter l'éolienne pour des raisons de tenue mécanique en bout de pales. Pour la grande majorité des éoliennes,  $V_3$  vaut 25m/s.

- **Zone 4** : la vitesse du vent devient trop forte, les pales sont en position drapeau (arrêt) et la puissance extraite devient nulle.

## I.10 Notions théoriques sur les éoliens à axe horizontal

### I.10.1 loi de Betz :

Considérons le système éolien à axe horizontal représenté sur la Figure (I.5) sur lequel on a représenté la vitesse du vent  $V_e$  en amont de l'aérogénérateur et la vitesse  $V_s$  en aval. [POI 2003]

En supposant que la vitesse du vent traversant le rotor est égale à la moyenne entre la vitesse du vent non perturbé à l'avant de l'éolienne  $V_e$  et la vitesse du vent après passage à travers le rotor  $V_s$  soit  $\frac{V_e + V_s}{2}$ , la masse d'air en mouvement de densité  $\rho$  traversant la surface  $S$  des pales en une seconde est :

$$m = \frac{\rho S (V_e + V_s)}{2} \quad (\text{I.1})$$

La puissance mécanique extraite du vent  $P_m$  s'exprime par la moitié du produit de la masse et de la diminution de la vitesse du vent (seconde loi de Newton) :

$$P_m = m \left( \frac{V_e^2 - V_s^2}{2} \right) \quad (\text{I.2})$$

En remplaçant (I.1) par sa valeur dans l'équation (I.2) on trouve

$$P_m = \rho S \frac{(V_e + V_s)(V_e^2 - V_s^2)}{4} \quad (\text{I.3})$$

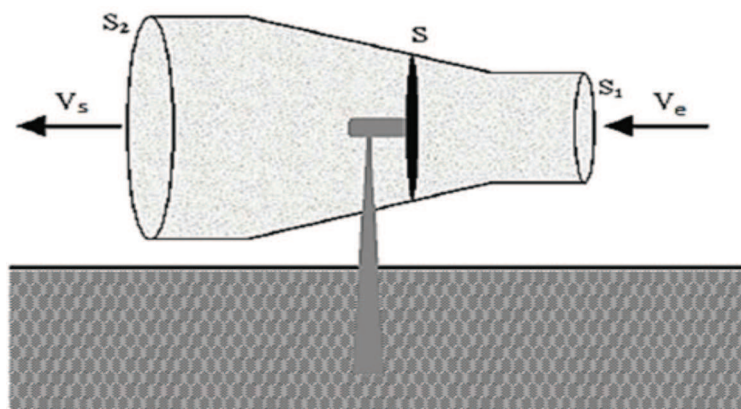


Fig (I.5) : Tube du courant autour d'une éolienne [POI 2000].

Un vent théoriquement non perturbé traverserait cette même surface  $S$  sans diminution de vitesse, soit à la vitesse  $V_e$ , la puissance totale théorique  $P_{mt}$  correspondante serait alors :

$$P_{mt} = \rho S \frac{V_e^3}{2} \quad (I.4)$$

Le ratio entre la puissance extraite du vent et la puissance totale théoriquement disponible est alors donné par :

$$\frac{P_m}{P_{mt}} = \frac{\left(1 + \left(\frac{V_e}{V_s}\right)\right)\left(1 - \left(\frac{V_e}{V_s}\right)^2\right)}{2} \quad (I.5)$$

Si on représente la caractéristique correspondante à l'équation ci-dessus (figure I.6), on s'aperçoit que le ratio  $P_m/P_{mt}$  appelé aussi coefficient de puissance  $C_p$  représente un maximum de  $16/27$  soit  $0,59$ . C'est cette limite théorique appelée limite de Betz qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée. Cette limite n'est en réalité jamais atteinte et chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de la vitesse relative  $\lambda$  représentant le rapport entre la vitesse de l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent [POI 2003].

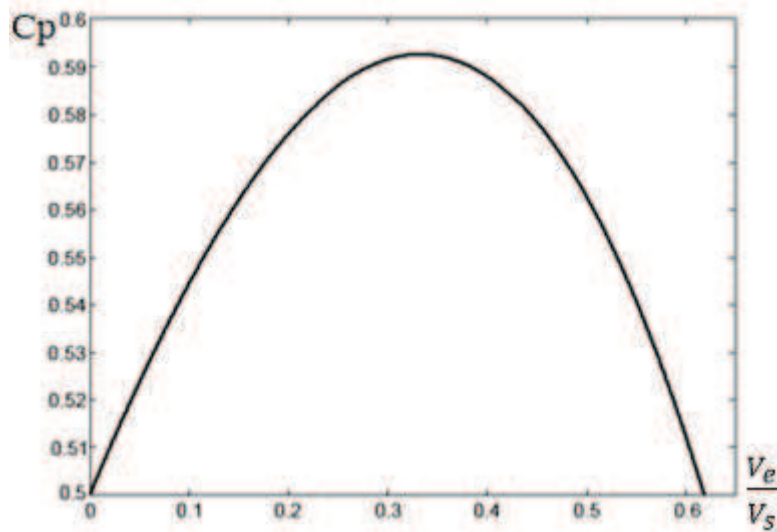


Fig. (I.6) Coefficient de puissance [MES 2016].

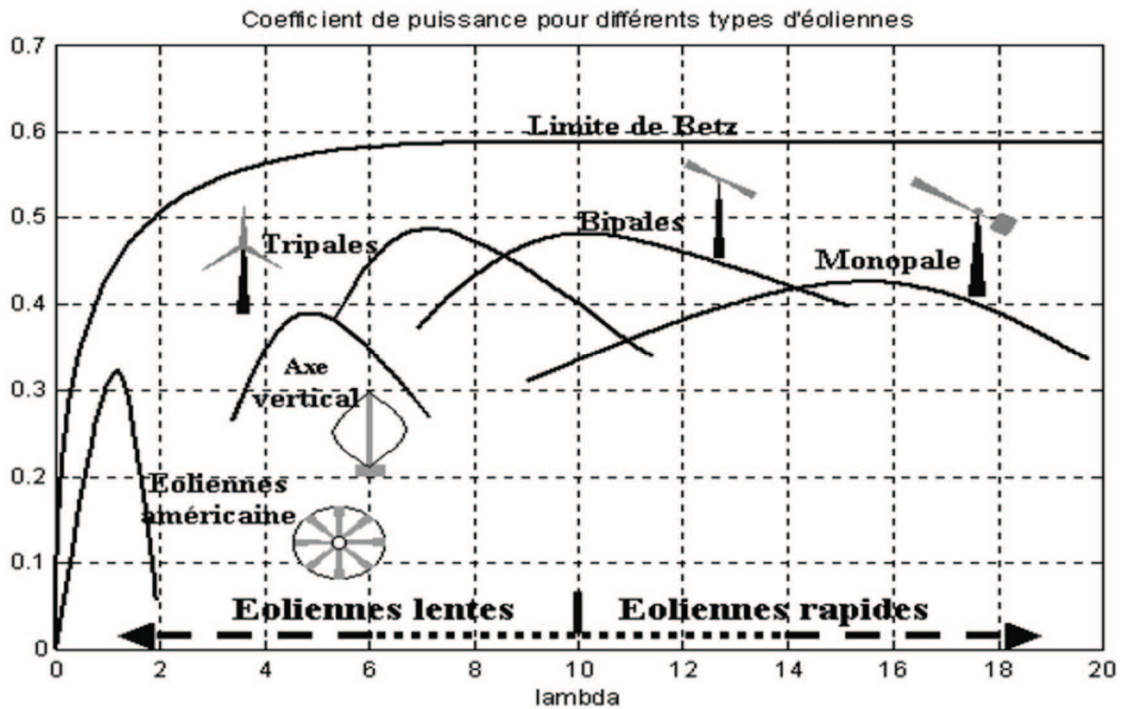


Fig. (I.7) Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes [POI 2003].

Les éoliennes à marche lente sont munies d'un grand nombre de pales (entre 20 et 40), leur inertie impose en général une limitation du diamètre à environ 8m. Leur coefficient de puissance (figure I.7) atteint rapidement sa valeur maximale lors de la montée en vitesse mais décroît également rapidement par la suite. Les éoliennes à marche rapide sont beaucoup plus réponsives et pratiquement toutes dédiées à la production d'énergie électrique. Elles possèdent généralement entre 1 et 3 pales fixes ou orientables pour contrôler la vitesse de rotation. Les pales peuvent atteindre des longueurs de 60 m pour des éoliennes de plusieurs mégawatts. Les éoliennes tripales sont les plus répandues car elles représentent un compromis entre les vibrations causées par la rotation et le coût de l'aérogénérateur. De plus, leur coefficient de puissance (figure I.7) atteint des valeurs élevées et décroît lentement lorsque la vitesse augmente. Elles fonctionnent rarement au-dessous d'une vitesse de vent de 3m/s [POI 2003].

### I.10.2 Production de l'énergie mécanique

A partir des équations (I.1), (I.4) et (I.5), on déduit l'expression de la puissance mécanique  $P_m$  disponible sur l'arbre d'un aérogénérateur.

$$P_m = C_p P_{mt} = \frac{1}{2} C_p (\lambda, \beta) \rho \pi R^2 V_v^3 \quad (I.6)$$

Avec :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{V_v} \quad (I.7)$$

$\Omega_t$  et  $\lambda$  représentent la vitesse angulaire de rotation avant multiplicateur et le rapport de vitesse respectivement.  $R$  et  $V_v$  sont le rayon de l'aérogénérateur et la vitesse du vent.

La puissance mécanique  $P_{mg}$  disponible sur l'arbre du générateur électrique s'exprime par :

$$P_{mg} = \frac{1}{2} C_p \left( \frac{R \Omega_m}{G V_v} \right) \rho \pi R^2 V_v^3 \quad (I.8)$$

Avec :  $\Omega_t = \frac{\Omega_m}{G}$

$\Omega_m$  et  $G$  Représentent la de vitesse angulaire de rotation de la génératrice et le Rapport du multiplicateur respectivement.

Le couple mécanique de la turbine  $C_T$  produit par cette éolienne est alors déduit :

$$C_T = \frac{P_m}{\Omega_t} = \frac{1}{2 \Omega_t} C_p (\lambda, \beta) \rho \pi R^2 V_v^3 \quad (I.9)$$

### I.11 Optimisation de l'énergie

Pour pouvoir optimiser le transfert de puissance et ainsi obtenir le maximum théorique pour chaque vitesse du vent, la machine doit fonctionner en vitesse variable (régulation de  $\lambda$  optimal pour avoir  $C_p$  maximum) et pour se faire une stratégie de gestion (MPPT) permet de suivre le point de puissance maximale afin de maximiser l'efficacité énergétique du système à travers la variation de la vitesse du vent [YAK 2016] [MAG 2012].

Dans un système de production d'énergie par éolienne fonctionnant à vitesse variable, on cherchera systématiquement le régime optimal en exploitant les maxima du réseau de courbes de la Figure(I.8), Ce qui signifie que pour un régime de fonctionnement donné (vitesse du vent fixe) on souhaite que la puissance fournie soit maximale ce qui correspond à une valeur de  $\lambda$  donnée appelée  $\lambda_{opt}$ . La vitesse de rotation optimale  $\Omega_{opt}$  résultante est alors donnée par [YAK 2016].

$$\Omega_{opt} = \frac{\lambda_{opt}}{R} V_v \quad (I.10)$$

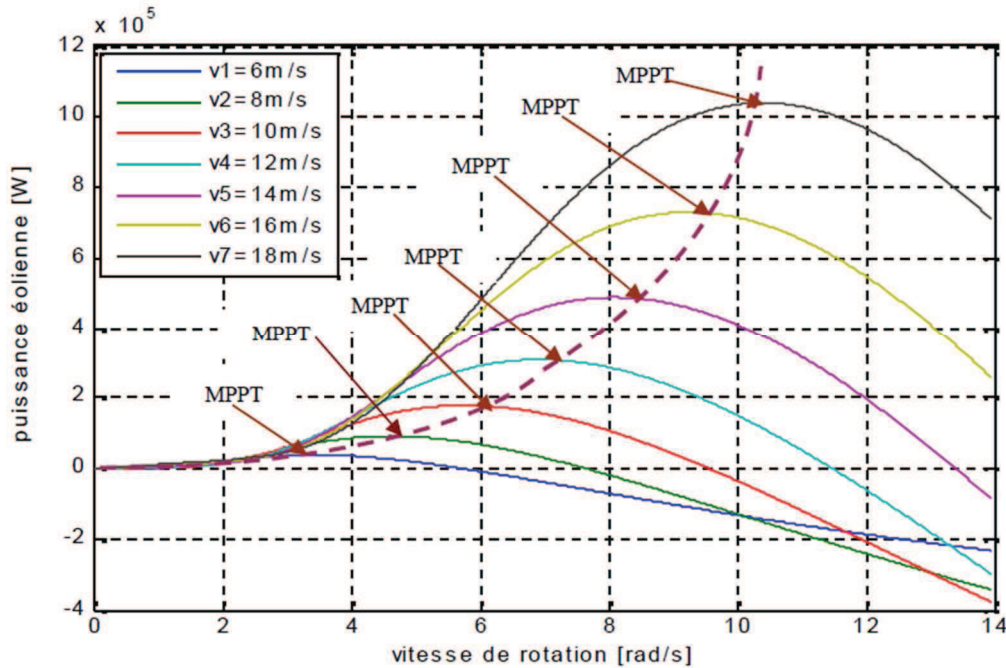


Fig. (I.8) Poursuite du point de maximum de puissance [POI 2000].

### I.12 Différents systèmes de conversion électromagnétique de l'énergie éolienne

Dans les systèmes éoliens, il existe plusieurs types de machines électriques utilisées dans leur construction. Ces machines peuvent jouer le rôle de génératrice et elles possèdent des caractéristiques très spécifiques. Pour la production d'énergie électrique à partir du vent, les machines à induction et particulièrement la MADA sont devenues les plus utilisées. Aujourd'hui, le système éolien à vitesse variable, basé sur une MADA, est le plus utilisé dans les fermes terrestres. C'est le type de machine utilisée pour l'étude de recherche menée dans cette thèse.

#### ➤ Avantages des éoliennes à vitesse constante

Les premières éoliennes de grande puissance mises en œuvre reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil directement couplée sur le réseau électrique. Cette machine est entraînée par un multiplicateur et sa vitesse est maintenue approximativement constante par un système mécanique d'orientation des pales.

Les éoliennes à vitesse fixe présentent les avantages suivants [HAS 2012] :

- ✓ Système électrique plus simple.
- ✓ Plus grande fiabilité.

- ✓ Peu de probabilité d'excitation des fréquences de résonance des éléments de l'éolienne.
- ✓ Pas besoin de système électronique de commande.
- ✓ Moins cher.

➤ **Avantages des éoliennes à vitesse variable**

Une éolienne fonctionnant à vitesse variable implique que la vitesse de rotation du rotor peut être variable en fonction de la vitesse du vent.

Les éoliennes à vitesse variable possèdent plusieurs avantages comparés aux éoliennes à vitesse fixe, dont on peut citer :

- ✓ Augmentation de la plage de fonctionnement, notamment aux faibles vitesses de vent.
- ✓ Le système d'orientation des pales est très simple.
- ✓ Réduction des efforts mécaniques, par conséquent le taux de vieillissement des éléments est réduit aussi.
- ✓ La puissance électrique générée est de meilleure qualité.
- ✓ Les éoliennes fonctionnant à vitesse variable permettent une meilleure exploitation de la puissance du vent et une bonne adaptation au réseau électrique.

### **I.12.1 Eolienne à base d'une machine asynchrone à cage**

Les machines électriques asynchrones sont les plus simples à fabriquer et les moins coûteuses. Elles ont l'avantage d'être standardisées en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances. Elles sont aussi les moins exigeantes en termes d'entretien.

Une topologie consiste à relier directement une MAS à cage d'écureuil au réseau. Un multiplicateur est associé à la machine et une batterie de condensateurs assure sa magnétisation. La vitesse de rotation peut alors être faiblement variable, limitée par le glissement maximum de la MAS. L'avantage de cette architecture est sa simplicité et son faible coût [TAM 2015].

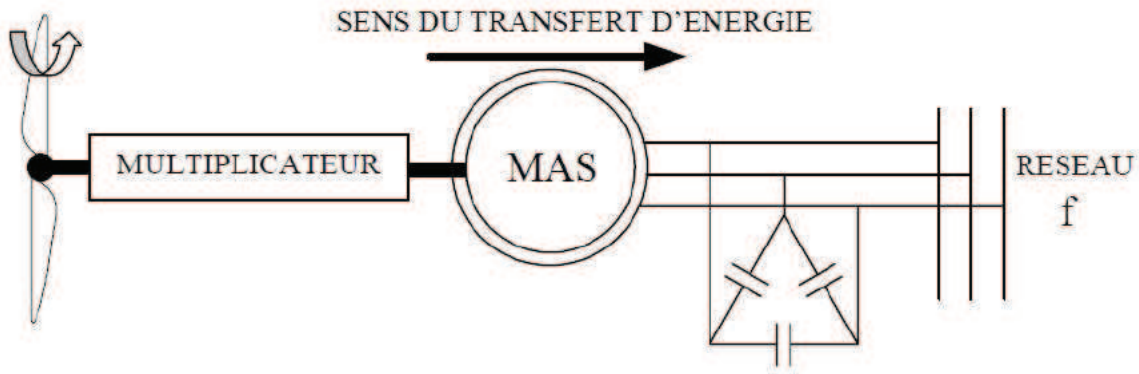


Fig (I.10) Eolienne à base d'une MAS [SI B 2015].

### I.12.2 Eolienne à base d'une machine synchrone

Les machines synchrones sont connues pour offrir des couples très importants à dimensions géométriques convenables. Elles peuvent donc être utilisées directement sur les turbines éoliennes (sans multiplicateur mécanique), pour minimiser la maintenance et accroître la fiabilité [MEK 2004].

La plupart des procédés traditionnels de production d'électricité sont basés sur la machine synchrone. Lorsque ce type de machine est directement connecté au réseau, sa vitesse de rotation est fixe et proportionnelle à la fréquence de réseau. Ces machines ne sont pas utilisées dans les aérogénérateurs directement connectés au réseau, mais elles sont connectées au réseau par l'intermédiaire de convertisseurs de puissance, car les fluctuations du couple capté par l'aéroturbine se propagent sur tout le train de puissance, jusqu'à la puissance électrique produite.

La figure (I.11), représente un système éolien basé sur la machine synchrone, dont la fréquence du réseau et la vitesse de rotation de la machine sont découplées.

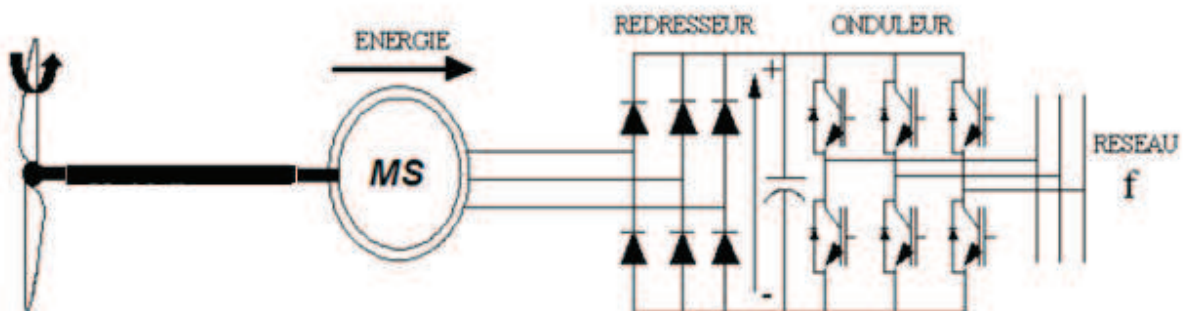


Fig (I.11) : Système éolien basé sur la machine synchrone [KEL 2011].

### I.12.3 Eolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation

La machine à double alimentation comme son nom l'indique, une machine triphasée à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessibles, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à travers ces enroulements. Ces machines sont un peu complexes comparant aux machines asynchrones à cage. Leur robustesse est légèrement diminuée par la présence de système à bagues et balais, mais leurs avantages est la possibilité de fonctionnement à vitesse variable.

La figure (I.12) présente un système éolien basé sur la machine asynchrone à double alimentation.

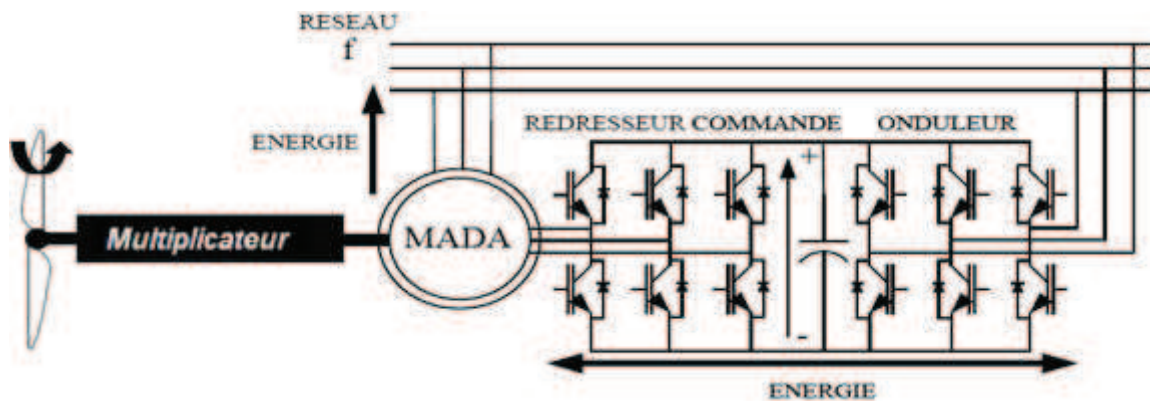


Fig (I.12) Système éolien basé sur la machine asynchrone doublement alimentée [POI 2000].

La MADA permet de fonctionner en moteur ou en génératrice. Le stator est directement connecté au réseau et le rotor est alimenté par un onduleur. La commande des tensions rotoriques permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant la possibilité de fonctionner en mode moteur qu'en générateur aussi bien en mode hyper ou hypo synchrone. Contrairement les machines à cage où la vitesse de rotation impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur.

#### ➤ Avantages et inconvénients de la MADA

Nous introduisons dans ce paragraphe les avantages et les quelques inconvénients de la MADA lors de son fonctionnement à vitesse variable [SAL 2007].

#### ✓ Avantages de la MADA

Parmi ses nombreux avantages, nous citons :

- La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.

- La partage des fréquences entre le stator et le rotor : en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement.
- La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale.

#### ✓ Inconvénients de la MADA

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.
- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).
- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.

### I.13 Etat de l'art

Dans cette partie, nous présentons les travaux traités dans l'université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, et qui nous ont semblés être les plus significatifs dans le domaine des énergies éoliennes.

A. Arab Said [ARA 2017] a étudié la commande en vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation. Ce mémoire est consacré à une étude générale sur la MADA, ses applications, ses modes de fonctionnement, ses avantages et ses inconvénients. Il a utilisé la méthode du contrôle vectoriel par orientation du flux statorique de la MADA munie d'un réglage de vitesse par un régulateur PI classique.

N. Chabbi [CHA 2017] a étudié les caractéristiques de la connexion d'un aérogénérateur à partir d'un émulateur éolien à base d'une machine à courant continu .Au premier lieu, elle effectue une commande et simulation de la chaine de conversion de l'énergie éolienne avec deux stratégies de commande basées sur un régulateur PI. En dernier,

elle réalise une émulation de façon à reproduire le comportement mécanique de la turbine éolienne. Après elle conclue que l'émulateur à bien reproduit les caractéristiques de la turbine éolienne.

