

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Hassiba Benbouali de Chlef

Faculté de technologie

Département d'électrotechnique



# Mémoire

Présenté pour l'obtention du diplôme de

**MASTER**

Spécialité : commande électriques

Par

**MAZOUZ KHAWLA**

Thème:

---

**Schéma de commande avancée basé sur le mode glissant et  $H_{\infty}$   
d'une génératrice asynchrone à double alimentation intégrée dans  
un système de conversion éolien .**

---

Soutenue le 15/09/2024 devant le jury composé de :

Taleb Rachid

Professeur / UHB-Chlef

Président

Souaihia maamar

MAB/ UHB-Chlef

Examineur

Bourina Hmidat

MAB/UHB-Chlef

Examineur

Boudjemma zine laabidin

Professeur/ UHB-Chlef

Encadreur

Année Universitaire 2023-2024

# *Remerciements*

*Tout d'abord, louange à « ALLAH » qui nous a guidé sur le droit chemin tout au long du travail et nous a inspiré les bons et les justes réflexes. Sans sa miséricorde, ce travail n'aurait pas abouti.*

*Nous tenons à exprimer mes remerciements et notre gratitude à monsieur Boudjemma zine laabidin, pour tous ses efforts, ses conseils, son soutien moral et scientifique nous a permis de mener à terme ce travail.*

*Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury qui ont accepté d'évaluer ce travail.*

*Nos vifs remerciements vont également à l'ensemble des professeurs de département Electrotechnique de l'université Hassiba Ben Bouali chlef, pour la formation qu'ils nous ont assurée au long de notre cursus universitaire et tous ceux à qui nous devons notre formation.*

*Pour terminer, nous tenons à remercier tous nos collègues et nos amis et nos père et nos mère pour leur soutien moral et à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.*

# *Dédicaces*

*Je dédie ce travail*

*À ma mère, à ma mère, à ma mère*

*À mon père*

*À mes frères.*

*À toute la famille :mazouz .*

*À mes amis et collègues.*

*À tous mes enseignants et enseignantes  
depuis le primaire.*

*À toute âme modeste ayant soif de  
science et de savoir .*

**ملخص :**

الهدف الرئيسي من هذه الرسالة هو تصميم نظام تحكم متقدم لتحسين أداء مولد التيار المتناوب مزدوج التغذية (DFIG) في أنظمة إنتاج الطاقة من الرياح. في البداية، استخدمنا التحكم الاتجاهي المباشر بناءً على منظمات تقليدية من النوع PI، نظرًا لبساطته وفعالته الأولية في تنظيم الطاقة النشطة والتفاعلية. ومع ذلك، للتغلب على العيوب المتأصلة في هذا النهج، ولا سيما نقص المتانة في مواجهة التغيرات في ظروف التشغيل والاضطرابات الخارجية، اخترنا استراتيجية أكثر فعالية. اعتمدنا نهج تحكم هجين بين التحكم بالانزلاق وتقنية H-اللانهاي. تم اختيار التحكم بالانزلاق لقوته، بينما تم استخدام تقنية H-اللانهاي للتخفيف من ظاهرة "الاهتزاز" النموذجية للتحكم بالانزلاق، مع تعزيز استقرار النظام. تظهر المحاكاة التي تم إجراؤها أن هذا النهج الهجين يقدم أداءً يفوق بكثير أداء التحكم التقليدي بنظام PI، خاصةً من حيث المتانة والاستقرار وجودة الطاقة المنتجة، مما يلبي متطلبات الأنظمة الديناميكية لإنتاج الطاقة من الرياح.

**الكلمات المفتاحية :** مولد كهربائي مزدوج التغذية، التحكم بالانزلاق، تقنية H-اللانهاي، التحكم الهجين، التحكم المباشر، أنظمة طاقة الرياح، التحكم MG-H-∞

**Résumé :**

L'objectif principal de ce mémoire est de concevoir un système de contrôle avancé pour améliorer les performances d'une GADA dans les systèmes de production d'énergie éolienne. Dans un premier temps, nous avons utilisé la commande vectorielle directe basée sur des régulateurs classiques de type PI, en raison de sa simplicité de mise en œuvre et de son efficacité initiale pour la régulation de l'énergie active et réactive.

Cependant, pour dépasser les inconvénients inhérents à cette approche, notamment le manque de robustesse face aux variations des conditions de fonctionnement et aux perturbations externes, nous avons opté pour une stratégie plus performante. Nous avons ainsi adopté une commande hybride, combinant le contrôle par mode glissant et la technique H-infini. Le mode glissant a été choisi pour sa robustesse, tandis que la technique H-infini a été employée pour atténuer le phénomène de "chattering", typique du mode glissant, tout en renforçant la stabilité du système.

Les simulations réalisées montrent que cette approche hybride offre des performances nettement supérieures à la commande PI traditionnelle, notamment en termes de robustesse, de stabilité et de qualité de l'énergie produite, répondant ainsi aux exigences dynamiques des systèmes de production d'énergie éolienne.