K. Dehbi [DEH 2017] présente une étude d'extraction maximale de puissance éolienne par utilisation de la machine asynchrone à double alimentation. Après modélisation de la machine à double alimentation et détermination des lois régissant la construction de modèle mathématique, en triphasé puis dans le repère synchrone associé au rotor et au stator. Elle utilise la commande conventionnelle par PI et la commande par modes glissants afin de commander les courants au rotor. En suite elle présente les résultats de simulation obtenus. A la fin elle tire comme conclusion, que la commande par modes glissants a relevé de meilleurs performances statiques et dynamiques, de plus, elle est très robuste aux variations paramétriques.

S. Maacha [MAA 2017] propose une commande par des contrôleurs fractionnaires d'une éolienne utilisant une génératrice asynchrone. Après modélisation du système éolien, elle met en œuvre d'une manière générale la structure de commande par modèle interne et son principe de base, et une synthèse des régulateurs fractionnaires puis elle présente la fonction idéale de Bode qui est utilisée comme fonction de transfert à imposer à la boucle fermée ces régulateurs. Elle présente la structure de la commande de l'éolienne dans le but d'extraire le maximum de puissance, puis elle expose une stratégie de commande appliquée à l'asservissement en puissance active et réactive statorique de la MADA qui est la commande vectorielle.

M. Dahmani [DAH 2016] a choisi de travailler sur le thème de la production et conversion de l'énergie éolienne. Pour cela il a pris pour objectif d'étude, la commande puis la simulation d'une chaîne de conversion éolienne constituée d'une turbine (0.18 MW) associé a une MADA. L'auteur à assimiler la MADA à une MCC en utilisant la commande vectorielle, cette dernière était élaborée en puissance active et réactive statorique, ensuite il a présenté les principales propriétés de la commande par modèle interne (CMI) après avoir rappelé la structure classique de synthèse directe. En fin il a présenté les résultats de simulation après avoir appliqué la commande vectorielle de la MADA au système global, et d'après ces résultats obtenus, il est clair que cette méthode présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable. Elle a permet, non seulement de simplifier le modèle mathématique, mais aussi elle assure un découplage entre le couple et le flux.

S. Nait Saada [NAI 2016] expose une étude de modélisation et de commande de la vitesse d'un système éolienne équipé d'une machine synchrone à aimants permanents. Après la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et de la turbine éolienne, un régulateur PI conventionnel a été synthétisé et appliqué à la régulation de vitesse de la turbine. Quant à la commande des courants, l'auteur utilise deux lois de commande à savoir : la commande par découplage et la commande par modes glissants. Cette dernière a permis d'obtenir de meilleures performances statistiques et dynamiques, de plus elle est très robuste aux variations paramétriques.

S. Djema [DJE 2015] présente un travail porté essentiellement sur l'étude de la modélisation et la commande de la MADA. Il a utilisé la commande vectorielle en puissance afin de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre la machine et le réseau. Après il a effectué une synthèse du régulateur PI en comparant ses performances de suivi de consigne. Il a aussi construit un modèle de l'onduleur de tension triphasé à commande MLI associé au rotor de la MADA.

K. Mesbah [MES 2015] traite l'intégration du générateur asynchrone à double alimentation (MADA) dans une ferme éolienne connectée au réseau et sa commande en vue de la production de l'énergie éolienne. Une commande directe découplée de la MADA à base de régulateur PI a été réalisée en deux modes de fonctionnement hypo et hyper synchrone.

Dans [OUR 2015] l'auteur a présenté l'étude d'un émulateur d'une turbine éolienne à base d'une machine à courant continu. Il s'est intéressé à la conception d'un émulateur à base de deux machines à courant continu (3 KW et 175 W). Pour contrôler la boucle du courant et celle de vitesse il a procédé au calcul de régulateur PI avec la méthode de compensation des pôles.

L'objectif de [SI B 2015] était la modélisation et l'étude de la génératrice asynchrone utilisée dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne. Deux variantes de la génératrice asynchrone ont été traitées : la génératrice auto-excitée et la génératrice à double alimentation. Après développement sous MatLab de deux modèles de la génératrice asynchrone auto-excitée (étude de ses comportements en régime dynamique et prédiction de ses caractéristiques en régime permanent). L'auteur traite de la modélisation sous MatLab de la MADA et sa commande vectorielle directe et indirecte, en absence et en présence des convertisseurs statiques conventionnels. La présence des convertisseurs statiques engendrent des harmoniques, ce qui altère les performances des stratégies de commande utilisées. Pour y

remédier, il a fait appel aux convertisseurs multi niveaux bien connus pour leur bonne qualité spectrale.

Le travail étudié dans [TOU 2015] a concerné une chaîne de conversion de l'énergie éolienne à base de la machine synchrone. Le système étudié est constitué d'un moteur à courant continu émulant une turbine éolienne et d'un alternateur triphasé. L'auteur a contrôlé la tension délivrée par l'alternateur avec un régulateur PI.

S. Hamecha [HAM 2013] s'intéresse à la modélisation et à la commande d'une génératrice synchrone à aimants permanents à attaque directe, associée à une chaîne de conversion d'énergie éolienne de petite taille en site isolé. Elle propose une commande de la turbine, de sorte à ce que le coefficient de puissance est toujours optimal quel que soit la variation du vent, grâce à un régulateur PI puis un régulateur IP afin de comparer les performances de chacun des deux.

#### **I.14 Conclusion**

La première partie du chapitre présente les différents systèmes de conversion électromagnétique de l'énergie éolienne à vitesse variable. Nous avons cité trois types de machines : Machine asynchrone à cage d'écureuil, Machine synchrone et la machine asynchrone à double alimentation. Cette dernière sera étudiée dans le prochain chapitre.

Au cours de la seconde partie de ce chapitre, nous avons effectué une présentation des différents travaux réalisés sur l'énergie éolienne au sein de l'université de Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou depuis 2013. Ensuite, nous avons présenté une brève description de l'énergie éolienne telle que : le principe de fonctionnement d'un aérogénérateur (fonctionnement à vitesse fixe ou à vitesse variable), les exemples d'architectures pour les différents types (à axe horizontal ou à axe vertical), les différents constituants d'une éolienne à axe horizontal et les notions théorique sur l'éolienne à axe horizontal (loi de Betz).

## II.1 Introduction

Actuellement, le système éolien à vitesse variable utilise une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA). Son principal avantage est d'avoir ses convertisseurs statiques triphasés dimensionnés pour une partie de la puissance nominale de la GADA, ce qui engendre un bénéfice économique important par rapport à d'autres solutions comme la génératrice synchrone à aimants permanents [TAM 2015].

Pour optimiser un système de conversion d'énergie, il est nécessaire de connaître les différentes organes qui le compose, de la source jusqu'à l'utilisation [ABD 2007].

Ce chapitre a pour objectif de mettre en évidence la génératrice asynchrone à double alimentation afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances qu'elle apporte.

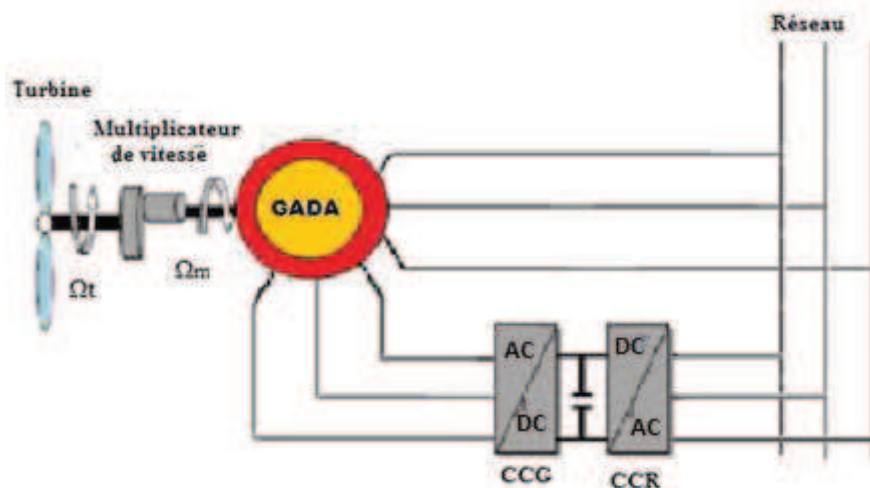


Fig (II.1) : Système de conversion éolienne à base de la GADA [AIT 2012].

## II.2. Modélisation de la partie mécanique

Dans cette partie on commence d'abord par la modélisation du vent et le couplage mécanique entre la turbine et la GADA, ainsi que la modélisation de la GADA seule.

L'objectif de l'utilisation de la GADA dans les systèmes éoliens repose sur le pouvoir de fonctionner à vitesse variable, en suivant la caractéristique de puissance optimale de l'éolienne pour chaque vitesse du vent.

### II.2.1. Modèle du vent

Le vent représente la source primaire d'énergie dans les systèmes éoliens, il est caractérisé par le déplacement de masses d'air. La turbine transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique, puis en énergie électrique par le générateur. Le vent est donc une variable importante à modéliser car la précision des simulations dépendra de la qualité de son modèle.

La méthode la plus utilisée pour modéliser le vent est la caractéristique spectrale de Van Der Hoven, où, la grandeur de la vitesse du vent est décomposée en deux composantes [MEK 2004] :

- La composante turbulente du vent qui est un processus aléatoire stationnaire (ne varie pas avec la vitesse moyenne du vent).
- La composante lente représente la moyenne de la vitesse du vent qui varie régulièrement sur de plus longues périodes dans un site donné.

Nous avons vu dans le premier chapitre que la puissance mécanique s'exprime par :

$$P_m = \frac{1}{2} C_p (\lambda, \beta) \rho \pi R^2 V_v^3 \quad (\text{II.1})$$

Le couple mécanique développé par cette éolienne est donné par l'expression :

$$C_T = \frac{P_m}{\Omega_t} = \frac{1}{2\Omega_t} C_p (\lambda, \beta) \rho \pi R^2 V_v^3 \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$\Omega_t$  et  $V_v$  sont la vitesse angulaire de rotation de la turbine et la vitesse du vent respectivement,  $C_T$  couple mécanique de la turbine,  $R$  rayon de l'aérogénérateur et  $\rho$  densité de la masse d'air.

Le coefficient  $C_p (\lambda, \beta)$  est différent d'une turbine à l'autre. Il dépend du rapport de vitesse  $\lambda$  et de l'angle de calage  $\beta$ . Il est modélisé par [ABD 2007].

$$C_p = 0.5 - 0.167(\beta - 2) \sin \frac{\pi(\lambda + 0.1)}{(18.5 - 0.3(\beta - 2))} - 0.00184(\lambda - 3)(\beta - 2) \quad (\text{I.3})$$

L'expression mathématique très souvent utilisée pour modéliser la vitesse de vent est donnée par [ABD 2007] :

$$V_v(t) = 10 + 0.2 \sin(0.1047 t) + 2 \sin(0.2665 t) + \sin(1.2930 t) + 0.2 \sin(3.6645 t) \quad (\text{II.4})$$

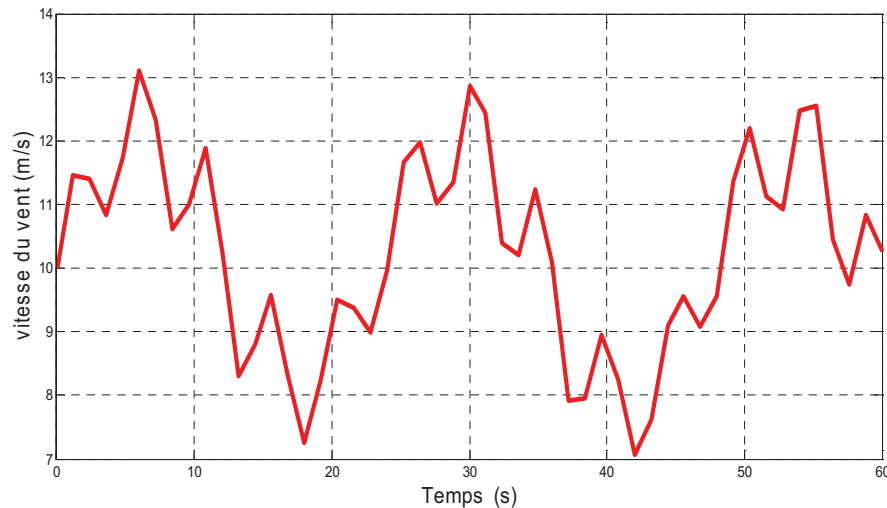


Fig (II.2) : Profil de la vitesse du vent

### II.2.2 Modélisation de la turbine

La turbine éolienne est constituée des pales de longueur  $R$  entraînant une génératrice à travers un multiplicateur de vitesse de rapport  $G$ . la figure (II.3), montre un schéma simplifié de la turbine éolienne couplée avec un générateur.

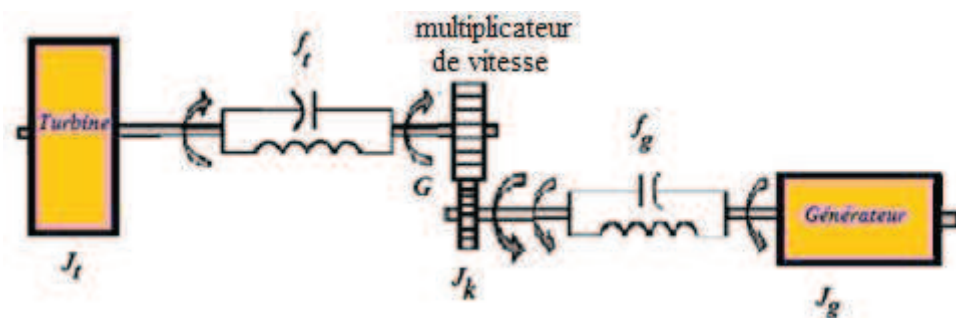


Fig (II.3) : Schéma d'une turbine éolienne [AIT 2012].

Où :

$J_t, J_g$  et  $J_k$  Représentent respectivement le moment d'inertie de la turbine, moment d'inertie de la génératrice et le moment d'inertie du multiplicateur de vitesse.  $f_t$  et  $f_g$  sont le

coefficient de frottement par rapport à l'air et de la partie mécanique et le coefficient de frottement du côté de la génératrice respectivement.

Ce modèle est très complexe et sa modélisation exige la connaissance de plusieurs paramètres difficiles à obtenir. Néanmoins, des hypothèses réalistes et qui sont acceptées dans divers ouvrages peuvent être posées pour simplifier la modélisation. Les hypothèses simplificatrices sont :

❖ **Hypothèses simplificatrices :**

Les trois pales de la turbine sont fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse  $\Omega_t$  qui est relié à un multiplicateur de rapport  $G$ . ce dernier entraîne la GADA.

- La répartition de la vitesse du vent est uniforme sur toutes les pales.
- Les trois pales possèdent la même inertie, même élasticité et le même coefficient de frottement par rapport à l'air.
- Les arbres de transmission sont parfaitement rigides.
- L'inertie du multiplicateur de vitesse est négligeable devant celle de la turbine et celle du générateur, ce qui permet de le considérer comme un rapport de vitesse égal à  $G$  ou un rapport de couple égal à  $1/G$ .

La figure (II.4) montre le nouveau modèle mécanique obtenu, basé sur ces hypothèses simplificatrices.

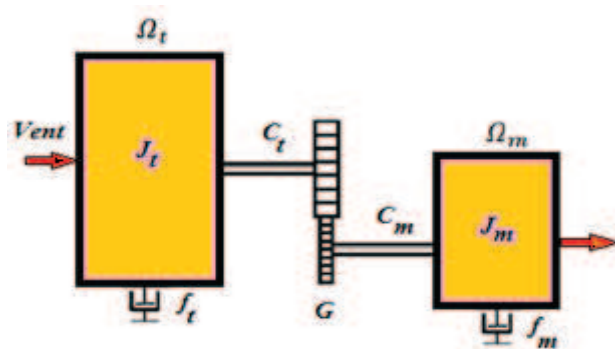


Fig (II.4) : Modèle simplifié à deux masses de la turbine éolienne [AIT 2012].

Avec :

$J_t$  et  $J_m$  représente respectivement le moment d'inertie de la turbine équivalent aux inerties des trois pales de l'éolienne [ $\text{Kg.m}^2$ ] et Le moment d'inertie de la GADA [ $\text{Kg.m}^2$ ].  $C_t$  et  $C_m$  sont le couple mécanique de la turbine éolienne [ $\text{N.m}$ ] et Le couple mécanique sur

l'arbre de la GADA [N.m].  $f_t$  et  $f_m$  représentent respectivement le coefficient dû aux frottements visqueux de la turbine [N.m/rad/s] et le coefficient dû aux frottements visqueux de la GADA [N.m/rad/s],  $\Omega_m$  est la vitesse angulaire de rotation de la génératrice [rad/s].

### II.2.3 Modélisation du multiplicateur

Le multiplicateur adapte la vitesse (lente) de la turbine à la vitesse rapide de la génératrice. Ce multiplicateur est modélisé par les équations mathématiques simplifiées de l'équation (II.5) [AIT 2012] :

$$\begin{cases} \Omega_m = G \cdot \Omega_t \\ C_m = \frac{C_t}{G} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

### II.2.4 Modélisation de l'arbre rapide

Le modèle mécanique propose de considérer l'inertie totale constituée de l'inertie de la turbine et celle de la génératrice rapportées sur l'arbre rapide (arbre de la génératrice), comme représenté sur la figure (II.5). [AIT 2012]

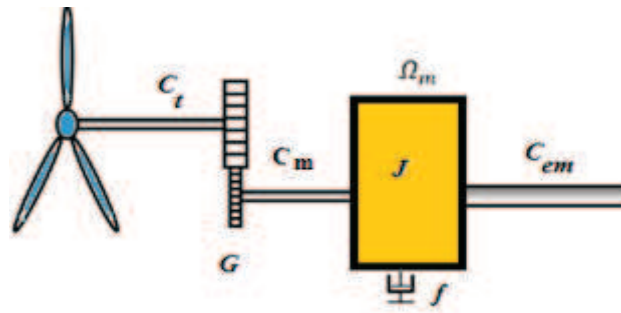


Fig (II.5) : Modèle de transmission mécanique à une masse sur l'arbre rapide [AIT 2012]

L'équation fondamentale de la dynamique du système mécanique sur l'arbre mécanique de la GADA s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_{em} - f\Omega_m \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$$\begin{cases} J = J_m + \frac{J_t}{G^2} \\ f = f_m + \frac{f_t}{G^2} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

$J$  et  $f$  sont l'inertie de la turbine ramenée du côté de l'arbre rapide et le coefficient de frottement externe de la turbine respectivement.

A partir des équations (II.1) jusqu'à (II.7), on établit un schéma bloc fonctionnel du modèle de la turbine, représenté sur la figure (II.6).

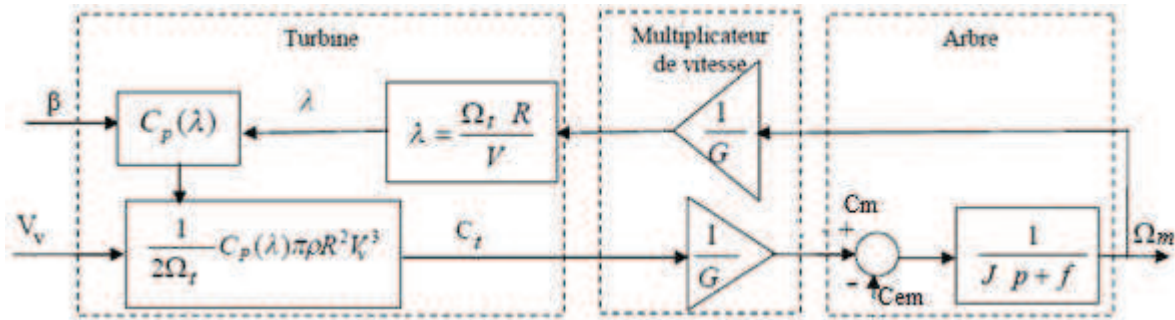


Fig. (II.6) : Schéma bloc fonctionnel de la turbine

### II.3 Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

La première apparition de la machine asynchrone à double alimentation (doubly-fed induction machine [DFIM]), date de l'année 1899, il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation [ARD 2010] [ELB 2009].

#### II.3.1 Présentation de la machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone), constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient de fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée, mais constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lors de la rotation de la machine [CHA 2010].

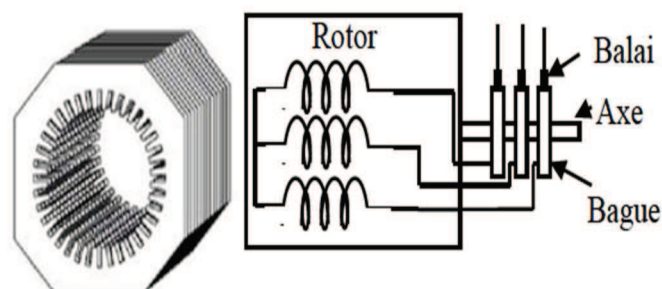


Fig (II.7) Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA

### II.3.2 Mode de fonctionnement de la MADA

La MADA est une machine réversible, son stator est directement connecté au réseau et le rotor est alimenté par un onduleur. La commande des tensions rotoriques permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la MADA, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Cependant, dans une machine à cage c'est la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur, elle doit tourner en dessus de sa vitesse de synchronisme pour être en générateur et au-dessous pour être en moteur.

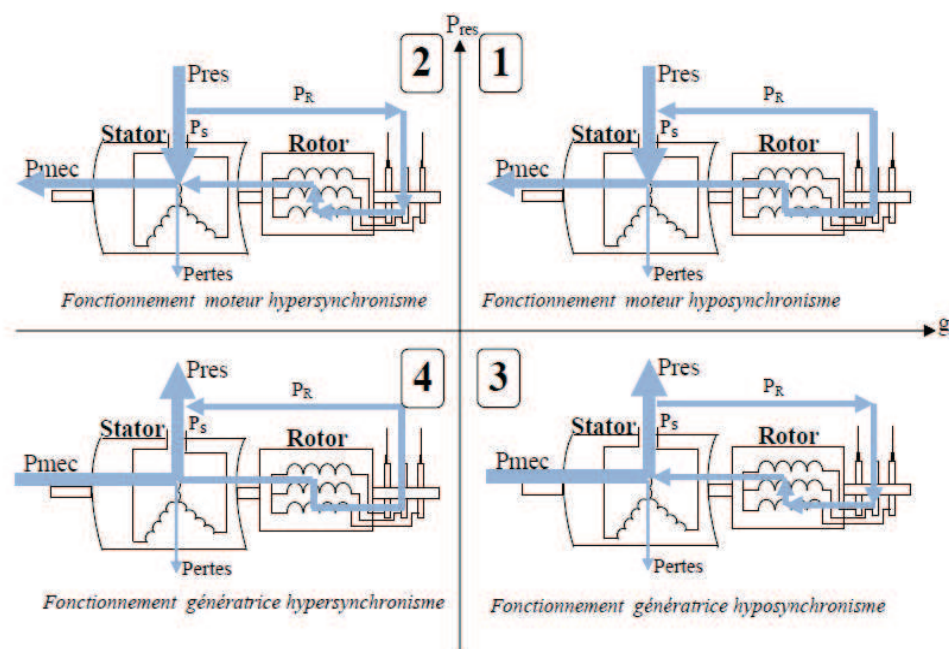


Fig (II.8) Quadrants de fonctionnement de la MADA [POI 2000]

### II.3.3 Fonctionnement à quatre quadrants de la MADA

La MADA fonctionne en mode générateur dans les quadrants 3 et 4, et en mode moteur dans les quadrants 1 et 2. La figure (II.8) montre les quatre quadrants de fonctionnement de la MADA.

#### ❖ Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone

La figure (II.8.3) montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine

asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement [YAK 2016] [TAM 2015] [TEL 2012].

#### ❖ **Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone**

La figure (II.8.4) montre que la puissance est fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor [TEL 2012] [TAM 2015] [YAK 2016].

#### ❖ **Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.**

La figure (II.8.2) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement [TEL 2012] [TAM 2015] [YAK 2016].

#### ❖ **Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.**

La figure (II.8.1) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [TEL 2012] [TAM 2015] [YAK 2016].

### **II.4 Modèle de la génératrice asynchrone à double alimentation**

L'étude du comportement de la GADA est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique. Généralement, ce modèle est défini dans un référentiel diphasé tournant (d, q). Ce référentiel est défini à partir du référentiel triphasé naturel de la GADA à l'aide de transformations mathématiques adaptées.

Afin d'élaborer un modèle simple de la GADA, il est nécessaire de tenir compte des hypothèses simplificatrices suivantes qui tout en permettant de simplifier notablement les calculs, conduisent à des résultats suffisamment précis pour la plupart des applications [TEL 2012] [TAM 2015] [YAK 2016] [POI 2000].

### II.4.1 Hypothèses simplificatrices

Notre modèle est basé sur les hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✓ On néglige les pertes fer, le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault, effet de peau, effet des encoches et l'échauffement.
- ✓ On suppose que le bobinage soit reparti de manière à donner une force magnétomotrice sinusoïdale.
- ✓ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- ✓ Pas de régime homopolaire puisque le neutre n'est pas connecté.
- ✓ Les résistances et les inductances ne varient pas avec la température.
- ✓ la machine est symétrique et à entrefer constant.
- ✓ La densité du courant est uniforme dans la section des conducteurs.
- ✓ Tous les coefficients d'inductance propre sont constants et les coefficients d'inductance mutuelle ne dépendent que de la position des enroulements.

La figure (II.9) représente les trois bobines statoriques ( $S_a, S_b, S_c$ ) et rotoriques ( $R_a, R_b, R_c$ ) dans le repère (a, b, c). L'angle  $\theta$  repère le décalage de l'axe de la phase rotorique ( $OR_a$ ) par rapport à l'axe fixe de la phase statorique ( $OS_a$ ).

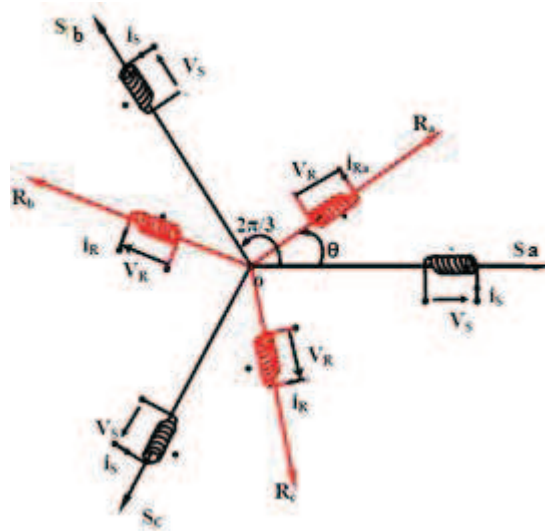


Fig (II.9) : Position des axes des phases statoriques et rotoriques [HAS 2012].

### II.4.2 Equations électriques dans le plan (a, b, c)

En se basant sur les hypothèses simplificatrices citées dans la section II.4.1, les équations des bobinages statoriques et rotoriques s'écrivent sous la forme :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (\text{II.8})$$

$$[V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$[V_s], [V_r]$ : Les tensions simples statorique et rotorique.

$[i_s], [i_r]$  : Les courants de phase statorique rotorique.

$[\varphi_s], [\varphi_r]$  : Les flux statorique et rotorique respectivement.

$[R_s], [R_r]$  : Matrices des résistances par phase statorique et rotorique.

### II.4.3 Equations magnétique dans le plan (a, b, c)

De la même manière, les équations des flux sont données par :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{II.10})$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (\text{II.11})$$

En remplaçant les équations (II.10) et (II.11) dans (II.8) et (II.9), on obtient le système d'équations :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + [L_{ss}]\frac{d}{dt}[i_s] + \frac{d}{dt}([M_{sr}][i_r]) \quad (\text{II.12})$$

$$[V_r] = [R_r][i_r] + [L_{rr}]\frac{d}{dt}[i_r] + \frac{d}{dt}([M_{rs}][i_s]) \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{as} V_{bs} V_{cs}]^T, \quad [i_s] = [i_{as} i_{bs} i_{cs}]^T, \quad [\varphi_s] = [\varphi_{as} \varphi_{bs} \varphi_{cs}]^T$$

$$[V_r] = [V_{ar} V_{br} V_{cr}]^T, \quad [i_r] = [i_{ar} i_{br} i_{cr}]^T, \quad [\varphi_r] = [\varphi_{ar} \varphi_{br} \varphi_{cr}]^T$$

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

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \end{bmatrix} \quad ; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix}$$

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

Où :

$[L_{ss}]$  et  $[L_{rr}]$  Représentent respectivement les matrices d'inductances statoriques et rotoriques.  $[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}]$  Sont : la matrice des inductances stator-rotor et la matrice des inductances rotor-stator respectivement.  $M_{as}$ ,  $M_{ar}$  et  $M_{rs}$  sont respectivement l'inductance mutuelle entre deux phases du stator, l'inductance mutuelle entre deux phases du rotor et l'inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une autre du rotor.  $L_{as}$  et  $L_{ar}$  sont l'inductance propre d'une phase statorique et l'inductance propre cyclique du rotor.

#### II.4.4 Equation mécanique

Le couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_{em} = C_r + f\Omega_m + J \frac{d\Omega_m}{dt} \quad (\text{II.14})$$

Avec :

$C_r$  et  $C_{em}$  sont respectivement le couple résistant et le couple électromagnétique,  $f$  est le coefficient de frottement visqueux,  $J$  est le moment d'inertie de la partie tournante.

#### II.4.5 Transformation de Park

Afin de chercher les lois de contrôle d'une machine à courant alternatif, nous pouvons la modéliser dans un repère  $(d, q, 0)$  tournant dont l'orientation est arbitraire. Ce modèle est obtenu après transformation virtuelle de la machine triphasée en machine diphasée équivalente [TAM 2015].

La transformation de Park définie par la matrice  $p(\theta_s)$  permet de ramener les variables du repère triphasé  $(a, b, c)$  sur les axes d'un repère diphasé tournant  $(d, q, 0)$ . Les grandeurs statoriques et rotoriques sont alors exprimées dans un même repère [EL A 2004].

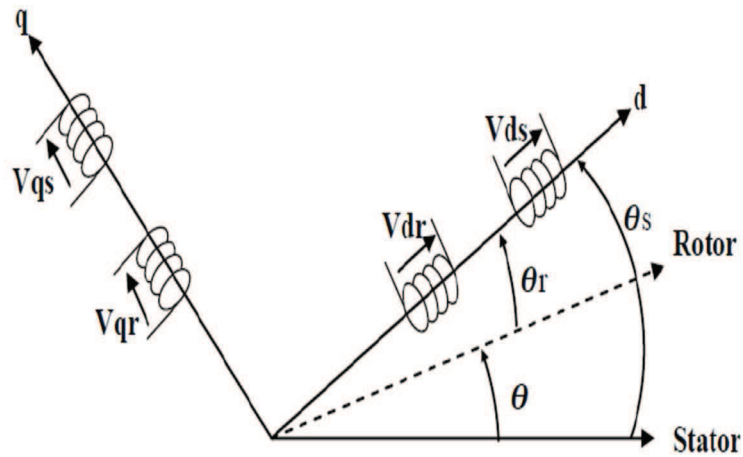


Fig (II.10) : Représentation de la MADA dans le repère (d, q) [SI B 2015]

Où :

- (d) : Indice de la composante directe.
- (q) : Indice de la composante en quadrature.
- (0) : Indice de la composante homopolaire.

On définit la matrice de Park et la matrice inverse de Park respectivement par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$P(\theta)^{-1} = P(\theta)^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Dans la matrice de Park, c'est l'angle  $\theta_s$  qui intervient pour les grandeurs statoriques et  $\theta_r$  pour les grandeurs rotoriques.

### ❖ Transformation des variables statoriques

La transformation des variables réelles statoriques de la machine consiste à appliquer la matrice de Park  $P(\theta_s)$  aux vecteurs des variables tensions  $[V_s]$ , courant  $[i_s]$  et flux  $[\varphi_s]$  pour obtenir leurs composantes relatives correspondantes  $(V_{sdq0})$ ,  $(i_{sdq0})$  et  $(\varphi_{sdq0})$  respectivement, suivant les équations :

$$\begin{cases} (V_{sdq0}) = P(\theta_s) \cdot (V_{sabc}) \Rightarrow (V_{sabc}) = P(\theta_s)^{-1} \cdot (V_{sdq0}) \\ (i_{sdq0}) = P(\theta_s) \cdot (i_{sabc}) \Rightarrow (i_{sabc}) = P(\theta_s)^{-1} \cdot (i_{sdq0}) \\ (\varphi_{sdq0}) = P(\theta_s) \cdot (\varphi_{sabc}) \Rightarrow (\varphi_{sabc}) = P(\theta_s)^{-1} \cdot (\varphi_{sdq0}) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

### ❖ Transformation des variables rotoriques

De la même manière que pour le stator, les composantes relatives correspondantes aux variables rotoriques peuvent être calculées à partir des équations :

$$\begin{cases} (V_{rdq0}) = P(\theta_r) \cdot (V_{rabc}) \Rightarrow (V_{rabc}) = P(\theta_r)^{-1} \cdot (V_{rdq0}) \\ (i_{rdq0}) = P(\theta_r) \cdot (i_{rabc}) \Rightarrow (i_{rabc}) = P(\theta_r)^{-1} \cdot (i_{rdq0}) \\ (\varphi_{rdq0}) = P(\theta_r) \cdot (\varphi_{rabc}) \Rightarrow (\varphi_{rabc}) = P(\theta_r)^{-1} \cdot (\varphi_{rdq0}) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

## II.4.6 Equations de la GADA dans le plan (d, q)

### ➤ Equation électrique

En introduisant les équations (II.17) et (II.18) dans les équations de la machine, on obtient :

$$\begin{cases} [P(\theta_s)]^{-1}(V_{sdq0}) = [R_s][P(\theta_s)]^{-1}(i_{sdq0}) + \frac{d}{dt} [[P(\theta_s)]^{-1}(\varphi_{sdq0})] \\ [P(\theta_s - \theta)]^{-1}(V_{rdq0}) = [R_r][P(\theta_s - \theta)]^{-1}(i_{rdq0}) + \frac{d}{dt} [[P(\theta_s - \theta)]^{-1}(\varphi_{rdq0})] \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Avec :  $\theta_r = \theta_s - \theta$

D'où :

$$\begin{cases} (V_{sdq0}) = [R_s](i_{sdq0}) + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [[P(\theta_s)]^{-1}(\varphi_{sdq0})] \\ (V_{rdq0}) = [R_r](i_{rdq0}) + [P(\theta_s - \theta)] \frac{d}{dt} [[P(\theta_s - \theta)]^{-1}(\varphi_{rdq0})] \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Sachant que :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [[P(\theta_s)]^{-1}] = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[P(\theta_s - \theta)] \frac{d}{dt} [[P(\theta_s - \theta)]^{-1}] = \frac{d(\theta_s - \theta)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'expression des tensions statoriques et rotoriques suivant les axes d et q est.

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \varphi_{qs} \frac{d\theta_s}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \varphi_{ds} \frac{d\theta_s}{dt} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \varphi_{qr} \frac{d\theta_r}{dt} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \varphi_{dr} \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

$(V_{sdq0}), (V_{rdq0})$  : représentent respectivement les composantes de la tension les tensions direct et en quadrature statoriques et rotoriques.

$(V_{sabc}) = (v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs})^t$  : Composantes de la tension statorique dans le plan (a, b, c)

$(i_{sdq0}) = (i_{ds} \ i_{qs} \ i_{0s})^t$  : Composantes du courant statorique dans le plan (d, q, 0)

$(i_{sabc}) = (i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs})^t$  : Composantes du courant statorique dans le plan (a, b, c)

$(\varphi_{sdq0}) = (\varphi_{ds} \ \varphi_{qs} \ \varphi_{0s})^t$  : Composantes du flux statorique dans le plan (d, q, 0)

$(\varphi_{sabc}) = (\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs})^t$  : Composantes du flux statorique dans le plan (a, b, c)

Pour les grandeurs rotoriques il suffit de remplacer l'indice « s » par l'indice « r ».

### ➤ Equations magnétiques

L'expression des flux statoriques suivant les axes d et q

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Avec :  $L_s = L_{as} - M_{as}$  : Inductance propre cyclique du stator

$L_r = L_{ar} - M_{ar}$  : Inductance propre cyclique du rotor

$M = \frac{3}{2} M_{rs}$  : Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor

En supposant que le système est symétrique donc les grandeurs homopolaires sont nulles.

### ➤ Couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique en fonction des flux statoriques et des courants rotoriques est donnée par.

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (\varphi_{ds} i_{qr} - \varphi_{qs} i_{dr}) \quad (\text{II.23})$$

On remarque que l'équation du couple électromagnétique n'est pas linéaire, ceci est dû aux produits croisés entre les flux statoriques et les courants rotoriques. D'où la nécessité d'utiliser la commande par orientation du flux pour simplifier la commande de la génératrice.

## II.5 Choix du référentiel

En général, l'étude du comportement dynamique des machines électriques peut se faire suivant la transformation de Park pour différents référentiels. Le choix du référentiel s'effectue suivant le phénomène à étudier et les simplifications offertes par ce choix. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique.

### II.5.1 Référentiel lié au stator

Ce référentiel, appelé souvent stationnaire, il est préférable pour étudier les variations importantes de la vitesse de rotation. Il est caractérisé par la relation suivante :

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

### II.5.2 Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est intéressant pour les problèmes des régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante. Il est caractérisé par la relation suivante :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \theta \quad , \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

### II.5.3 Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est lié au champ tournant, donc il tourne à la vitesse de synchronisme. Il est préférable pour l'étude des systèmes où la fréquence d'alimentation est constante. Il est aussi utilisé dans l'alimentation des moteurs à fréquence variable. Lorsque l'on désire étudier sa

fonction de transfert vis-à-vis des petites perturbations [SI B 2015]. il est caractérisé par la relation :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad , \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = g \omega_s$$

## II.6 Commande vectorielle de la génératrice asynchrone à double alimentation

Une bonne commande des machines à courant alternatif à vitesse variable est assurée si un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques est obtenu. Ceci est réalisé par une orientation adéquate du repère (d, q). Si cela est réalisé, on obtient un comportement proche de celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante où un découplage est naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit fournissant le couple électromagnétique [AKK 2010] [SI B 2015].

L'application de la commande vectorielle nécessite une très bonne connaissance de la GADA et suppose que les enroulements de la machine sont équilibrés, que la distribution du flux est sinusoïdale, que les pertes fer sont nulles et que le circuit magnétique n'est pas saturé [THI 2012].

On peut distinguer deux types de commandes vectorielles : la commande vectorielle avec orientation du vecteur flux et la commande vectorielle à orientation du vecteur tension. Dans notre cas, on utilise la commande vectorielle avec orientation du vecteur flux.

### ➤ Equations dynamiques du modèle de la GADA avec orientation de flux

Un choix adéquat du référentiel (d, q) est fait de telle manière que le flux statorique soit aligné avec l'axe (d) permettant d'obtenir une expression de couple dans laquelle deux courants orthogonaux ( $i_{dr}$ ,  $i_{qr}$ ) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple [AKK 2010].

En se basant sur l'orientation du flux statorique on peut écrire :

$$\varphi_{ds} = \varphi_s \quad , \quad \varphi_{qs} = 0,$$

Le couple électromagnétique de l'équation (II.23) s'écrit alors :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (\varphi_{ds} i_{qr}) \tag{II.24}$$

Et l'équation des flux statoriques devient :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ 0 = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

La figure (II.11) montre le principe de la commande vectorielle avec orientation de flux statorique.

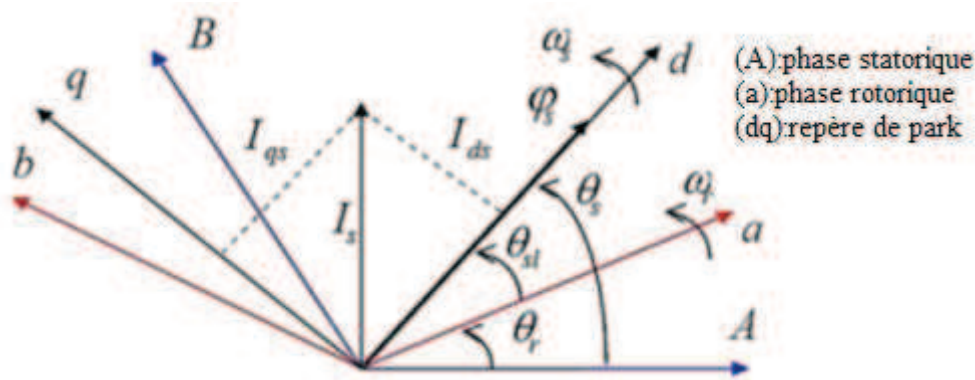


Fig (II.11) Orientation de l'axe d sur le flux statorique [YAK 2016].

Si l'on suppose le réseau électrique stable, ayant pour tension simple  $V_s$ , cela conduit à un flux statorique  $\varphi_s$  constant. Cette considération associée à l'équation (II.24) montre que le couple électromagnétique  $C_{em}$  est directement proportionnel au courant rotorique en quadrature  $i_{qr}$ . [BOY 2006]

Pour les machines de moyenne et forte puissances utilisées dans l'énergie éolienne, on néglige la résistance du bobinage statorique ( $R_s$ ) [SI B 2015] [MES 2016].

Les tensions statoriques de la machine se réduisent alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\varphi_s}{dt} \\ V_{qs} = \omega_s \varphi_s \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Avec l'hypothèse du flux statorique constant, on obtient

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = V_s = \omega_s \varphi_s \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

A l'aide de l'équation (II.25), on peut établir le lien entre les courants statoriques et rotoriques ; ce lien est donné par :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{\varphi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{dr} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Les puissances actives et réactives statoriques s'écrivent alors par :

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} \\ Q_s = V_{qs} i_{ds} - V_{ds} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Ou bien encore, d'après l'équation (II.27), on obtient :

$$\begin{cases} P_s = V_s i_{qs} \\ Q_s = V_s i_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

En remplaçant les courants statoriques direct et en quadrature par leurs expressions dans les équations des puissances active et réactive, on trouve :

$$\begin{cases} P_s = V_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = \frac{V_s \varphi_s}{L_s} - \frac{V_s M}{L_s} i_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

En approximant  $\varphi_s$  par  $\frac{V_s}{\omega_s}$ , l'expression des puissances active et réactive  $Q_s$  devient.

$$\begin{cases} P_s = V_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{V_s M}{L_s} i_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

En remplaçant dans l'équation (II.22) des flux, les courants statoriques par l'expression (II.28) on obtient

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{dr} + \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \\ \varphi_{qr} = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Pour obtenir les équations des tensions rotoriques, on doit remplacer l'équation (II.33) dans l'équation (II.21). Ces équations sont utilisées pour la synthèse des régulateurs permettant le contrôle de la GADA.

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{dr}}{dt} - g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{qr}}{dt} + g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + g \frac{MV_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Dans le domaine de Laplace, en considérant toutes les valeurs initiales des différents paramètres nuls, l'équation (II.34) devient :

$$\begin{cases} V_{dr} = \left(R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) p\right) i_{dr} - g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} \\ V_{qr} = \left(R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) P\right) i_{qr} + g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + g \frac{MV_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Où :

$g$  : Glissement de la GADA.

$P$  : Operateur de Laplace.

$g \frac{MV_s}{L_s}$  : Représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.

A partir de l'équation (II.35) on peut alors établir les relations entre les tensions appliquées au rotor de la machine et les puissances statoriques. Il est donc possible maintenant de décrire le schéma bloc de la GADA (figure (II.12)) permettant de synthétiser les différents contrôleurs.

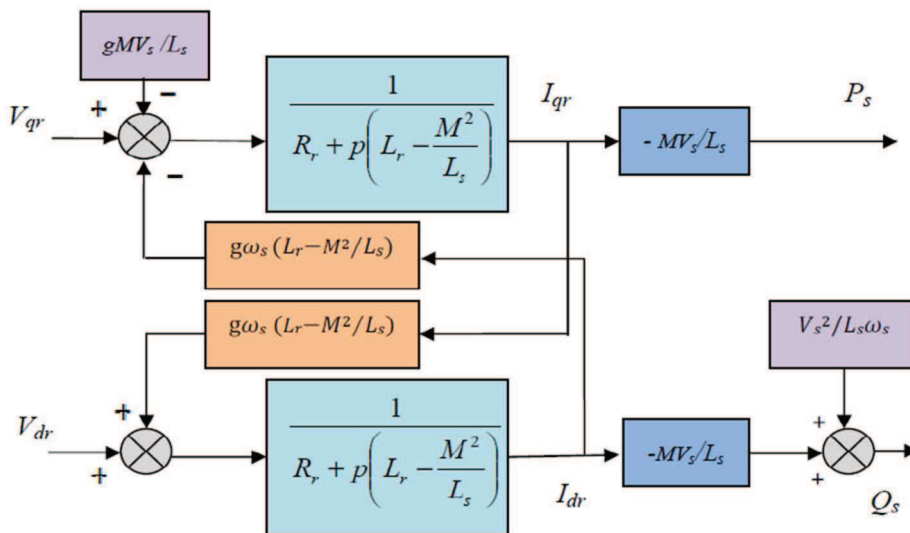


Fig (II.12) : Schéma bloc de la GADA [SI B 2015].

D'après le schéma bloc de la GADA, on constate que les tensions ( $V_{dr}, V_{qr}$ ) et les puissances ( $P_s, Q_s$ ) sont liées par une fonction de transfert du premier ordre. De plus, du fait que le glissement  $g$  à une valeur faible, il sera possible d'établir la commande vectorielle.

Ainsi, il existe deux types de commande vectorielle à savoir la commande vectorielle directe et la commande vectorielle indirecte.

### II.6.1 Commande vectorielle directe

Cette méthode est appelée méthode directe car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la GADA comme le montre la figure (II.13). Les termes de couplage seront négligés, et sur chaque axe, on utilise un régulateur pour contrôler la puissance active et la puissance réactive.

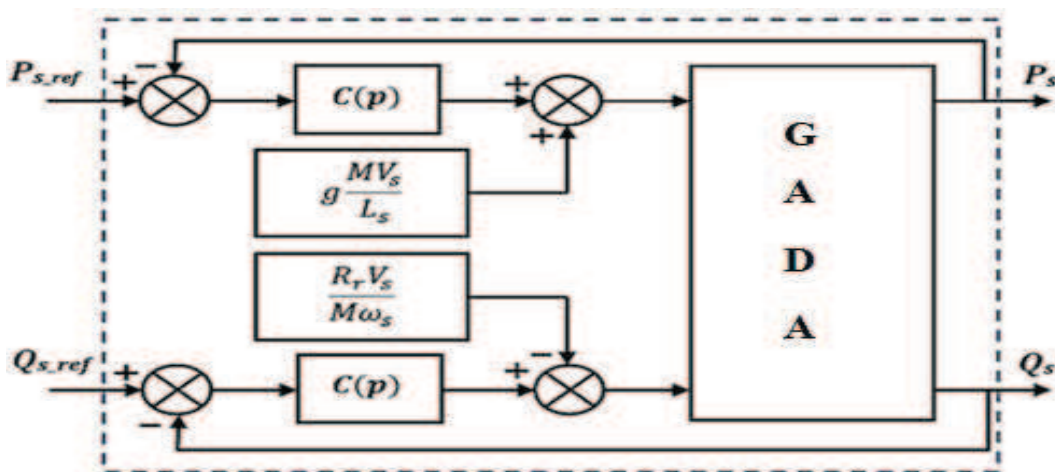


Fig (II.13) : Schéma bloc de la commande directe.

### II.6.2 Commande vectorielle indirecte

Contrairement à la méthode directe, la méthode indirecte tient au compte des termes de couplage. La régulation des puissances est assurée par deux boucles de régulation sur chaque axe, une boucle sur la puissance et l'autre sur le courant correspondant tout en compensant les termes de couplage. La structure de commande correspondante est présentée sur la figure (II.14).