**Mots clés:**

Génératrice asynchrone à double alimentation, mode glissant, H-infini, commande hybride, MG-H-infini, Systèmes d'énergie éolienne, Contrôle direct.

**Abstract :**

The main objective of this thesis is to design an advanced control system to improve the performance of a DFIG in wind energy production systems. Initially, we used direct vector control based on classical PI-type regulators, due to its simplicity of implementation and initial effectiveness in regulating active and reactive power.

However, to overcome the inherent drawbacks of this approach, particularly the lack of robustness against variations in operating conditions and external disturbances, we opted for a more efficient strategy. We adopted a hybrid control approach, combining sliding mode control and H-infinity technique. Sliding mode was chosen for its robustness, while the H-infinity technique was employed to mitigate the "chattering" phenomenon typical of sliding mode, while enhancing the system's stability.

The simulations carried out show that this hybrid approach offers significantly superior performance compared to traditional PI control, particularly in terms of robustness, stability, and the quality of the produced energy, thus meeting the dynamic requirements of wind energy production systems.

**Key words :**

doubly fed induction generator, sliding mode, H-infinity, hybrid control, SM-H-infinity, Wind power systems, Direct control.

# Table des matières

Abréviations et Notations .....	i
Liste des figures .....	i
<b>Introduction générale</b> .....	<b>i</b>
<b>Chapitre I : Modélisation de la Machine Asynchrone à Double alimentation</b>	
I.1. Introduction .....	1
I.2. Notions sur machine asynchrone à double alimentation.....	1
I.2.1. Description de la machine asynchrone à double alimentation (MADA).....	1
I.2.2. Modes de fonctionnement de la MADA : .....	2
I.2.3. Intérêt de la MADA .....	4
I.3. Domaine d'utilisation de la MADA : .....	4
I.4. Etat de l'Art sur les éoliennes à base d'une machine asynchrone à double alimentation	5
I.4.1. Structure générale d'un système éolien à base d'une MADA .....	5
I.4.2. Différentes structures d'un système éolien à base d'une MADA .....	5
I.4.3. Avantage des éoliennes à base de la MADA .....	9
I.4.4 Inconvénients .....	9
I.5. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation .....	10
I.5.1. Hypothèses simplificatrices .....	10
I.5.2. Modèle triphasé de la MADA .....	11
I.5.2.1. Représentation de la MADA dans le système triphasé .....	11
I.5.2.2. Les équations électriques .....	12
I.5.2.3. Les relations flux – courants (relations électromagnétiques).....	13
I.5.3. La transformation de Park .....	13
I.5.3.1. Définition .....	13
I.5.3.2. Choix de référentiel de Park .....	15

I.5.4. Modèle diphasé de la MADA .....	16
I.5.4.1. Equations électriques .....	16
I.5.4.2. Relations flux – courants.....	16
I.5.4.3. Equation mécanique .....	16
I.5.4.4. Le couple électromagnétique .....	17
I.5.4.5. Puissances statoriques .....	17
I.5.5. Modèle d'état de Park de la MADA .....	17
I.6. Modélisation des convertisseurs .....	17
I.6.1. Description de l'onduleur .....	17
I.6.2. Commande par MLI (Stratégie triangle – sinusoïdale).....	19
I.6.2.1. Equation de la porteuse .....	20
I.6.3. Caractéristiques de la MLI.....	21
I.6.3.1. L'indice de modulation en fréquence .....	21
I.6.3.2. L'indice de modulation en amplitude : .....	21
I.7. Conclusion :.....	21

## **Chapitre II : Commande vectorielle avec réglage classique des puissances statorique d'une GADA**

II.1. Introduction.....	23
II.2. La commande vectorielle : principes et objectifs .....	23
II.3. Commande vectorielle directe des puissances (CVD) .....	27
II.3.1. mise en place de la régulation : .....	27
II.4. Commande vectorielle indirecte des puissances (CVI) .....	28
II.4.1. Synthèse du régulateur PI.....	29
II.5. Résultats de simulation .....	30

II.5.1. Test de suivi de consigne .....	30
II.5.2. Test de robustesse .....	32
II.6. Conclusion .....	34
<b>Chapitre III : Commande hybride par mode glissant et H-infini d'une GADA</b>	
III.1. Introduction .....	35
III.2. Commande par mode glissant : concepts de base .....	35
III.2.1. Définition des systèmes à structure variable .....	35
III.2.2. Structures de la commande par mode glissant .....	36
III.2.2.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	36
III.2.2.2. Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état.....	37
III.2.3. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente .....	37
III.2.3. Principe de la commande non linéaire par mode glissant.....	38
III.2.3.1. Systèmes non linéaires à structure variable .....	39
III.2.3.2. Modes de trajectoire d'une variable d'état.....	40
III.2.4. Conception de la commande par mode glissant.....	41
III.2.4.1. Choix de la surface de glissement.....	42
III.2.4.2. Conditions de convergence .....	43
III.2.4.3. Calcul de la commande .....	44
III.3. Application de la commande par mode glissant à la GADA .....	47
III.4. Résultats de simulation.....	49
III.4.1. Test de suivi de consigne .....	50
III.4.2. Test de robustesse.....	51
III.5. Synthèse du commande par mode glissant et H-infini de la GADA .....	52
III.5.1. commande par H-infini .....	52
III.5. 2. Principe de la commande .....	52
III.5.3. Théorie de la commande H-infini .....	53