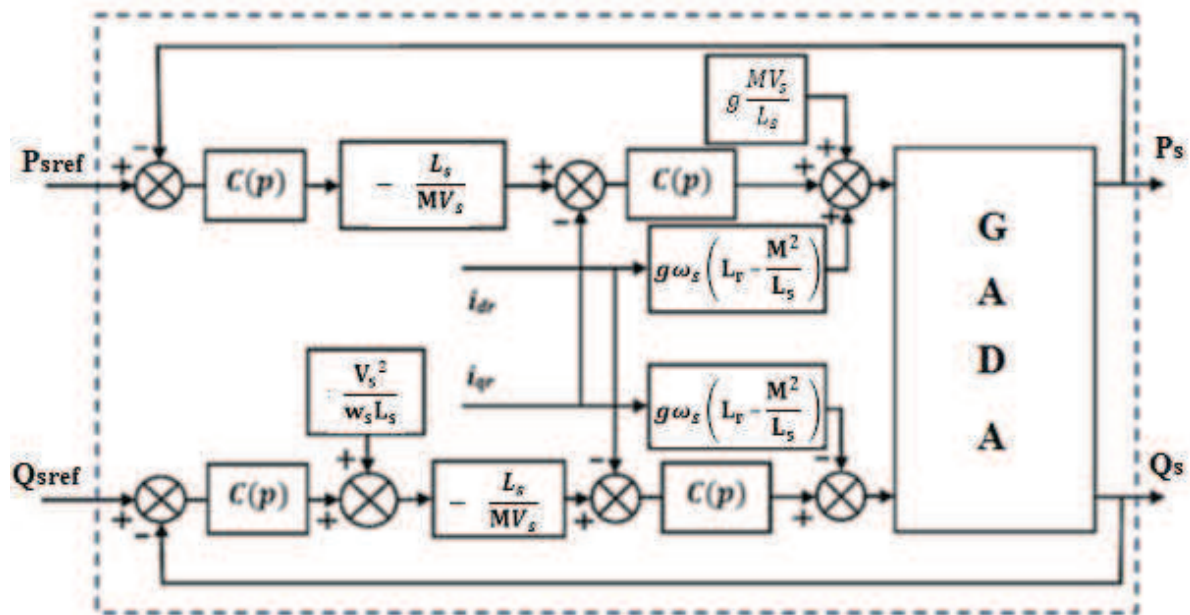


Fig (II.14) : Schéma bloc de la commande indirecte

D'après la figure (II.14), on constate que la méthode indirecte est plus compliquée comparée à la commande directe du fait qu'on utilise deux régulateurs l'un pour contrôler les puissances statoriques et l'autre pour le contrôle des courants rotoriques. Cependant, il présente une meilleure robustesse face aux éventuelles instabilités sur le réseau électrique, et surtout on peut limiter les courants très nocifs.

## II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la modélisation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne à base de la GADA. Dans un premier temps nous avons effectué la modélisation du vent et les différentes parties mécaniques de l'éolienne sous certaines hypothèses simplificatrices.

Dans un deuxième temps nous avons présenté un rappel sur la structure de la GADA, ainsi que son modèle mathématique, dans le repère naturel (a, b, c) puis dans le repère de Park. Ensuite, Nous avons présenté également la commande vectorielle nécessaire à la commande des puissances active et réactive.

### III.1. Introduction

A la fin des années 70 et au début des années 80 s'est développé un algorithme de commande connu sous le nom de commande par modèle interne (interne model control en anglais (IMC)) [MIS 2011]. L'IMC a apporté d'incontestable avantages, en particulier sa simplicité de mise en œuvre et sa robustesse inhérente à sa structure mais surtout, elle réunit les avantages de la commande en boucle ouverte et en boucle fermée.

### III.2 Structure de commande standard des systèmes linéaires

Lorsqu'un système n'est pas soumis à des perturbations, il est souvent recommandé d'utiliser un schéma de commande en boucle ouverte car il est simple et efficace. Le schéma général d'une commande en boucle ouverte est représenté par la figure (III.1) où  $C(p)$  et  $G(p)$  représentent respectivement les modèles du contrôleur et du système à contrôler,  $y_{réf}(p)$  est la grandeur de référence,  $u(p)$  est la grandeur de commande à injecter au système et  $y(p)$  est la grandeur de sortie à contrôler du système.

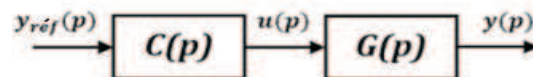


Fig (III.1) : Schéma général d'une commande en boucle ouverte.

Nous pouvons exprimer la fonction de transfert entre la consigne  $y_{réf}(p)$  et la sortie  $y(p)$  par :

$$H(p) = \frac{y(p)}{y_{réf}(p)} = C(p) G(p) \quad (\text{III.1})$$

Lorsque le système est soumis à des perturbations, la commande en boucle ouverte risque de ne peut pas répondre aux objectifs souhaités (stabilité, rapidité et précision), car le contrôleur n'est pas informé de l'influence de cette perturbation sur la sortie. Il est juste fait pour le calcul de la grandeur de commande  $u(p)$ . Pour dépasser ce problème, on utilise la commande en boucle fermée, où une chaîne de retour est introduite afin de relier la sortie  $y(p)$  à l'entrée du contrôleur à travers un comparateur. Dans ce cas, le contrôleur est calculé en fonction de l'écart entre la consigne et la sortie, pour annuler l'effet de la perturbation sur le système. Le schéma de commande en boucle fermée est illustré par la figure (III.2).

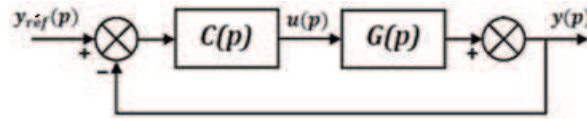


Fig (III.2) : Schéma général d'une commande en boucle fermée.

Dans ce cas, la fonction de transfert entre la consigne  $y_{réf}(p)$  et la sortie  $y(p)$  est :

$$\frac{y(p)}{y_{réf}(p)} = H(p) = \frac{C(p) G(p)}{1 + C(p) G(p)} \quad (III.2)$$

Il existe plusieurs méthodes de synthèse des régulateurs dont on peut citer :

### III.3 Méthode de synthèse directe

Cette méthode consiste à identifier un modèle  $H(p)$  de référence qui vérifie les objectifs souhaités (stabilité, rapidité et précision), et qui va être appliqué au système muni de son régulateur en boucle ouverte ou en boucle fermée, et il faut calculer la fonction de transfert réelle du système  $G(p)$  et de la fonction de transfert du régulateur  $C(p)$ . Il suffit ensuite d'égaliser cette dernière au modèle de référence  $H(p)$  [YAK 2016].

A partir de l'équation (III.1) de la structure de commande en boucle ouverte, on peut déduire l'expression du régulateur :

$$C(p) = \frac{1}{G(p)} H(p) \quad (III.3)$$

Pour la boucle fermée, l'expression du régulateur est déduite à partir de l'équation (III.2) :

$$C(p) = \frac{1}{G(p)} \frac{H(p)}{[1 - H(p)]} \quad (III.4)$$

Dans les deux équations (III.3) et (III.4), la fonction du régulateur s'exprime en fonction de l'inverse de la fonction de transfert du système. Ceci peut être un inconvénient de la méthode, si la fonction de transfert du système  $G(p)$  possède un numérateur qui risque de rendre  $C(p)$  instable.

Pour corriger ce problème, la fonction de transfert du système peut être factorisée en deux parties, inversible  $G_{inv}(p)$  et non inversible  $G_{noninv}(p)$ .

La partie non inversible  $G_{noninv}(p)$  peut être des zéros à partie réelle positive, ou bien un retard pur. De plus le gain statique doit être égal à 1, car cette fonction de transfert ne sera pas considérée lors du calcul du régulateur. L'autre partie inversible  $G_{inv}(p)$  contient le reste de la fonction de transfert, c'est cette dernière qui est utilisée pour la synthèse du contrôleur. L'équation devient :

$$C(p) = \frac{1}{G_{inv}(p)} \frac{H(p)}{[1 - H(p)]} \quad (\text{III.5})$$

### ➤ Avantages et inconvénients de la méthode

#### ➤ Avantages

- ✓ la mise en œuvre de cette méthode est très simple.
- ✓ Elle permet d'atteindre tous les objectifs à imposer au système en boucle fermée.

#### ➤ Inconvénients

- ✓ Dans le cas où le système est à phase non minimale, le régulateur obtenu est instable car la méthode étant basée sur l'inversion du modèle du système.
- ✓ La réalisation du régulateur est coûteuse dans le cas où son expression est complexe.

## III.4 Commande par modèle interne

### III.4.1 Structure de base de la méthode par modèle interne

La commande par modèle interne n'est que la boucle fermée classique mais, on introduit un modèle interne  $G_m(p)$  qui permet d'approcher le modèle du système  $G(p)$  reliant la sortie du contrôleur  $u(p)$  avec la sortie du système  $y(p)$ . La structure de commande par modèle interne est schématisée par la figure (III.3), où  $C_{imc}(p)$  et  $G_m(p)$  sont respectivement les fonctions de transfert du contrôleur et du modèle. Le procédé est représenté par la fonction de transfert  $G(p)$  reliant sa sortie à la commande.  $q(p)$  est une perturbation non mesurée et additive sur la sortie du procédé.

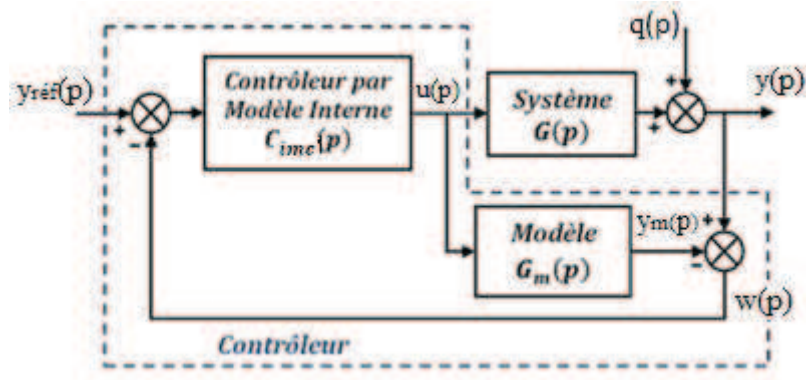


Fig (III.3) : Structure de commande par modèle interne [TIT 2017].

Dans la structure de base de l'IMC, la commande  $u(p)$  issue du contrôleur  $C_{imc}(p)$  est appliquée simultanément au procédé et à son modèle  $G_m(p)$ . L'IMC corrige alors cet écart, afin d'approcher ce procédé à son modèle  $G_m(p)$ . Le signal d'erreur comprend l'influence de perturbations extérieures ainsi que les erreurs de modélisation [LIT 2012].

### Propriétés :

Le contrôleur  $C_{imc}(p)$  fonctionne en boucle ouverte si, la perturbation est nulle ( $q(p) = 0$ ) et le modèle  $G_m(p)$  représente parfaitement le système  $G(p)$ , ( $G_m(p) = G(p)$ ).

Le contrôleur  $C_{imc}(p)$  peut fonctionner en boucle fermée si,  $y(p) \neq y_m(p)$  à cause du changement de la grandeur de référence  $y_{réf}(p)$ , ou à cause d'une perturbation  $q(p) \neq 0$ , ou à cause des erreurs de modélisation. Les équations correspondantes au schéma de commande de la figure (III.3) sont :

$$W(p) = [G(p) - G_m(p)]u(p) \quad (III.6)$$

$$u(p) = C_{imc}(p) [y_{réf}(p) - W(p)] \quad (III.7)$$

On remplace (III.6) dans (III.7), on obtient :

$$u(p) = C_{imc}(p) [y_{réf}(p) - (G(p) - G_m(p))u(p)] \quad (III.8)$$

$$u(p) = \frac{C_{imc}(p)}{1 + C_{imc}(p)[G(p) - G_m(p)]} y_{réf}(p) \quad (III.9)$$

$$y(p) = G(p) u(p) + q(p) \quad (\text{III.10})$$

On suppose que  $q(p) = 0$ , et on remplace (III.9) dans (III.10) on a :

$$y(p) = \frac{G(p) C_{imc}(p)}{1 + C_{imc}(p)[G(p) - G_m(p)]} y_{réf}(p) \quad (\text{III.11})$$

Lorsque le modèle représente parfaitement le système ( $G(p) = G_m(p)$ ), on obtient :

$$y(p) = G(p) C_{imc}(p) y_{réf}(p) \quad (\text{III.12})$$

### III.4.2 Calcul du contrôleur $C(p)$ à base du contrôleur $C_{imc}(p)$

Afin d'exprimer la relation reliant la fonction de transfert de  $C(p)$  de la structure de commande standard (fig.III.2) et celle du contrôleur  $C_{imc}(p)$  de la structure de commande par modèle interne (fig.III.3), on doit calculer la fonction de transfert pour chaque structure de commande :

La fonction de transfert pour la commande par modèle interne, on suppose que

$$G(p) = G_m(p) :$$

$$\frac{y(p)}{y_{réf}(p)} = G(p) C_{imc}(p) \quad (\text{III.13})$$

La fonction de transfert pour la commande standard :

$$\frac{y(p)}{y_{réf}(p)} = \frac{G(p)C(p)}{1 + G(p)C(p)} \quad (\text{III.14})$$

On égale les deux équations (III.13) et (III.14), on obtient :

$$C_{imc}(p) = \frac{C(p)}{1 + G(p)C(p)} \quad (\text{III.15})$$

D'où

$$C(p) = \frac{C_{imc}(p)}{1 - C_{imc}(p)G(p)} \quad (\text{III.16})$$

On doit utiliser les deux équations (III.13) et (III.16) pour la synthèse du contrôleur  $C(p)$  en se basant sur la structure de commande par modèle interne.

### III.4.3 Synthèse de $C(p)$ en utilisant la méthode de commande par modèle interne

Le principe est de calculer la fonction de transfert  $C(p)$  de la structure standard en se basant sur les équations régissant la structure de commande par modèle interne. Cette méthode de synthèse se décompose en trois étapes [YAK 2016].

➤ **Etape (1)** : d'abord il faut décomposer la fonction de transfert  $G_m(p)$  du modèle en deux parties :

$$G_m(p) = G_{m\text{ inv}}(P) \cdot G_{m\text{ noninv}}(p) \quad (\text{III.17})$$

$G_{m\text{ noninv}}(p)$  représente tous les zéros instables et le retard ( $e^{-T_p}$ ), en plus le gain statique doit être égal à 1.  $G_{m\text{ inv}}(P)$  il contient les pôles, c'est cette fonction de transfert qui est utilisée pour la synthèse du contrôleur.

➤ **Etape (2)** : En utilisant de la décomposition de l'étape (1), l'équation (III.13) devient :

$$C_{imc}(p) = \frac{1}{G_{m\text{ inv}}(P)} H(p) \quad (\text{III.18})$$

$H(p)$  est la fonction de transfert qu'on souhaite imposer à la boucle fermée. Si le système est stable,  $H(p)$  s'écrit sous la forme suivante

$$H(p) = \frac{1}{(1+T_f P)^r} \quad (\text{III.19})$$

Où :

$r$  : nombre entier, on le choisit de sorte que le contrôleur obtenu soit causal.

$T_f$  : La constante du temps à imposer à la boucle fermée.

➤ **Etape (3)** : pour le calcul de contrôleur  $C(p)$ , on utilise l'équation (III.16).

Il est à noter que pour le calcul de  $C(p)$ , il faut utiliser la fonction de transfert du système  $G(p)$ , ce n'est pas celle du modèle  $G_m(p)$ .

### III.5 Exemples d'application

Pour illustrer cette méthode de synthèse basée sur le principe de la commande par modèle interne, on prend deux exemples d'applications

#### ✓ Exemple 1 : Système du premier ordre

Soit à contrôler un système dont la fonction de transfert est donnée par :

$$G(p) = \frac{2}{(1+8p)} \quad (\text{III.20})$$

Et soit  $H(p)$  le modèle de référence que l'on souhaite imposer à la boucle fermée.

$$H(p) = \frac{1}{(1+6p)} \quad (\text{III.21})$$

Dans une première partie on utilise la méthode de synthèse directe pour le calcul du contrôleur  $C(p)$ . en utilisant l'équation (III.4), on trouve

$$C(p) = \frac{1+8p}{12p} \quad (\text{III.22})$$

qui est un régulateur PI qui peut être écrit comme suit :

$$C(p) = \frac{k_i}{p} + k_p \quad (\text{III.23})$$

$k_i = 1/12$  gain du régulateur intégral.

$k_p = 2/3$  gain du régulateur proportionnel.

Dans la deuxième partie on utilise la méthode de commande par modèle interne pour le calcul du contrôleur  $C(p)$  dont le modèle de la boucle fermée est celui de l'équation (III.21). en utilisant les équations (III.16) et (III.18), on trouve :

$$C_{imc}(p) = \frac{1+8p}{2(1+6p)} \quad (\text{III.24})$$

Donc :

$$C(p) = \frac{1+8p}{12p} \quad (\text{III.25})$$

On remarque que pour un système de premier ordre, les deux méthodes donnent le même résultat.

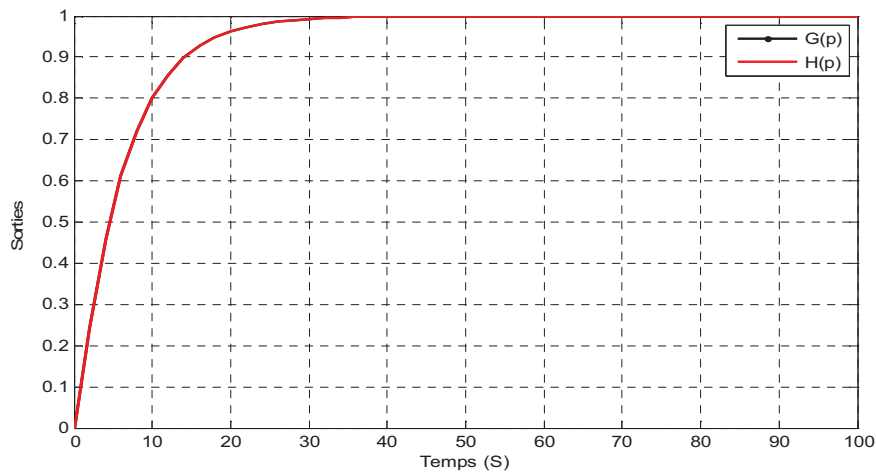


Fig (III.4) : Réponses indicielles du système en boucle fermée et du modèle de référence  $H(p)$ .

Dans la figure (III.4) on remarque que les deux réponses indicielles du système  $G(p)$  et  $H(p)$  sont superposées.

✓ **Exemple 2**

Soit à contrôler un système dont la fonction de transfert est donnée par :

$$G(p) = \frac{2}{(1+p)^{10}} \quad (\text{III.26})$$

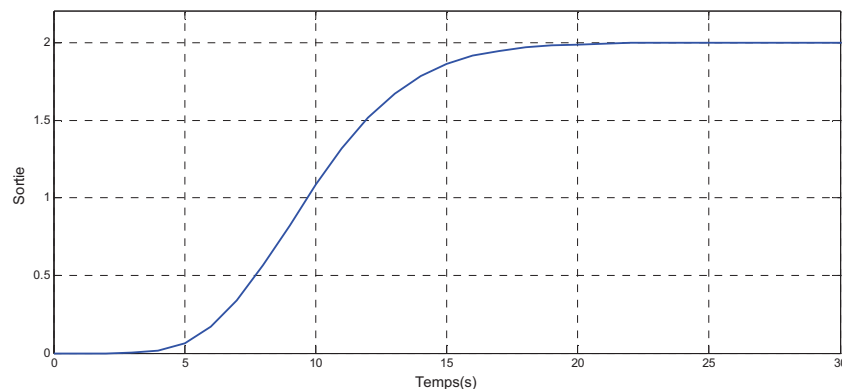


Fig (III.5) : Réponse indicielle du système

D'après la figure (III.5), on remarque que la réponse de ce système à un échelon ressemble à celle d'un système du premier ordre avec un retard. Pour le calcul de contrôleur  $C(p)$ , on doit chercher un modèle  $G_m(p)$  approché de  $G(p)$ . En utilisant les méthodes d'identification on trouve.

$$G_m(p) = \frac{2}{1+8.5p} e^{-3p} \quad (\text{III.27})$$

La figure (III.6) représente les réponses indicielles des modèles  $G_m(p)$  et  $G(p)$ .

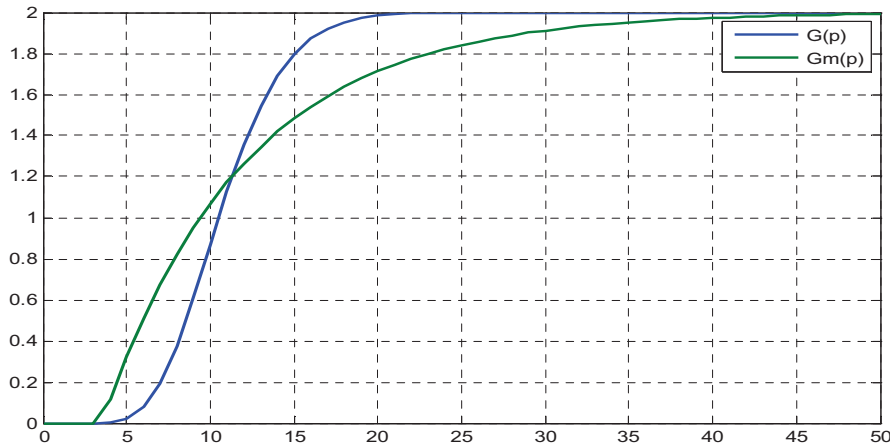


Fig (III.6) : Réponses indicielles des modèles  $G(p)$  et  $G_m(p)$ .

On constate que les deux allures ont le même régime permanent et l'allure de la réponse indicielle du système  $G(p)$  se caractérise par une tangente non nulle. Ce qui donne l'avantage d'utiliser le modèle approximé pour le calcul du contrôleur  $C(p)$ .

### III.6 Synthèse du contrôleur $C(p)$ en utilisant comme modèle de référence un modèle de premier ordre

On souhaite imposer à la boucle fermée le comportement d'un modèle du premier ordre caractérisé par un gain statique unitaire pour garantir une erreur statique nulle et une constante de temps arbitrairement égale à 6.5

$$H(p) = \frac{1}{1+6.5p} e^{-3p} \quad (\text{III.29})$$

On décompose  $G_m(p)$  en deux parties :

$$G_{m \text{ inv}}(p) = \frac{2}{1+8.5p} \quad \text{Et} \quad G_{m \text{ non inv}}(p) = e^{-3p}$$

Après on calcule le contrôleur  $C_{imc}(p)$ . d'après l'équation (III.18), on obtient :

$$C_{imc}(p) = \frac{1+8.5p}{2(1+6.5p)} \quad (\text{III.30})$$

On utilise l'équation (III.16) pour le calcul de  $C(p)$  on obtient :

$$C(p) = \frac{\frac{1+8.5p}{2(1+6.5p)}}{1 - \frac{(1+8.5p) 2e^{-3p}}{2(1+6.5p)(1+8.5p)}} \quad (\text{III.31})$$

$$C(p) = \frac{1+8.5p}{2(1+6.5p-e^{-3p})} \quad (\text{III.32})$$

D'après l'expression de  $C(p)$  (III.32), on constate que son dénominateur contient un élément de retard. Ainsi le contrôleur ne peut pas être implémenté en pratique. Pour rendre ce contrôleur réalisable, on utilise deux approximations pour le terme  $e^{-3p}$  :

➤  $e^{-3p} = (1-3p)$  :

On remplace  $e^{-3p}$  par  $(1-3p)$  dans l'équation (III.32) on obtient

$$C(p) = \frac{1+8.5p}{2(1+6.5p-(1-3p))} = \frac{1+8.5p}{19p} \quad (\text{III.33})$$

On peut écrire l'équation (III.33) sous forme d'un régulateur PI avec :

$$k_p = \frac{8.5}{19} \text{ et } k_i = \frac{1}{19}$$

➤  $e^{-3p} = \frac{1+\theta/p}{1-\theta/p}$  :

On remplace  $e^{-3p}$  par l'expression  $\frac{1+\theta/p}{1-\theta/p}$  dans l'équation (III.32), on obtient :

$$C(p) = \frac{1 + \left(8.5 + \frac{3}{2}\right)p + 8.5 \frac{3}{2} p^2}{2 \left(6.5 + \frac{3}{2}\right)p} \quad (\text{III.34})$$

Qui peut être écrit sous la forme d'un régulateur PID.

$$C(p) = k_p + k_i \frac{1}{p} + k_d p \quad (\text{III.35})$$

Avec :

$$k_p = \frac{T + \frac{3}{2}}{\left(T_c + \frac{3}{2}\right)G_0} \text{ gain proportionnel.}$$

$$k_i = \frac{1}{\left(T_c + \frac{3}{2}\right)G_0} \text{ gain intégral.}$$

$$k_d = \frac{T + \frac{3}{2}}{\left(T_c + \frac{3}{2}\right)G_0} \text{ gain dérivateur.}$$

➤  $e^{-3p}$  sans approximation

L'expression du régulateur est donnée par l'équation (III.36).

$$C(p) = \frac{1}{1 + \frac{1}{6.5p}} \frac{1 + 8.5p}{2(6.5p)} \quad (\text{III.36})$$

On obtient alors un régulateur PI avec un filtre qu'on appelle le prédicteur de Smith, qui peut être écrit sous la forme :

$$C(p) = \frac{1}{1 + \left(\frac{1 - e^{-3p}}{T_c p}\right)} \left( k_p + \frac{k_i}{p} \right) \quad (\text{III.37})$$

Avec :

$k_p = 0.65$  Gain proportionnel.

$k_i = 0.076$  Gain intégral.

Le schéma de simulation de ce contrôleur est illustré par la figure (III.7)

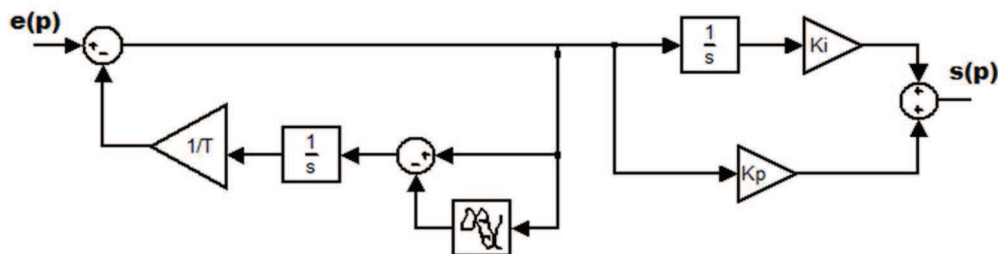


Fig (III.7) : Schéma du contrôleur  $C(p)$  avec prédicteur de Smith

On présente dans la figure (III.8) les résultats de simulation du modèle de référence, du système réel et du système approximé.

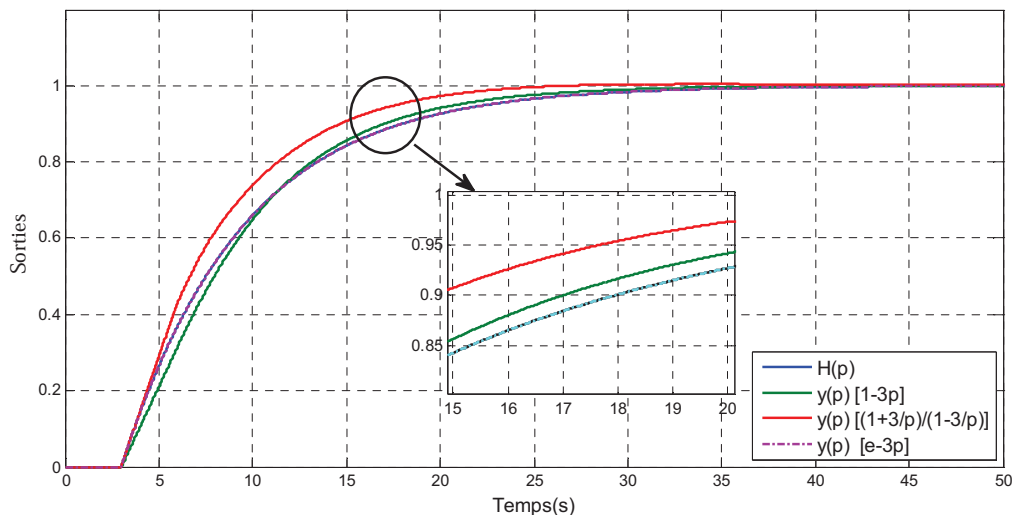


Fig (III.8) : Réponses des sorties du système réel, système approximé et du modèle de référence.

La figure (III.8), montre l'évolution de la sortie du système en utilisant les deux méthodes d'approximation et la méthode basée sur le prédicteur de Smith pour l'implémentation de contrôleur  $C(p)$ . On constate que les trois méthodes donnent de bons résultats, mais la méthode basée sur le prédicteur de Smith est la plus performante. Néanmoins, la réalisation de contrôleur  $C(p)$  basée sur le prédicteur de Smith est difficile. On remarque que la première méthode d'approximation donne de bons résultats par rapport à la deuxième méthode.

### III.7 Synthèse des régulateurs fractionnaires

Dans la synthèse des régulateurs classiques, on cherche toujours à atteindre les objectifs souhaités : la stabilité, précision et rapidité. Pour cela on doit concevoir un contrôleur adéquat. Dans le cas où les paramètres du système à commander changent à cause d'une perturbation ou d'un vieillissement non prévu, ce contrôleur ne peut pas assurer ces objectifs car il ne tient pas compte de changement de système. Pour contourner ce problème on est amené à utiliser la synthèse des régulateurs fractionnaires connus par la robustesse vis-à-vis des perturbations de système.

### III.7.1 Simulation des régulateurs fractionnaires

Il existe deux approches possibles de l'opérateur de dérivation ou d'intégration non entier pour la simulation des systèmes fractionnaires :

➤ La première approximation consiste à remplacer directement l'opérateur de dérivation ou d'intégration non entier par une approximation numérique [Carlson, Euler...]. Cette approche prend un temps de calcul très long.

➤ La deuxième approximation consiste à remplacer l'opérateur de dérivation ou d'intégration non entier qui est de dimension non finie par un modèle rationnel de dimension finie dans une bande de fréquence donnée, et cela est réalisé en utilisant un ensemble de cellules élémentaires du premier ordre [TIT 2017].

L'approximation d'OUSTALOUP appelée aussi approximation CRONE (commande robuste d'ordre non entier), est une approche pour la simulation des systèmes fractionnaires, dont on va donner plus de détail dans ce qui suit.

### III.7.2 Fonction idéale de Bode

Le premier signe de l'existence de la notion de la commande d'ordre fractionnaire est introduit par Bode en 1945 [Fer 2016]. Bode a donné une conception robuste vis-à-vis des variations paramétriques de système ou des incertitudes. Il a proposé l'intégrateur d'ordre fractionnaire comme fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) qui est appelé aujourd'hui la fonction idéale de Bode.

La fonction de transfert idéale de Bode est donnée par :

$$FTBO(p) = \left(\frac{\omega_c}{p}\right)^{\alpha+1} = \frac{1}{\tau_c p^{\alpha+1}} \quad (\text{III.38})$$

Où :

$\omega_c$  : Fréquence de coupure ( $\omega_c = \frac{1}{\tau_c^{-(\alpha+1)}}$ ).

$(\alpha + 1)$ : Correspond à la pente de la caractéristique idéale du gain.

En boucle fermée, le système suit le même comportement qu'un système du second ordre faiblement amorti. La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) est la suivante :

$$FTBF(p) = \frac{FTBO(p)}{1 + FTBO(p)} = \frac{1}{1 + \tau_c p^{\alpha+1}} \quad (\text{III.39})$$

La figures (III.9) et (III.10) illustrent le diagramme de Bode et la réponse indicielle respectivement pour  $\alpha=0.5$  et pour trois valeurs de  $\tau_c$ .

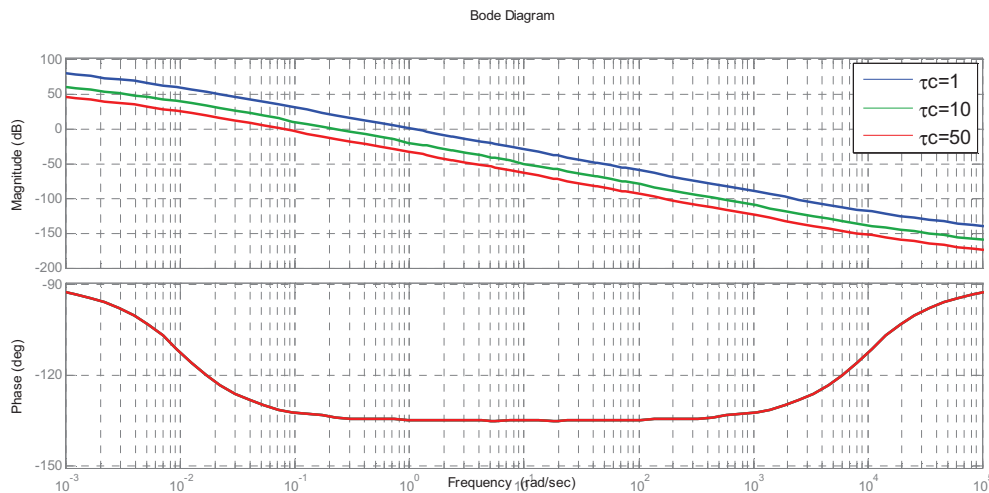


Fig (III.9) : Diagramme de Bode de la fonction idéale de Bode pour  $\alpha=0.5$  et différentes valeurs de  $\tau_c$ .

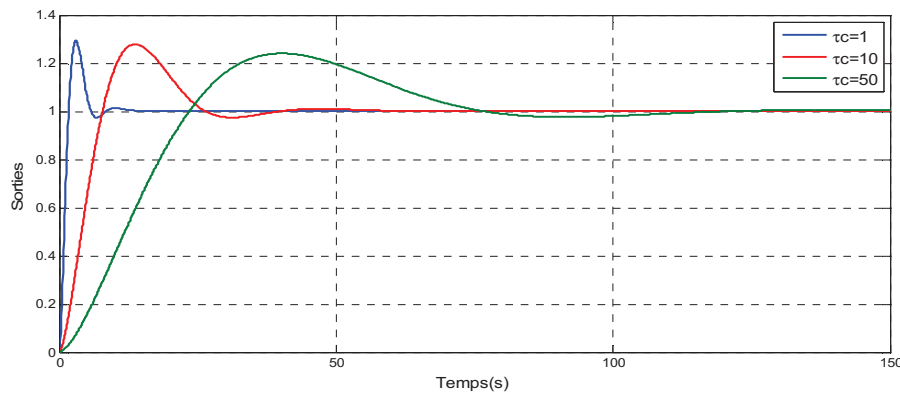


Fig (III.10) : Réponse indicielle de la FTBF pour  $\alpha=0.5$  et différentes valeurs de  $\tau_c$ .

D'après les figures (III.9) et (III.10) on constate que pour  $\alpha=0.5$ , la marge de phase vaut  $\phi_m = 45^\circ$ . Cette dernière et le dépassement de la réponse indicielle de la FTBF restent constant même si les valeurs de  $\tau_c$  changent. Ce qui permet d'avoir un système en boucle fermé robuste.

La figures (III.11) et (III.12) illustrent le diagramme de Bode et la réponse indicielle respectivement pour  $\tau_c = 1$  et pour trois valeurs de  $\alpha$ .

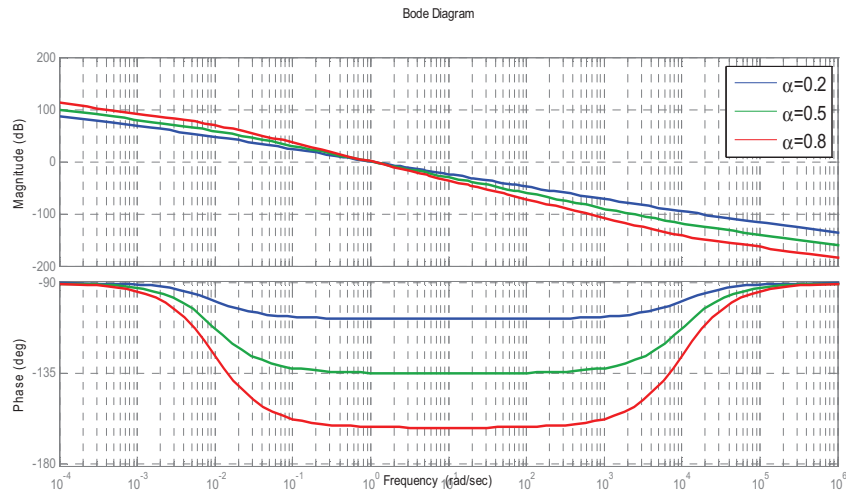


Fig (III.11) : Diagramme de Bode pour  $\tau_c = 1$  et différentes valeurs de  $\alpha$ .

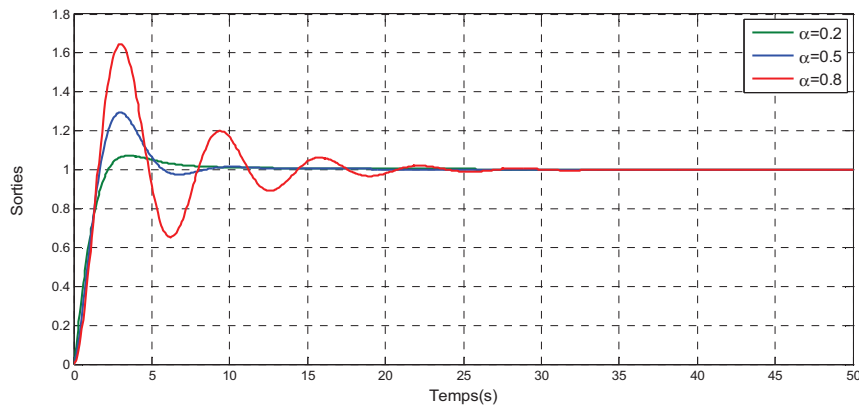


Fig (III.12) : Réponse indicielle de la FTBF pour  $\tau_c = 1$  et différentes valeurs de  $\alpha$ .

D'après le figure (III.11) on remarque que la variation de la valeur de  $\alpha$  engendre la variation de marge de phase et une seule valeur de  $\omega_c$ . Pour  $\alpha = 0.2$  la marge de phase vaut  $\phi_m = 72$ , et  $\phi_m = 45$  pour  $\alpha = 0.5$ . La marge de phase vaut  $\phi_m = 18$  pour  $\alpha = 0$ .

La figure (III.12) montre que la robustesse et la rapidité du système en boucle fermé dépendent de la valeur de  $\alpha$  et de la marge de phase du système en boucle ouverte, et pour  $\alpha = 0.5$  le système rentre dans un compromis entre la stabilité et la rapidité.

Pour conclure, lorsque la valeur de  $\alpha$  est proche de 1, le système atteint sa limite de stabilité, et lorsque la valeur de  $\alpha$  est proche de 0, la marge de phase  $\phi_m$  augmente jusqu'à  $90^\circ$ .

### III.8 Exemples d'applications

Afin d'illustrer l'efficacité de contrôleur fractionnaire qui est basé sur la méthode de commande par modèle interne on choisit un système de premier ordre avec un modèle de référence fractionnaire  $H_f(p)$  pour le premier cas, et un modèle de référence du second ordre  $H_e(p)$  de telle sorte que sa réponse indicielle soit la plus proche possible de celle de  $H_f(p)$  pour le deuxième cas.

➤ Système de premier ordre avec un modèle de référence fractionnaire.

Soit à contrôler un système  $G(p)$ , dont la fonction de transfert est :

$$G(p) = \frac{2}{1+10p} \quad (\text{III.40})$$

On souhaite obtenir un modèle de référence  $H_f(p)$  caractérisé par la propriété fractionnaire  $\alpha = 0.5$  et un gain statique égale à 1 avec une constante de temps égale à 7.

$$H_f(p) = \frac{1}{1+7p^{\alpha+1}} \quad (\text{III.41})$$

On utilise l'équation (III.18) on trouve  $C_{imc}(p)$  égale à

$$C_{imc}(p) = \frac{1+10p}{2(1+7p^{\alpha+1})} \quad (\text{III.42})$$

D'après l'expression (III.16) on trouve  $C(p)$  égale à

$$C(p) = \frac{1+10p}{14p^{\alpha+1}} \quad (\text{III.43})$$

Le contrôleur  $C(p)$  trouvé peut s'écrire sous la forme d'un régulateur PI et d'un filtre fractionnaire.

$$C(p) = \frac{1}{p^\alpha} \left[ \frac{K_i}{p} + K_p \right] \quad (\text{III.44})$$

Où :

$K_p = 0.714$  gain de régulateur proportionnel.

$K_i = 0.071$  gain de régulateur intégral.

- Système de premier ordre avec un modèle de référence du second ordre.

Soit à contrôler le même système de l'équation (III.40). Mais cette fois, avec un modèle de référence  $H_e(p)$  du second ordre montré par l'équation (III.45).

Avec : Le coefficient d'amortissement  $z=0.375$  et la pulsation non amortie  $w_n=0.37$ .

$$H_e(p) = \frac{w_n^2}{p^2 + 2zw_n p + w_n^2} \quad (\text{III.45})$$

D'après l'équation (III.18), on trouve  $C_{imc}(p)$  égale à

$$C_{imc}(p) = \frac{1 + 10p}{2} \frac{w_n^2}{p^2 + 2z w_n p + w_n^2} \quad (\text{III.46})$$

En se basant sur l'équation (III.16), on trouve :

$$C(p) = \frac{(1 + TP)w_n^2}{G_0[p^2 + 2z w_n p]} \quad (\text{III.47})$$

L'expression de contrôleur trouvée se compose d'un régulateur PI et d'un filtre.

$$C(p) = \frac{1}{1 + T_f p} [K_i \frac{1}{p} + K_p] \quad (\text{III.48})$$

Où

$K_p = \frac{T w_n}{2zG_0}$  Gain du régulateur proportionnel.

$K_i = \frac{w_n}{2zG_0}$  Gain du régulateur intégral.

$T_f = \frac{1}{2zw_n}$  constante du temps de filtre.

Avec :

$T = 10$  ; constante du temps du système

$G_0 = 2$  ; gain statique du système

La figure (III.16) illustre les résultats de simulation de la réponse indicielle du système  $G(p)$  et de modèle de référence  $H_f(p)$  et  $H_e(p)$ .

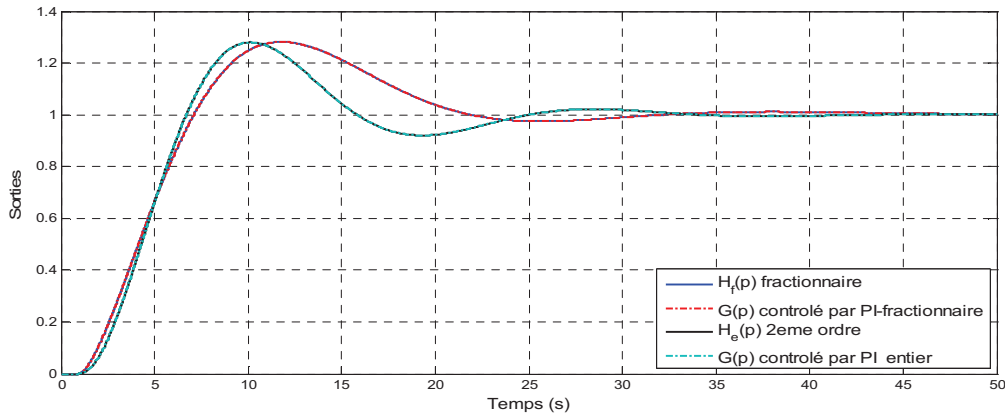


Fig (III.13) : Réponses indicieuses des sorties du système  $G(p)$ ,  $H_f(p)$  et  $H_e(p)$ .

D'après la figure (III.13), on remarque que la sortie du système a bien suivi le modèle de référence souhaité pour les deux cas, ce qui veut dire que les trois objectifs : stabilité, précision et rapidité sont atteints grâce au contrôleur fractionnaire et au contrôleur PI entier.

### III.9 Comparaison entre le régulateur PI fractionnaire et le régulateur PI entier

En se basant sur les deux équations (III.44) et (III.48), la réponse indicieuse des deux contrôleurs fractionnaire et entier est illustrée par la figure (III.14).

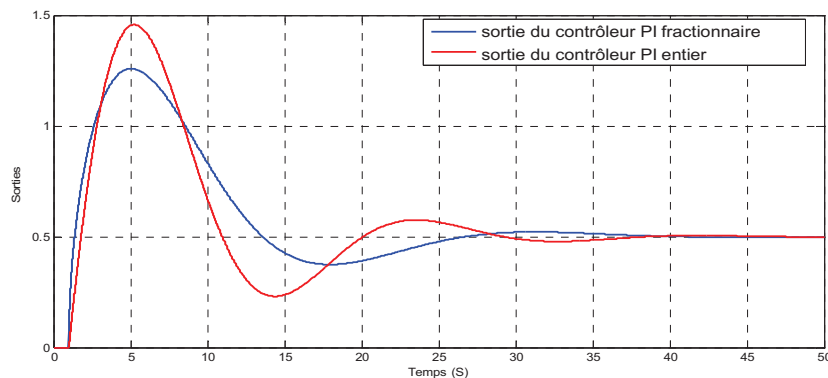


Fig (III.14) : Réponses indicieuses des sorties du contrôleur fractionnaire et du contrôleur entier.

Afin de comparer la robustesse des deux contrôleurs PI fractionnaire (III.44) et PI entier (III.48), on doit effectuer les tests suivants :

- ✓ Changement des paramètres
- ✓ Implémentation de bruit

## ✓ Injection d'une perturbation

La figure (III.15) montre les réponses indicielles obtenues après les tests.

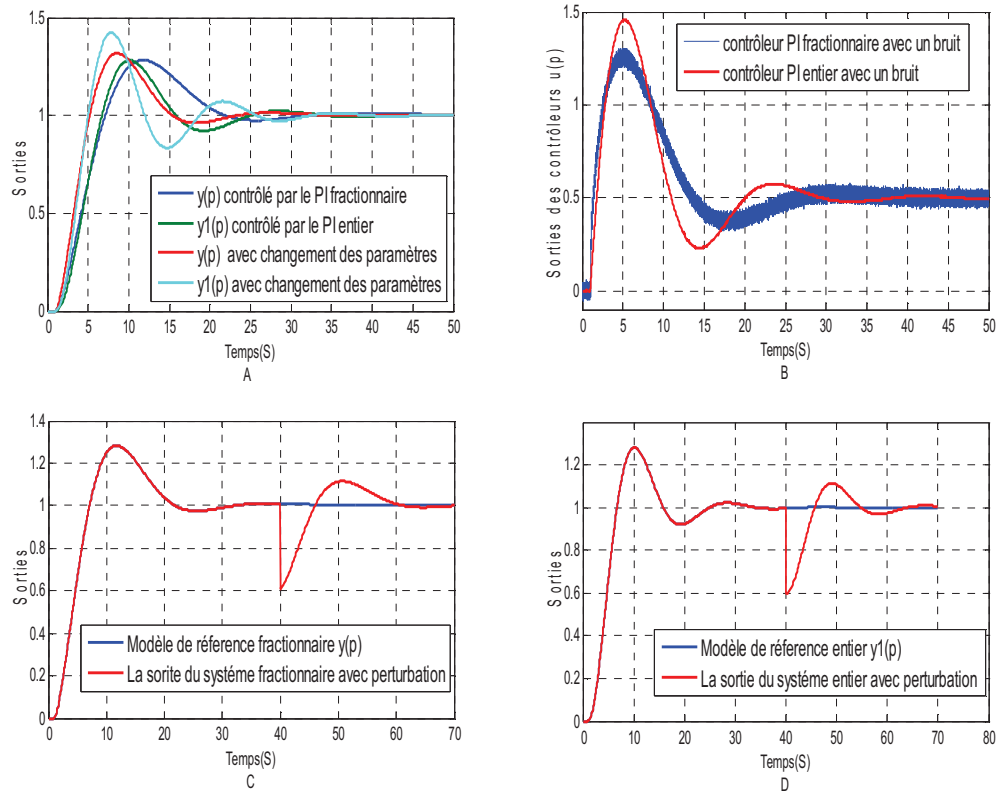


Fig (III.15) : Réponses des deux contrôleurs fractionnaire et entier après effectuation des tests

La figure (III.15.A) montre qu'un changement des paramètres du système  $G(p)$  influence sur la sortie  $y1(p)$  dont on trouve un dépassement et un temps de réponse important.

Cependant, l'influence de changement des paramètres sur la sortie  $y(p)$  est presque négligeable. Donc le contrôleur PI fractionnaire réagit mieux au changement des paramètres par rapport au contrôleur PI entier. Contrairement, la figure (III.15.B) montre que le PI entier moins sensible au bruit par rapport au PI fractionnaire.

Dans les figures (III.15.C) et (III.15.D), on injecte une perturbation à ( $t= 40s$ ) et on constate que les deux contrôleurs réagissent de la même manière à la perturbation.

Le tableau suivant récapitule les résultats obtenus de la comparaison des deux contrôleurs PI entier et PI fractionnaire. On note par : (+ ; Bon. – ; Médiocre).

Performance	Dépassement (%)	Temps de réponse (s)	Bruit	perturbation	Changement de paramètre
Contrôleur entier	21.68	22	+	+	-
Contrôleur fractionnaire	21.65	19.53	-	+	+

Tableau (III.1) : comparaison entre le PI fractionnaire et PI entier

### III.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu général sur la commande par modèle interne. Dans un premier temps, nous avons rappelé la méthode de synthèse directe et sa structure de base. Par la suite, nous avons présenté la synthèse des régulateurs de la commande par modèle interne, dont, nous avons donné la procédure de synthèse du régulateur IMC.

Dans un deuxième temps, la synthèse des régulateurs fractionnaires est faite, en effet, la commande non entière se base sur la fonction idéale de Bode. A la fin de ce chapitre, nous avons fait une comparaison entre les régulateurs PI entiers et PI fractionnaires.

## IV.1 Introduction

Comme nous l'avons annoncé dans l'introduction, ce chapitre est dédié la comparaison des performances du régulateur PI fractionnaire et le régulateur PI entier. Dans la première partie, de ce chapitre nous évoquons une stratégie de commande de la turbine pour extraire le maximum de puissance, puis on a effectué des simulations sous MATLAB\SIMULINK. La deuxième partie est consacrée à la commande vectorielle directe et indirecte de la GADA par un contrôleur PI fractionnaire et un contrôleur PI entier. L'objectif de la comparaison entre ces deux types de régulateurs est d'élaborer un régulateur robuste capable de satisfaire les exigences de robustesse du cahier des charges.

## IV.2 Commande de la turbine seul

### IV.2.1 Essai du fonctionnement en MPPT

La MPPT (Maximum Power Point Tracking) est une méthode de contrôle très fiable, robuste et simple à implanter. Elle consiste à déterminer la vitesse de la turbine qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée.

Pour avoir un coefficient de puissance maximale,  $C_{pmax}$ , il faut déterminer la valeur optimale du rapport de vitesse  $\lambda_{opt}$ , et l'angle de calage  $\beta$ . Dans notre cas on fixe  $\beta = 2^\circ$  et  $\lambda_{opt}$  est obtenu par la régulation de la vitesse.

### IV.2.2 Synthèse des régulateurs

Pour calculer le régulateur de vitesse, en se basant sur les équations (II.4), (II.5) et (II.6) citées dans le deuxième chapitre. On considère le schéma bloc du modèle mécanique de la turbine, donné par la figue (IV.1). Dans ce modèle, on considère que le couple mécanique  $C_m$  est une perturbation qu'on peut négliger lors de la synthèse des contrôleurs.

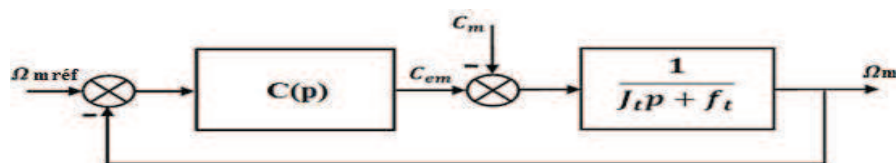


Fig (IV.1) : Schéma bloc de commande de la turbine

La fonction de transfert du système à commander est de premier ordre. Elle est donnée par :

$$G(p) = \frac{1}{J_t p + f_t} \quad (IV.1)$$

Avec :

$J_t = 4.68 \text{ Kg.m}^2$  et  $f_t = 0.012 \text{ N}$  représentent l'inertie de la turbine et les frottements visqueux de la turbine respectivement.

On peut l'écrire sous la forme :

$$G(p) = \frac{G_0}{1 + Tp} \quad (\text{IV.2})$$

Avec :

$$G_0 = \frac{1}{f_t} = 83.33 \text{ et } T = \frac{J_t}{f_t} = 390 \text{ s}$$

#### ➤ Synthèse de régulateur PI fractionnaire

Pour la synthèse du régulateur PI fractionnaire, on choisit le modèle de référence  $H_f(p)$  donné par l'équation (IV.3) :

$$H_f(p) = \frac{1}{1 + T_r p^{\alpha+1}} \quad (\text{IV.3})$$

On fixe la constante de temps à  $T_r = 0.001$  et l'ordre non entier à  $\alpha = 0.5$

En utilisant la méthode de commande par modèle interne en utilisant les équations (III.16) et (III.18), on trouve un régulateur PI en cascade avec un filtre fractionnaire donné par.

$$C(p) = \frac{1}{p^\alpha} \left[ k_p + \frac{k_i}{p} \right] \quad (\text{IV.4})$$

Avec :

$$k_i = \frac{1}{G_0 T_r} = 3.0755$$

$$k_p = \frac{T}{G_0 T_r} = 1200$$

#### ➤ Synthèse du régulateur PI entier

Afin de synthétiser le contrôleur PI entier, le modèle de référence de la boucle fermée doit être lui aussi d'ordre entier. Pour ce faire nous avons choisi  $H_e(p)$  (équation IV.5) de telle sorte que sa réponse indicielle soit proche de celle de  $H_f(p)$  l'équation (IV.3)

$$H_e(p) = \frac{w_n^2}{p^2 + 2zw_n p + w_n^2} \quad (\text{IV.5})$$

Après le calcul des paramètres de  $H_e(p)$ , on trouve le coefficient d'amortissement  $z = 0.525$  et la pulsation non amortie  $w_n = 120$ .

En se basant sur les équations du chapitre trois (III.16) et (III.18), on obtient :

$$C(p) = \frac{1}{1+T_f p} \left[ k_p + \frac{k_i}{p} \right] \quad (\text{IV.6})$$

Le régulateur obtenu est un régulateur proportionnel intégral en cascade avec un filtre de premier ordre.

Avec :

$$k_p = \frac{T w_n}{2 z G_0} = 579.71$$

$$k_i = \frac{w_n}{2 z G_0} = 1.48$$

$$T_f = \frac{1}{2 z w_n} = 0.0073$$

### IV.2.3 Résultats de simulation de la turbine seule

L'objectif de cette partie est d'appliquer chacun des deux régulateurs calculés précédemment à la turbine seule sous l'environnement *MATLAB/SIMULINK*.

La turbine est soumise à un vent dont le profil est celui de la figure (IV.2). Les résultats obtenus sont illustrés sur les figures (IV.3) à (IV.7).

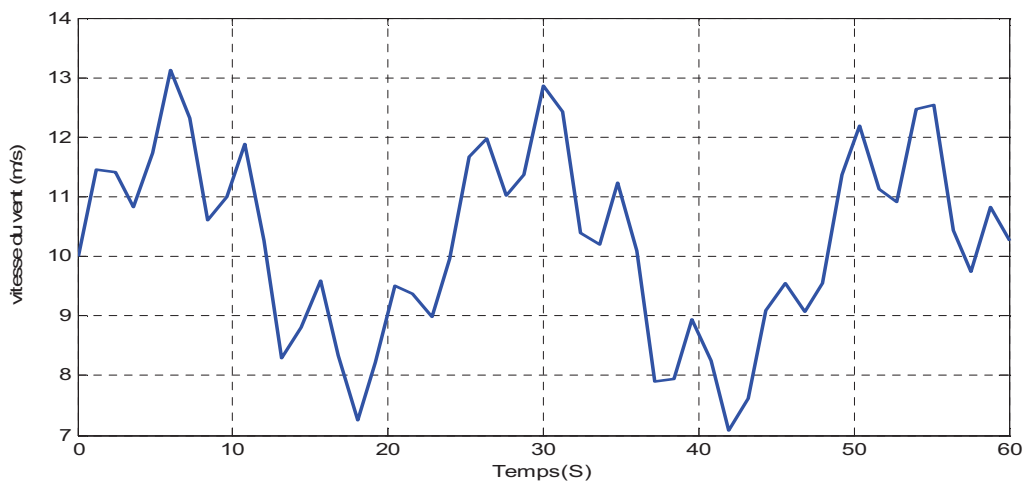


Fig (IV.2) : Profil de la vitesse du vent

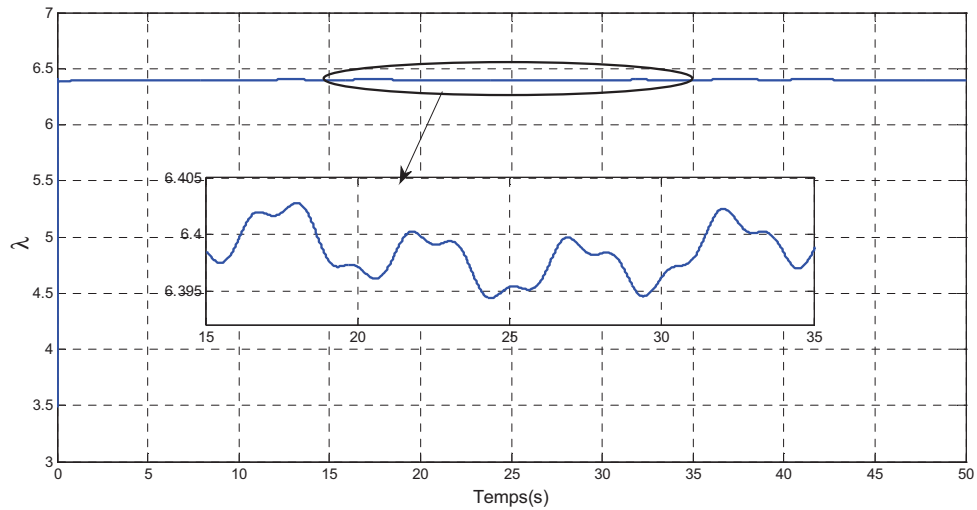
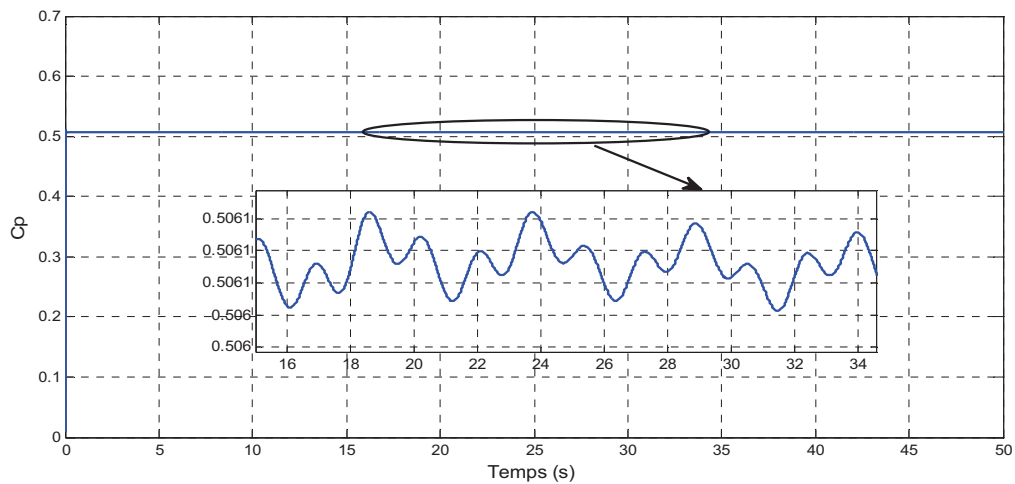
Fig (IV.3) : Coefficient  $\lambda$ 

Fig (IV.4) : Allure du coefficient de puissance.

D'après les figures (IV.2), (IV.3) et (IV.4) on remarque que les valeurs du coefficient de puissance  $C_p$  et le rapport de vitesse  $\lambda$  sont quasiment maintenus sur toute la plage de vitesse. On constate aussi que pour extraire le maximum de puissance il faut garantir un coefficient de puissance maximal. Pour trouver un  $C_p$  maximal, il faut ajuster le rapport de vitesse  $\lambda_{opt}$  à sa valeur maximale.

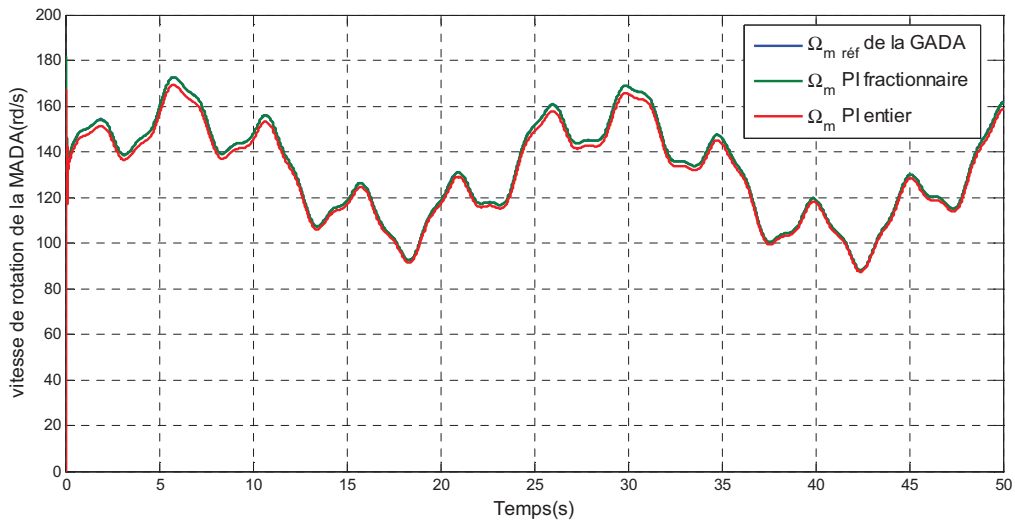


Fig (IV.5) : Vitesse de rotation de l'arbre rapide

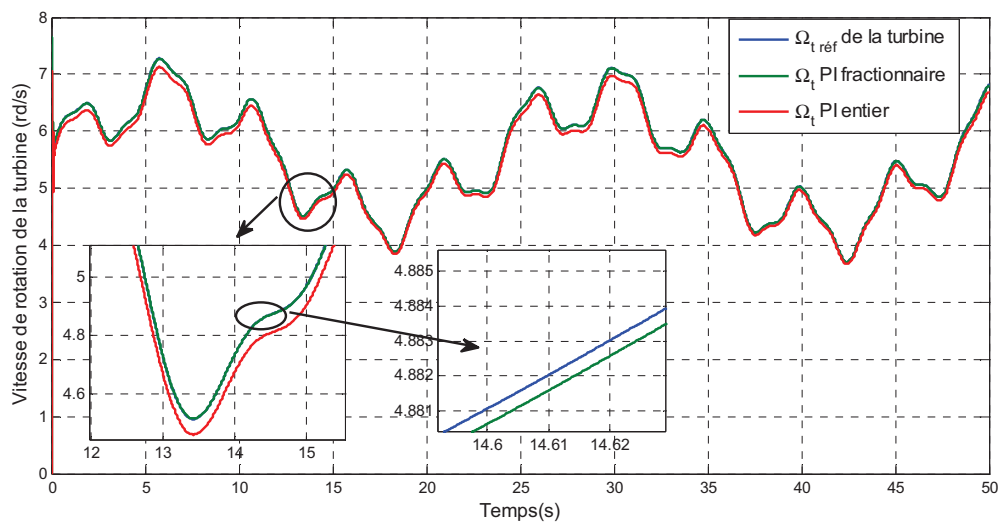


Fig (IV.6) : Vitesse de rotation de l'arbre lent

D'après les figures (IV.5) et (IV.6) on constate que la vitesse de rotation de l'arbre rapide ainsi que de l'arbre lent, sont asservis à leurs grandeurs de référence  $\Omega_{réf}$ , néanmoins, le résultat obtenu avec le régulateur PI entier n'est pas aussi bon que celui de régulateur PI fractionnaire.

### IV.3 Commande de la GADA seule

Dans ce qui suit, on présente la commande vectorielle directe et indirecte effectuée sur la GADA. Pour ces deux types de commandes on applique un contrôleur PI fractionnaire et un contrôleur PI entier.

La figure (IV.7) montre le schéma synoptique de la commande de la génératrice asynchrone à double alimentation, où  $V_{dr}$ ,  $V_{br}$  et  $V_{cr}$  sont les grandeurs de commande,  $P_{smes}$  et  $Q_{smes}$  sont les grandeurs désirées.

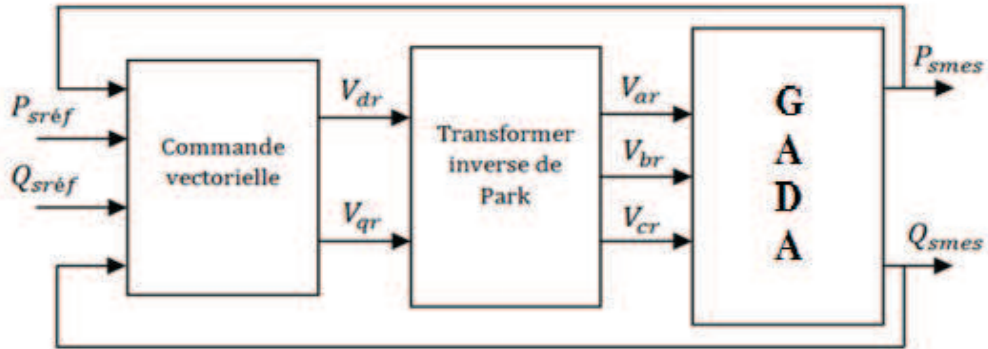


Fig (IV.7) : Schéma synoptique de commande de la GADA

### IV.3.1 Synthèse du régulateur avec la commande vectorielle directe

Pour comparer les performances du régulateur PI fractionnaire et du régulateur PI entier, intégrés à la commande vectorielle et appliquée à la GADA, une étude par simulation numérique sous l'environnement MATLAB a été également réalisée. La figure (IV.8) montre le schéma simplifié de la commande vectorielle directe.

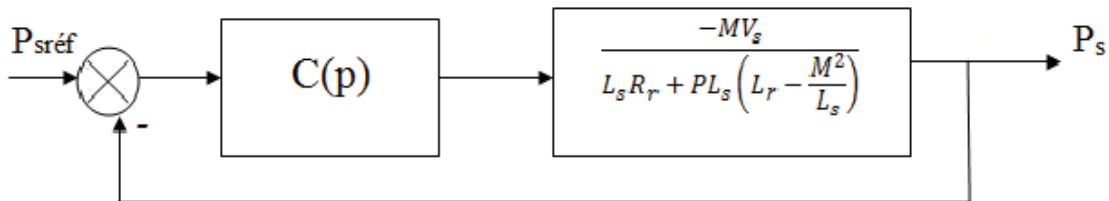


Fig (IV.8) : Bloc simplifié de la commande vectorielle directe.

La fonction de transfert qui lie la puissance active statorique  $P_s$  à la tension rotorique en quadrature  $V_{qr}$ , est similaire à la fonction de transfert qui lie la puissance réactive statorique  $Q_s$  à la tension rotorique direct  $V_{dr}$ , donc le calcul d'un seul régulateur suffit.

Les expressions des fonctions de transfert,  $\frac{P_s}{V_{qr}}$  et  $\frac{Q_s}{V_{dr}}$  sont respectivement donnés par :

$$\frac{P_s}{V_{qr}} = \frac{Q_s}{V_{dr}} = \frac{-MV_s}{L_s \left( R_s + p \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \right)} = G(p) = \frac{G_0}{1 + Tp} \quad (IV.7)$$

Avec :

$G_0$  et  $T$  représentent le gain statique du système et la constante de temps respectivement égaux à :

$$G_0 = \frac{MV_s}{L_s R_r}, \quad T = \frac{\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)}{R_r}$$

Soit à contrôler le système de l'équation (IV.7) avec  $H_f(p)$  la fonction de modèle de référence fractionnaire.

$$H_f(p) = \frac{1}{1 + T_c p^{\alpha+1}} = \frac{P_s}{P_{s \text{ réf}}} = \frac{Q_s}{Q_{s \text{ réf}}} \quad (\text{IV.8})$$

Avec :

$T_c$  est la constante du temps de  $H_f(p)$ , on la fixe à la valeur de  $5.10^{-3}$  s et  $\alpha = 0.1$  pour que le dépassement de la réponse indicielle de  $H_f(p)$  ne soit pas très important sachant que  $0 < \alpha < 1$ .

On utilise la méthode de commande par modèle interne pour déterminer les différents paramètres du régulateur on obtient :

$$C(p) = \frac{1 + Tp}{G_0 T_c p^{\alpha+1}} \quad (\text{IV.9})$$

C'est un régulateur PI en cascade avec un filtre fractionnaire qui peut donc être écrit comme suit :

$$C(p) = \frac{1}{p^\alpha} \left[ k_p + \frac{k_i}{p} \right] \quad (\text{IV.10})$$

Avec

$$k_p = \frac{T}{G_0 T_c} = -0.0025$$

$$k_i = \frac{1}{G_0 T_c} = -0.1832$$

• Soit à contrôler le même système de l'équation (IV.7). Mais cette fois, on souhaite obtenir un modèle de référence  $H_e(p)$  du second ordre (IV.11) qui présente les mêmes caractéristiques que le modèle de référence fractionnaire de l'équation (IV.8).

$$H_e(p) = \frac{w_n^2}{p^2 + 2z w_n p + w_n^2} \quad (\text{IV.11})$$

A partir de la figure (IV.9), on obtient le coefficient d'amortissement  $z=0.775$  et une pulsation non amortie  $w_n=140$ .

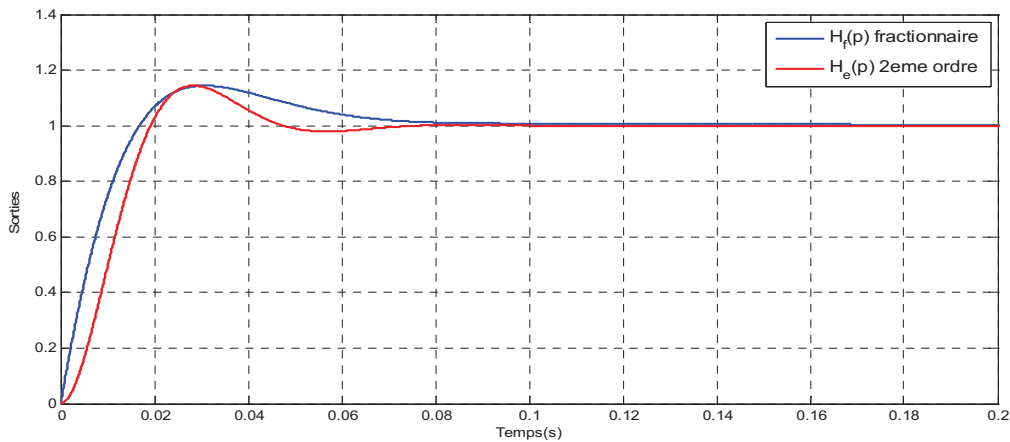


Fig (IV.9) Réponse indicielle de  $H_f(p)$  et de  $H_e(p)$

On utilise la même méthode qu'on a utilisée avec le régulateur PI fractionnaire, on obtient :

$$C(p) = \frac{(1 + Tp)w_n^2}{G_0(p^2 + 2zw_np)} \quad (IV.12)$$

Qui est un régulateur PI entier en cascade avec un filtre de premier ordre qui peut donc être écrit comme suit :

$$C(p) = \frac{1}{1 + T_f p} \left[ k_p + \frac{k_i}{p} \right] \quad (IV.13)$$

Avec :

$$k_p = \frac{T w_n}{2z G_0} = -0.0011$$

$$k_i = \frac{w_n}{2z G_0} = -0.827$$

$$T_f = \frac{1}{2z w_n} = 0.0046$$

### IV.3.2 Synthèse de régulateur avec la commande vectorielle indirecte

La commande vectorielle indirecte consiste à tenir compte des termes de couplages et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles de régulations l'une pour contrôler les puissances et l'autre pour contrôler les courants rotoriques. L'intérêt de cette structure est de protéger la génératrice contre les pics du courant. La figure (IV.10) montre le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte.

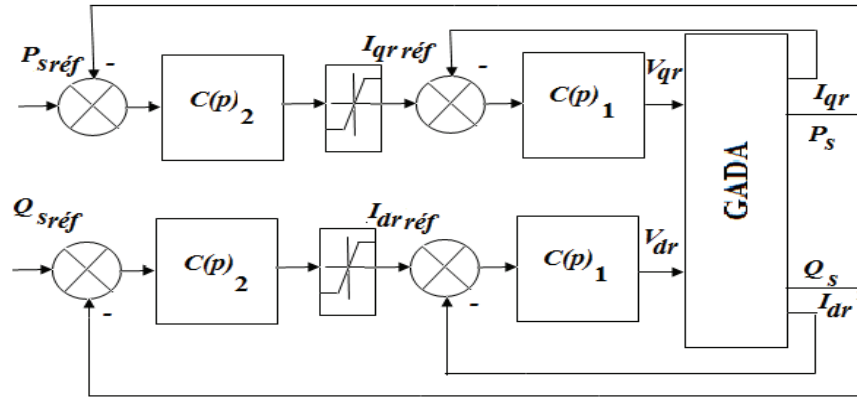


Fig (IV.10) : Schéma bloc de la commande indirecte

La figure (IV.11) montre une partie de notre système avec deux boucles, une boucle interne pour la commande des courants et une boucle externe pour la commande des puissances.

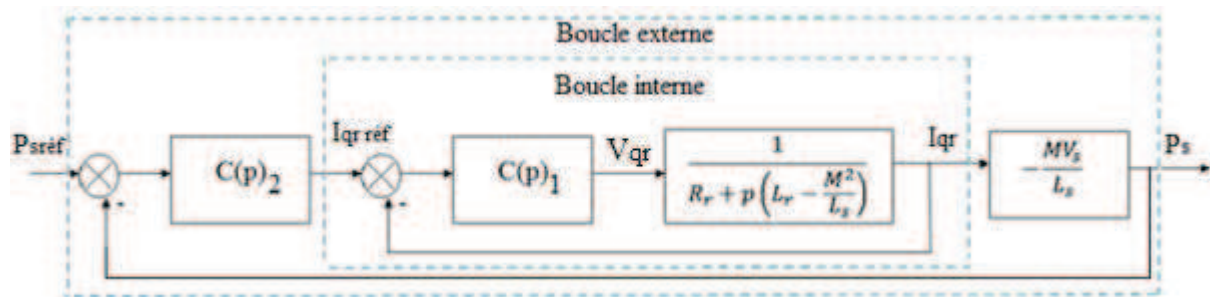


Fig (IV.11) : Bloc simplifié de la commande vectorielle indirecte

➤ **Synthèse du régulateur PI fractionnaire pour la boucle interne**

La fonction de transfert de la boucle interne du système est donnée par

$$G_1(p) = \frac{G_0}{1 + Tp} \tag{IV.14}$$

Elle est caractérisée par un gain statique et une constante du temps respectivement

égaux à  $G_0 = \frac{1}{R_r}$  ,  $T = \frac{(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{R_r}$

soit  $H_1(p)$  la fonction que l'on souhaite imposer à la boucle interne.

$$H_1(p) = \frac{1}{1 + T_{c1} p^{\alpha+1}} = \frac{I_{qr}}{I_{qr\text{ réf}}} = \frac{I_{dr}}{I_{dr\text{ réf}}} \tag{IV.15}$$

Avec  $T_{c1}$  la constante du temps de la fonction de référence que l'on fixe à la valeur  $10^{-3}$ s et  $\alpha = 0.4$

En utilisant la méthode de commande par modèle interne présentée dans le chapitre trois, équations (III.16) et (III.18) pour déterminer les différents paramètres du régulateur, on obtient :

$$C_1(p) = \frac{1}{p^\alpha} \left[ k_p + \frac{k_i}{p} \right] \quad (\text{IV.16})$$

Avec

$$k_p = \frac{T}{G_0 T_{c1}} = 2.2025$$

$$k_i = \frac{1}{G_0 T_{c1}} = 164$$

### ➤ Synthèse du régulateur PI fractionnaire pour la boucle externe

Pour la boucle externe des puissances, la fonction de transfert est donnée par l'équation (IV.17).

$$G_2(p) = H_1(p) \frac{-MV_s}{L_s} = \frac{G_1}{1 + T_{c1} p^{\alpha+1}} \quad (\text{IV.17})$$

Avec  $G_1$  le gain statique de la fonction de transfert de la boucle externe du système égal à  $\frac{-MV_s}{L_s}$

soit  $H_2(p)$  la fonction que l'on souhaite imposer à la boucle externe des puissances.

$$H_2(p) = \frac{1}{1 + T_{c2} p^{\alpha+1}} = \frac{P_s}{P_{s \text{ réf}}} = \frac{Q_s}{Q_{s \text{ réf}}} \quad (\text{IV.18})$$

Avec  $T_{c2}$  la constante du temps de la fonction de référence que l'on fixe à la valeur  $5.10^{-3}$ s et  $\alpha = 0.4$

Pour le calcul des différents paramètres du régulateur, on utilise la méthode de commande par modèle interne, on obtient un régulateur PI d'ordre non entier.

$$C_2(p) = \left[ k_p + \frac{k_i}{p^{\alpha+1}} \right] \quad (\text{IV.19})$$

Avec

$$k_p = \frac{-T_{c1} L_s}{MV_s T_{c2}} = -0.0011$$

$$k_i = \frac{-L_s}{MV_s T_{c2}} = -1.1169$$

### IV.3.3 Résultats de simulation de la GADA seule

Afin d'analyser les performances de la stratégie de commande vectorielle directe et indirecte, nous allons effectuer trois essais : un essai à vitesse fixe, un essai à vitesse variable et un test de robustesse.

✓ **Essai à vitesse fixe**

Afin de tester la poursuite de la GADA, ce premier essai consiste à appliquer aux entrées de référence des échelons de puissance active et réactive d'amplitudes variables, alors que la machine est entraînée à vitesse fixe de 1050 tr/min.

• **Premier test**

Ce test consiste à appliquer un échelon de puissance active  $P_{s\_réf}$  d'amplitude variable de  $-1000W$ ,  $-7000W$  et  $-1000W$  respectivement entre les intervalles de temps  $[0, 1]$   $[1,2]$   $[2,3]$  et un échelon de puissance réactive  $Q_{s\_réf}$  nul.

Les résultats de simulation sont illustrés dans les figures (IV.12) et (IV.13).

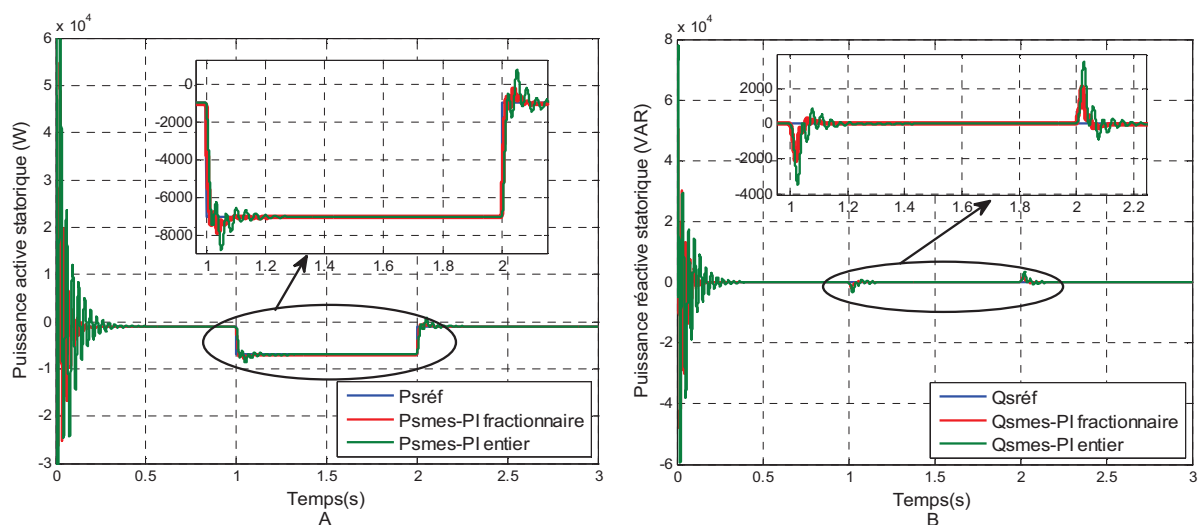


Fig (IV.12) : Suivi de consigne de puissance active et réactive statorique avec la commande directe ( $P_{s\_réf}$  variable,  $Q_{s\_réf}$  nulle)

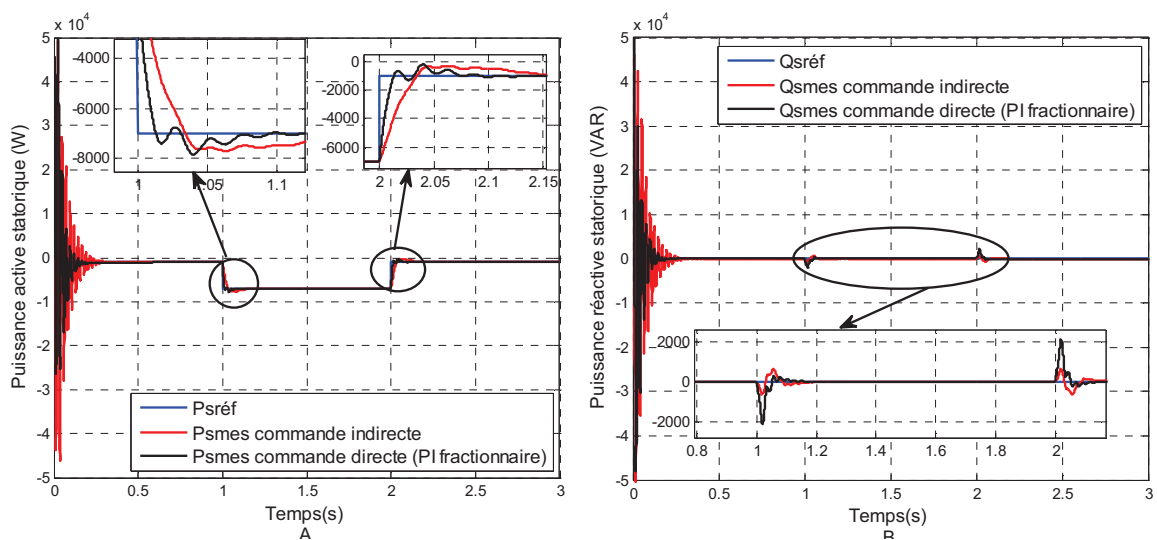


Fig (IV.13) : Suivi de consigne de puissance active et réactive statorique avec la commande indirecte ( $P_{s\_réf}$  variable,  $Q_{s\_réf}$  nulle)

• **Deuxième test**

Ce test consiste à appliquer un échelon de puissance réactive  $Q_{s,réf}$  d'amplitude variable de 0 VAR, -2000 VAR et 0 VAR respectivement entre les intervalles de temps [0, 1.5] [1.5, 2.5] [2.5, 3], et on garde les mêmes échelons de puissance active  $P_{s,réf}$  de premier test.

Les résultats de simulation sont illustrés dans les figures (IV.14) et (IV.15).

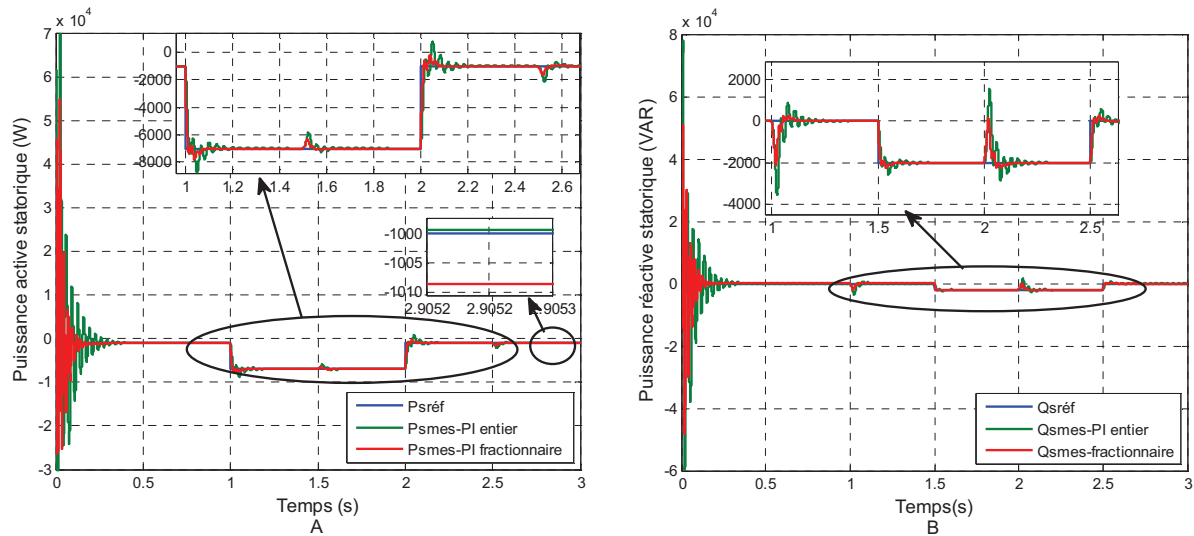


Fig (IV.14) : Suivi de consigne de puissance active et réactive statorique avec la commande directe ( $P_{s,réf}$  constante,  $Q_{s,réf}$  variable)

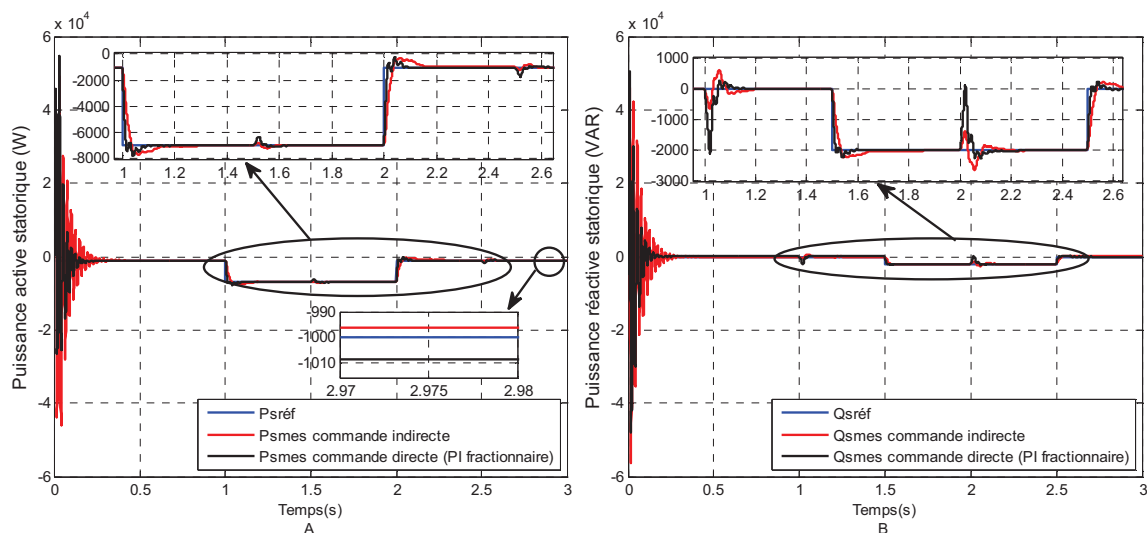


Fig (IV.15) : Suivi de consigne de puissance active et réactive statorique avec la commande indirecte ( $P_{s,réf}$  constante,  $Q_{s,réf}$  variable)

✓ **Essai à vitesse variable**

Dans cet essai, on fixe la puissance active  $P_{s\_réf} = -7000W$  et la puissance réactive  $Q_{s\_réf} = 0 VAR$ . A l'instant  $t = 2s$ , la vitesse passe de 1050 tr/min à 1950 tr/min.

Les résultats de simulation sont illustrés dans les figures (IV.16) à (IV.19).

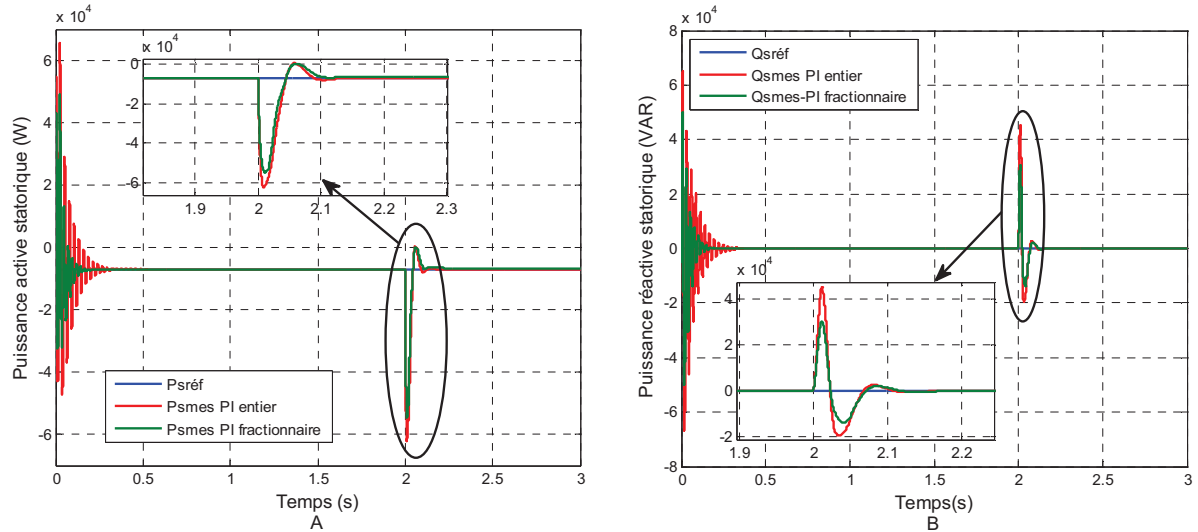


Fig (IV.16) : Suivi de consigne de puissance active et réactive statorique avec la commande directe (vitesse variable)

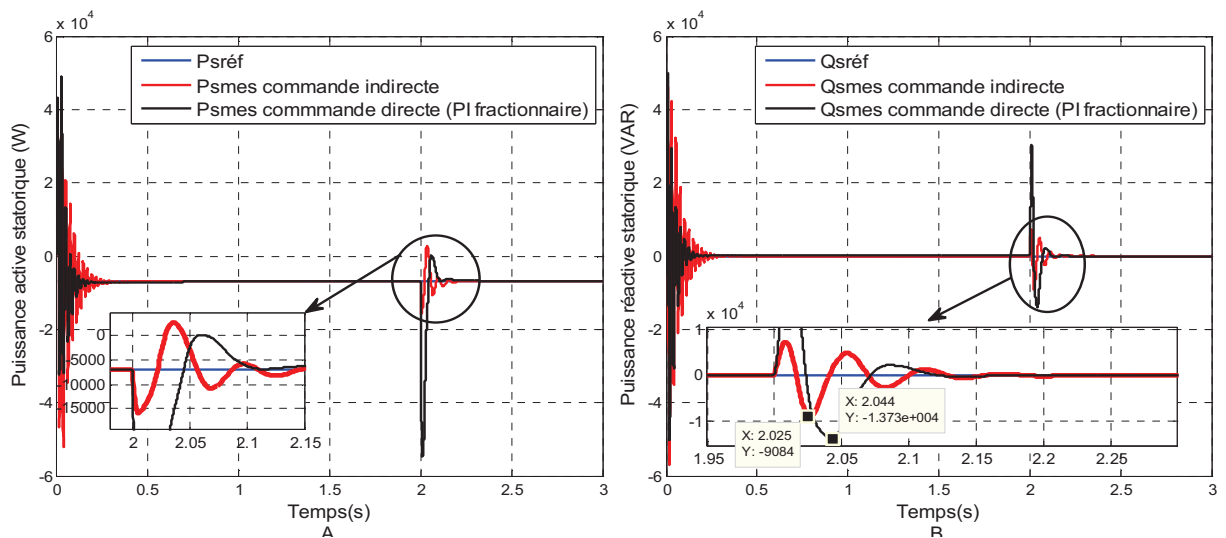


Fig (IV.17) : Suivi de consigne de puissance active et réactive statorique avec la commande indirecte (vitesse variable)

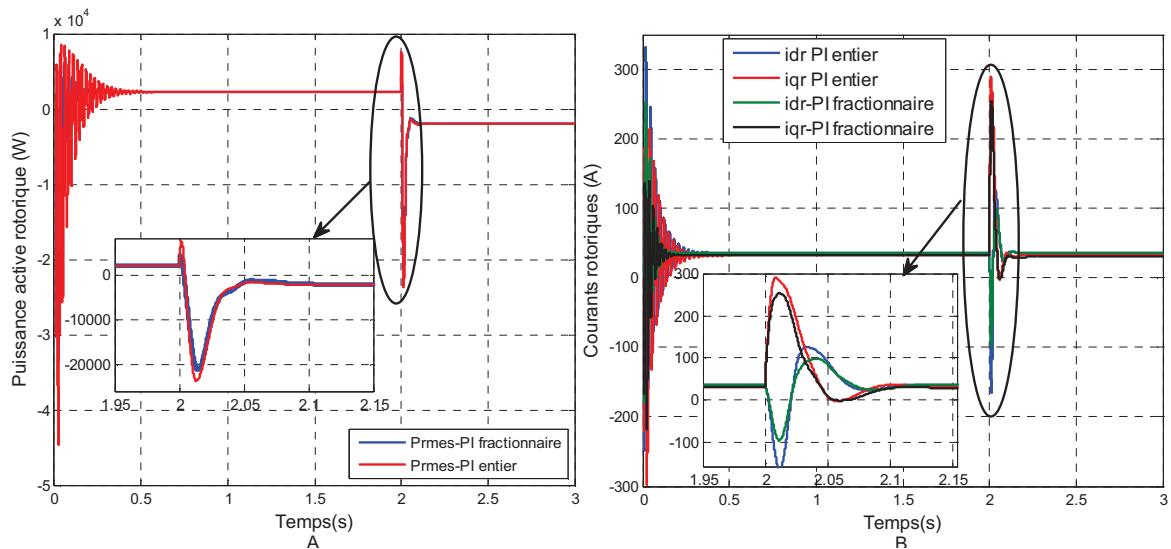


Fig (IV.18) : Puissance active rotorique (A) et Courants rotoriques (B) avec la commande directe (vitesse variable)

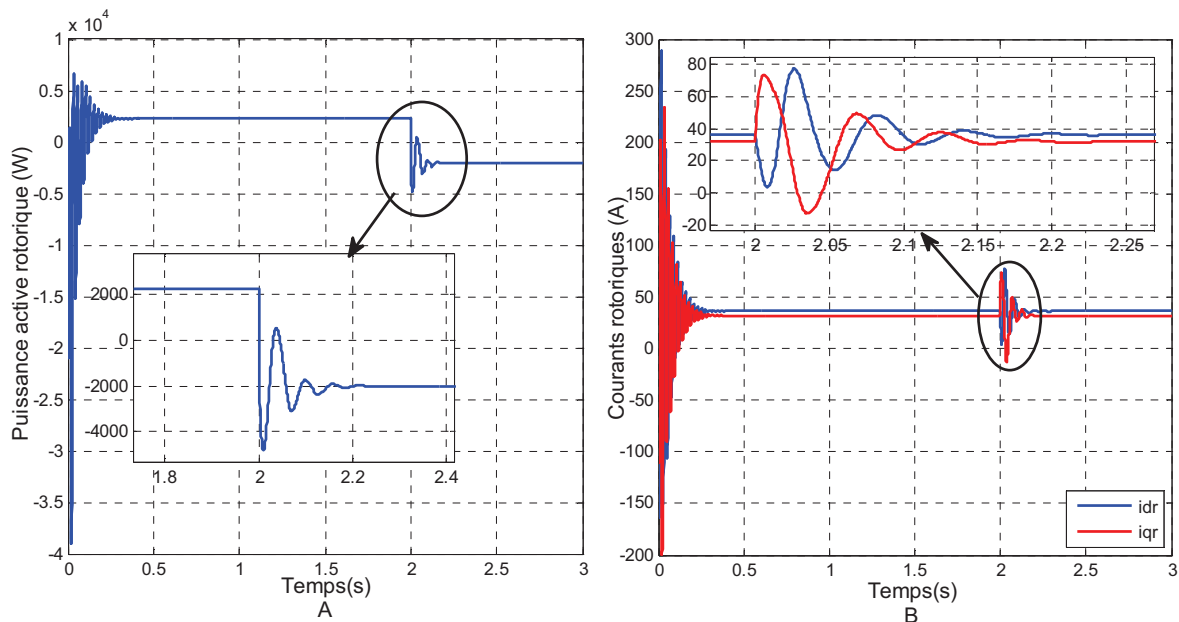


Fig (IV.19) Puissance active rotorique (A) et Courants rotoriques (B) avec la commande indirecte (vitesse variable)

✓ **Test de robustesse**

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle directe et indirecte, on fait varier les paramètres du modèle de la GADA. Deux tests de robustesse seront effectués, le premier concerne une variation de la résistance rotorique  $R_r$  de 50% ( $1.5 \times R_r$ ) de sa valeur réelle, l'autre concerne une variation de l'inductance mutuelle  $M_{sr}$  de 50% de sa valeur réelle. On applique des échelons de puissance active  $P_{s,réf}$  d'amplitude variable de  $-1000W$ ,  $-7000W$  et  $-1000W$  respectivement entre les intervalles de temps  $[0, 1]$   $[1,2]$   $[2,3]$  et un échelon de puissance réactive  $Q_{s,réf}$  nul, et on maintient la vitesse fixe.

Les résultats de simulation sont illustrés dans les figures (IV.20) et (IV.21).

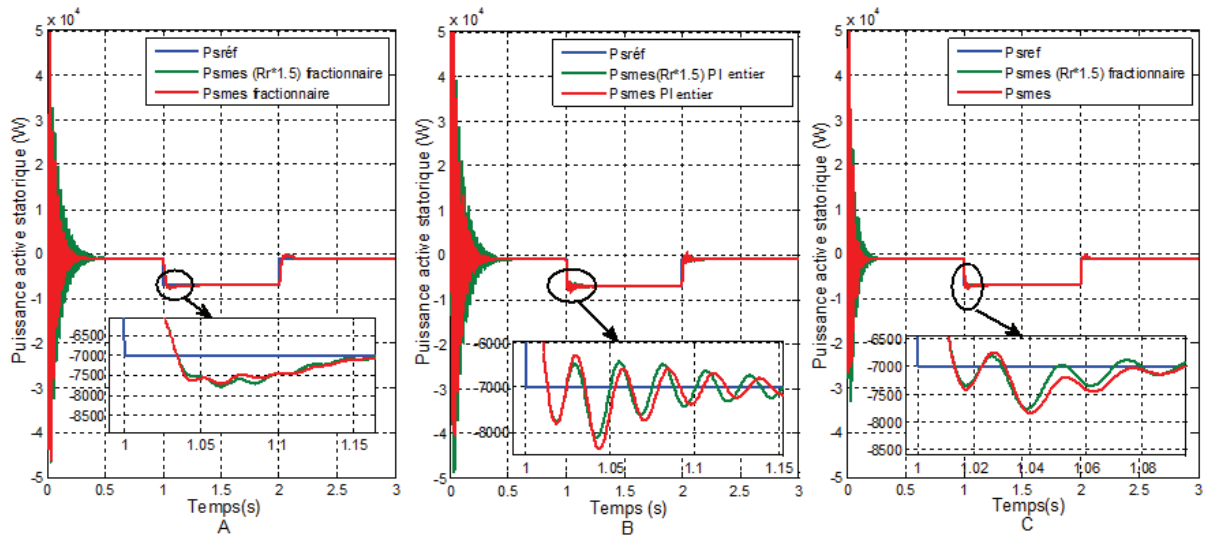


Fig (IV.20) Effet de la variation de la résistance rotorique sur la puissance active avec la commande directe (A, B) et indirecte (C)

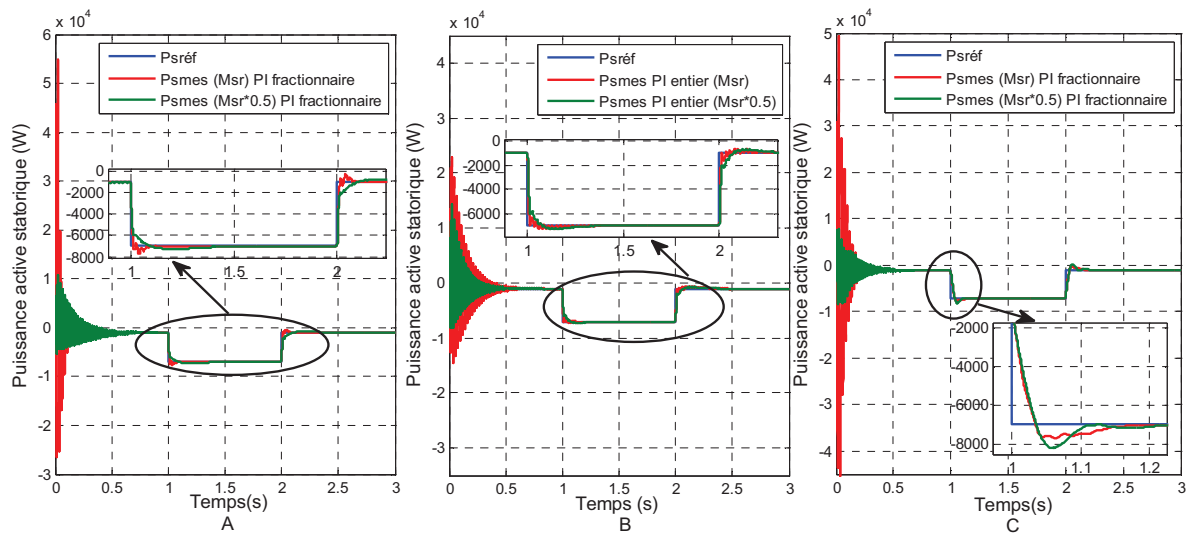


Fig (IV.21) Effet de la variation de l'inductance mutuelle sur la puissance active avec la commande directe (A, B) et indirecte (C)

### IV.3.4 Interprétations des résultats

Les résultats de simulation présentent les différentes courbes obtenus avec les deux commandes directe et indirecte, des puissances actives et réactives générées au niveau du stator de la GADA.

#### ✓ **Essai à vitesse fixe**

##### • **Premier test**

Nous pouvons observer pour ce test de suivi de consigne que la puissance active du côté statorique est négative ce qui signifie que le réseau dans ce cas est un récepteur de l'énergie fournie par la GADA. La puissance réactive est nulle, c'est une condition de fonctionnement de la GADA pour avoir un facteur de puissance unitaire. Les figures (IV.12.A) et (IV.13.A) montrent les réponses de la GADA avec les deux régulateurs (PI fractionnaire et PI entier) avec la commande directe et le régulateur PI fractionnaire avec la commande indirecte.

D'une manière générale, on remarque que les échelons de puissance active sont bien suivis par la GADA pour les deux types de commande. Cependant, le régulateur PI entier présente un résultat moins performant que celui du régulateur PI fractionnaire avec la commande directe.

Dans les figures (IV.12.B) et (IV.13.B), on remarque que la réaction du régulateur PI fractionnaire aux oscillations de la puissance réactive avec la commande directe n'est pas aussi bonne qu'avec la commande indirecte. Notons aussi que les oscillations de la puissance réactive proviennent de la variation de la puissance active.

##### • **Deuxième test**

Les résultats de ce test (figure IV.14 et IV.15), montrent que les échelons de la puissance active sont bien suivis par la GADA aussi bien que pour la puissance réactive. Néanmoins, les résultats obtenus avec la commande directe ne sont pas aussi bons qu'avec de la commande indirecte. Suite à l'application d'un l'échelon de l'énergie réactive on remarque aussi des oscillations qui apparaissent sur l'énergie active et vis vers ça, cela est due au rapport qu'il y'a entre ces deux puissances. L'écart entre la grandeur de référence et celle mesurée est négligeable, mais dans le cas du régulateur PI entier il est presque nul.

#### ✓ **Essai à vitesse variable**

Les résultats présentés sur les figures (IV.16) et (IV.17), montrent que les performances de poursuite des puissances statoriques sont satisfaisantes et le temps du rejet de perturbation est acceptable avec la commande indirecte. Mais, avec la commande directe, les pics des

perturbations sont importants à base de régulateur PI entier qu'à base de régulateur PI fractionnaire.

La figure (IV.18.A) et (IV.19.A) illustrent une propriété particulière de La MADA, qui est sa grande plage de variation de vitesse qui est estimée entre 110 rd/s et 204 rd/s ( $1500 \pm 30\%$  tr/min), cela permet de passer du fonctionnement hyposynchrone au fonctionnement hypersynchrone où on récupère aussi une quantité d'énergie du rotor.

Les figures (IV.18.B) et (IV.19.B) montrent les courants rotoriques  $I_{dr}$  et  $I_{qr}$  de la GADA. Les puissances  $Q_s$  et  $P_s$  suivent parfaitement l'évolution des courants  $I_{dr}$  et  $I_{qr}$  respectivement. Il est à noter que les pics de courant avec la commande indirecte ne sont pas aussi importants qu'avec la commande directe, car la boucle interne de contrôle indirecte limite les pics du courant.

#### ✓ Test de robustesse

La figure (IV.20) montre l'influence de la variation de la résistance rotorique  $R_r$  sur les performances de régulateur PI fractionnaire et PI entier. On constate que les deux régulateurs sont robustes avec la commande directe et indirecte. La figure (IV.21) montre que la variation de l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor n'a pas vraiment une influence sur le bon fonctionnement de la GADA.

- Le tableau (IV.1), présente une évaluation comparative entre les deux types de commandes utilisées. On note par : (+ ; Bon.  $\pm$  ; Moyen. - ; Médiocre).

	Commande directe		Commande indirecte
	Contrôleur PI fractionnaire	Contrôleur PI entier	Contrôleur PI fractionnaire
Suivi de consigne	$\pm$	-	+
Rejet de perturbation	$\pm$	-	+
Robustesse	+	+	+
Erreur statique	+	+	+

Tableau (IV.1) : comparaison entre la commande directe et indirecte

#### IV.4 conclusion

Ce chapitre nous a permis d'établir la synthèse de la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la GADA. Deux objectifs ont été fixés dans ce chapitre. Le premier consiste à comparer les performances de régulateur PI fractionnaire et le régulateur PI entier appliqués à la GADA, en utilisant la commande vectorielle directe. Le deuxième objectif repose sur la comparaison entre la commande directe et indirecte utilisées pour la commande en puissance de la GADA basé sur un régulateur PI fractionnaire. A cet effet nous avons comparé les régulateurs sous les mêmes conditions de tests en termes de poursuite de consigne, sensibilité aux perturbations et robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du modèle de la GADA.

Bien que la commande directe nous ait donné des résultats satisfaisants avec le régulateur PI fractionnaire, son avantage est sa simplicité de mise en œuvre. La commande indirecte basée sur le régulateur PI fractionnaire, certes plus complexe mais elle, nous permettait d'obtenir un système plus performant et plus robuste. La présence d'une boucle des courants dans la commande indirecte lui offre un avantage, par rapport à la commande directe, permettant la limitation des courants rotorique pour protéger la machine.

### Conclusion générale

Le présent travail nous a permis de faire une étude d'un système de production de l'énergie éolienne. L'objectif de notre travail était de comparer les performances du régulateur PI fractionnaire, et le régulateur PI entier pour élaborer un régulateur robuste capable de satisfaire les exigences de robustesse du cahier des charges.

Afin d'atteindre cet objectif et vu la complexité du système, nous avons étudié chaque partie du système dans un chapitre séparé.

Le premier chapitre rappelle les concepts fondamentaux de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique. Au premier lieu nous avons présenté les différents types d'éoliennes existant avec leurs différentes structures à savoir les éoliennes à axe vertical et à axe horizontal. Nous avons également traité les lois fondamentales permettant la conversion d'énergie cinétique du vent en énergie mécanique puis en énergie électrique. A la fin du chapitre on a expliqué la cause du choix d'une machine à vitesse variable et cité les avantages et les inconvénients qu'elle apporte.

Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés à l'étude de la partie mécanique de la structure retenue au premier chapitre. Nous avons modélisé le vent qui est la source principale d'énergie. Nous avons ensuite modélisé la turbine éolienne avec la génératrice asynchrone à double alimentation. Nous avons donné les équations électriques, magnétiques et mécaniques régissant la MADA. L'écriture de ces équations dans le repère de Park a été exploitée pour effectuer la commande vectorielle qui permet d'assimiler la MADA afin de faciliter son étude et notamment sa simulation sous Matlab-Simulink.

Le troisième chapitre est porté sur la commande par modèle interne dont nous avons expliqué le principe fondamental. Dans la suite de ce chapitre nous avons présenté la synthèse du régulateur PI fractionnaire et le modèle de référence utilisé est la fonction idéale de Bode. Pour monter les avantages apportés par ce type de régulateur, nous avons traité quelques exemples d'applications. A la fin de ce chapitre nous avons établi une comparaison entre le régulateur PI fractionnaire et le régulateur PI entier.

Le dernier chapitre de ce mémoire est consacré à l'application du régulateur PI fractionnaire et PI entier, à la commande en puissance de la génératrice asynchrone à double alimentation. Une commande vectorielle directe et indirecte est utilisée afin de contrôler la puissance active et réactive de la GADA. A cet effet plusieurs simulations sont effectuées sous MATLAB/SIMULINK, avec le régulateur PI fractionnaire et le régulateur PI entier. Ils sont

testés et comparés afin d'analyser leurs performances en suivi de consigne, face aux perturbations et aux variations des paramètres.

A l'égard de ce travail, des perspectives pouvant être envisagés pour l'amélioration de la chaîne de conversion éolienne. Parmi lesquels on peut citer :

- ✓ Simulation du système global.
- ✓ L'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commande de la MADA sur un banc d'essai.
- ✓ Modélisation des convertisseurs statiques de la branche rotorique.

### Paramètres de la turbine [AIT 2012]

Paramètres de la turbine	Valeurs
Puissance nominale	0.18 MW
Rayon de la turbine R	11.6 m
Rapport du multiplicateur de vitesse k	23.75
Coefficient d'inertie de la turbine $J$ (ramené sur l'arbre rapide)	4.6822 N.m
Coefficient du aux frottements visqueux de la turbine $f$	0.012 N.m
Masse volumique de l'air $\rho$	1.225 Kg/m <sup>3</sup>

### Paramètres de la MADA [YAK 2016]

Paramètres de la MADA	Valeurs
Puissance nominale	7.5 KW
Tension nominale	400 V 3~
Fréquence nominale	50 Hz
Nombres de paires de pôles	2
Résistance statorique $R_s$	0.6 $\Omega$
Résistance rotorique $R_r$	0.164 $\Omega$
Inductance statorique $L_s$	0.097 H
Inductance rotorique $L_r$	0.0218 H
Inductance mutuelle $M_{sr}$	0.0436 H

- [ABD 2007]** A.ABDELLI « Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive ». Thèse de doctorat. Institut national polytechnique de Toulouse. 2007.
- [AIT 2012]** N. AIT RAMDANE « Commande robuste d'une génératrice asynchrone à double alimentation pour la conversion de l'énergie éolienne », Mémoire de Magister, UMMTO, 2012.
- [AKK 2010]** N. AKKARI « Contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation ». Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [ARA 2017]** A.ARAB SAID et Z.AIT AIDER. «Commande en vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) en vue de la production de l'énergie électrique connectée au réseau ». Mémoire de fin d'études de Master académique. UMMTO.2017
- [ARD 2010]** S. ARDJOUN, « Commande en vitesse par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation », mémoire de magister, Université de Sidi Bel Abbes, 2010.
- [BOU 2007]** O. BOUALI « Contributions des convertisseurs multiniveaux au raccordement de la production d'origine éolienne sur un réseaux électrique ». Thèse de doctorat. Ecole Nationale Polytechnique de Lille, 2007.
- [BOY 2006]** A.BOYETTE « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne ». Thèse de doctorat, université HENRI POINCARÉ, Nancy, 2006.
- [CHA 2017]** N.CHABBI et MERBOUTI. « Etude et émulation d'une turbine éolienne de 3Kw ». Mémoire de fin d'études de Master académique. UMMTO.2017.
- [CHA 2010]** A. CHAIBA, «Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle »mémoire de magister, Université de Batna, 2010.
- [DAV 2007]** A.DAVIGNY, « Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie ». Thèse de doctorat, Université de Lille 1, 2007.
- [DEH 2017]** K.DEHBI et GOUNENE. « Commande d'un système éolienne utilisant une machine asynchrone doublement alimentée MADA » .Mémoire de fin d'études de master académique. UMMTO.2017.
- [DJE 2015]** S. DJEMA et N. NASRI. « Modélisation et commande d'une machine

- asynchrone à double alimentation destinée à l'énergie éolienne ». Mémoire de fin d'études de master académique. UMMTO.2015
- [EL A 2004]** S.EL AIMANI, « Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension ». Thèse de doctorat, Université de Lille, 2004.
- [ELB 2009]** Y.ELBI, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté », mémoire de magister, Université de Batna, 2009.
- [Fer 2016]** N.FERGANI, « Contribution au Réglage de Correcteurs  $PI^\alpha D^\beta$  d'Ordre Fractionnaire ». Thèse de doctorat. Université des frères Mentouri Constantine.2016.
- [GHE 2011]** T. GHENNAM « Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation ». Thèse de doctorat. Ecole central de Lille. 2011.
- [HAB 2013]** M.HABAREK et K.AMANI, « Etude du générateur asynchrone à vitesse fixe et variable appliqué à une éolienne ». Mémoire de fin d'études de master académique. UMMTO. 2013.
- [HAM 2013]** S. HAMECHA. « Etude et commande d'une éolienne à base d'une machine synchrone à aimants permanents ». Mémoire de magister. UMMTO. 2013
- [HAS 2012]** M.A. HASSAD « Influence de la commande d'une GADA des systèmes éoliens sur la stabilité des réseaux électriques », Mémoire de Magister, Université de Sétif1, 2012.
- [KEL 2011]** B. KELKOUL, « Etude et commande d'une turbine éolienne utilisant une machine asynchrone à double alimentation », mémoire de magister, Université de Tlemcen, 2011.
- [KEN 2012]** F. KENDOULI « Centrale éolienne et qualité de l'énergie électrique », thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2012.
- [MAA 2017]** S.MAACHA et L. SELILA « Commande par des contrôleurs fractionnaires d'une éolienne utilisant une génératrice asynchrone ».Mémoire de fin d'études de Master académique. UMMTO.2017.
- [MAG 2012]** S. MAGHSEL, « Contribution à la modélisation et la commande d'une turbine éolienne », Mémoire de Magister, Université de Skikda, 2012.

- [MEK 2004]** N.MEKKAOUI, « Contribution à la modélisation et à la commande d'une mini-centrale éolienne à base de machines à induction simple et double alimentée », mémoire de magister, Université de Batna, 2004.
- [MES 2016]** K. MESBAH. « Etude du générateur asynchrone et coordination des puissances dans une ferme éolienne connectée au réseau ». Thèse de doctorat. UMMTO. 2016
- [MET 2009]** S. METATLA « Optimisation et régulation des puissances d'une éolienne à base d'une MADA », mémoire de magister, école nationale polytechnique d'Alger, 2009.
- [NAI 2016]** S.NAIT SAADA et L.NASRI. « Modélisation et commande non linéaire d'une éolienne par la stratégie MPPT ». Mémoire de fin d'études de Master académique, Université Mouloud MAMMERI de TIZI-OUZOU.2016.
- [NIC 2005]** N. LAVERDURE « Intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires ». Thèse de doctorat. Institut national polytechnique de Grenoble. 2005.
- [OUR 2015]** T.OURZIK et K.MAZARI. « Etude d'un émulateur d'une turbine éolienne à base d'une machine à courant continu ».Mémoire de fin d'études de master académique. UMMTO. 2015
- [POI 2000]** POITIERS .F« Etude et commande de génératrices synchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne». Thèse de doctorat de l'université NANTES 2000.
- [SAL 2007]** G. SALLOUM « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [SI B 2015]** M. SI BRAHIM. « Etude d'un système de conversion de l'énergie éolienne à base de la machine asynchrone. Thèse de doctorat. UMMTO. 2015
- [TAM 2015]** A.TAMAARAT, « Modélisation et commande d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une MADA ». Thèse doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra, 2015.
- [TEL 2012]** A.TELLIA «Etude et commande d'une éolienne à vitesse variable intégrée au réseau MT » Mémoire de Magister, Université d'Oran, 2012.

- [THI 2012]** S. THIERNO LAMARANA « Commande non linéaire de l'éolienne à MADA pour une participation au réglage de la fréquence du réseau Montréal », Mémoire présenté à l'École de technologie supérieure comme exigence partielle à l'obtention de la maîtrise en génie électrique M. Ing, Université de Québec, 2012.
- [TIT 2017]** K. TITOUCHE « Contribution à la synthèse de contrôleurs fractionnaires pour la commande multi-objectives des systèmes linéaires ». Thèse de doctorat. UMMTO. 2017.
- [TOU 2015]** G.TOULAIT, « Etude d'un système de conversion de l'énergie éolienne à base de la machine synchrone ».mémoire de fin d'études de master académique. UMMTO.2015
- [YAK 2016]** H. YAKOUBI et M. DAHMANI, « Commande d'un système de production de l'énergie éolienne », mémoire de fin d'études de master académique, UMMTO, 2016.

## **Résumé**

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre de l'étude de système de conversion de l'énergie éolienne utilisant une génératrice asynchrone à double alimentation, que l'on peut regrouper en deux parties.

La première partie porte sur la commande en vitesse de la turbine en utilisant un contrôleur PI entier et un PI fractionnaire. La comparaison entre les performances de ses deux contrôleurs a été concluante.

La seconde partie traite la commande en puissance de la génératrice asynchrone à double alimentation avec la commande vectorielle directe en utilisant un contrôleur PI entier et un PI fractionnaire, ainsi avec la commande vectorielle indirecte en utilisant un contrôleur PI fractionnaire. Une étude comparative entre ses deux contrôleurs et ses deux types de commande a été également présentée.

## **Mot Clé**

MADA, GADA, Régulateur PI , Régulateur fractionnaire , IMC, Commande vectorielle directe, Commande vectorielle indirecte.