III.5.3. Concepts de base .....	53
III.5.3.1. Fonctions de sensibilité .....	53
III.5.2.2.Synthèse de loi du contrôle $H^\infty$ .....	56
III.5.2.3. Synthèse du contrôleur $H^\infty$ .....	58
III.5.2.4 Sensibilité mixte .....	59
III.5.3. Application de la commande par mode glissants et $H^\infty$ sur la GADA .....	61
III.5.4. Sélection des fonctions de pondération.....	63
III.6 : Résultats de simulation .....	65
III.6.1. Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations .....	65
III.6.2 : Test de robustesse .....	66
III.7 : Conclusion.....	68
Conclusion générale.....	69

Bibliographie

Annexes

# Liste des figures

## Chapitre I : Modélisation de la Machine Asynchrone à Double alimentation

Figure I.1 : Structure du stator et des contacts rétorques de la MADA	2
Figure I. 2 : Structure de stator à induction.	2
Figure I. 3 : MADA connectée à deux sources triphasées	3
Figure .I-4 : Modes de fonctionnement de la MADA.	5
Figure I.5 : Eolienne à vitesse variable à base d'une MADA	6
Figure .I.5 : MADA avec pont à diodes et pont à thyristors.	7
Figure. I.6 : MADA avec cyclo-convertisseur	8
Figure .I.7: MADA avec convertisseurs à MLI	9
Figure (I-8) : Représentation électrique des enroulements d'une machine asynchrone triphasée.	12
Figure (I-9) : Repérage angulaire du système d'axes $(d ; q)$ associé au stator de la MADA.	15
Figure (I-10) : Repérage angulaire du système d'axes $(d , q)$ associé au rotor de la MADA.	16
Figure (1-11): L'ensemble convertisseur machin	20
Figure (1-12) : Représentation schématique d'un onduleur de tension	21
Figure (1-13): Exemple de chronogramme d'une commande «sinus-triangle» monophasée.	21

## Chapitre II : Commande vectorielle avec réglage classique des puissances statorique d'une GADA

Figure II.1 : Orientation du repère de Park.	24
Figure II.1 : Schéma bloc du modèle simplifié de la GADA	27
Figure II.3 : Schéma bloc de la commande vectorielle directe de la GADA.	28
Figure II.4 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la GADA.	29
Figure II.5 : Système régulé par un PI	29
Figure II.6 : Profils de références des puissances active et réactive imposées dans les simulations.	31
Figure II. 8: Commande en puissances de la GADA par la méthode directe (test de robustesse vis-à-vis les variations paramétriques).	33
Figure II.9 : Comparaison des écarts sur les puissances active et réactive de méthode de commande vectorielle de la GADA (test de robustesse ).	34

## Chapitre III : Commande hybride par mode glissant et H-infini d'une GADA

Figure III.1 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.	37
Figure III.2 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.	38
Figure III.3 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.	38
Figure III.4 : Convergence de la trajectoire d'état vers la surface de commutation grâce à la discontinuité de la commande.	40
Figure III.5: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.	41
Figure III.6 : Définition de la fonction « sign ».	47
Figure III.7 : Schéma bloc de la commande par mode glissant de la GADA	49
Figure III.8 : Commande par mode glissant de la GADA (Test de suivi de consigne ).	51
Figure III.8 : Comparaison des écarts sur les puissances active et réactive entre la commande vectorielle directe et par mode glissant de la GADA (test de robustesse )	52
Figure III.10 : Schéma bloc d'un système avec boucle du contrôle $H^\infty$ .	53
Figure.III.1 : Représentations des incertitudes structurées et non structurée.	55
Figure III.12 : Fonction standard d'un système avec incertitudes.	56
Figure III-13 : Forme standard de la commande $H^\infty$ .	57
Figure.III.14 : Système $G(p)$ contrôlé par $K^\infty(p)$ avec perturbation à l'entrée.	59
Figure .III.15 : Système $G(p)$ avec des filtres de pondérations.	60
Figure .III.16 : $H^\infty$ Contrôleur par mode glissant.	61
Figure .17 : Configuration générale du problème de conception $H^\infty$ .	62
Figure III.18 : La réponse en fréquence des fonctions de sensibilités et des fonctions de pondération.	63
Figure.III.19 : fonction de pondération $1w1(s)$	64
Figure.III.20 :fonction de pondération $1w2(s)$	64
Figure.III.21 :Réponse en fréquence des sensibilités et des fonctions de pondération	65
Figure III.22 : résultat de simulation (Test de suivi de consigne )	66
Figure III.23 : teste de robustesse (compression des cartes sur les puissances)	67

## NOTATIONS ET ABREVIATIONS

AC	courant alternatif
BO	Boucle Fermé
BF	Boucle Ouverte
CVD	Commande Vectorielle Directe
CVI	Commande Vectorielle Indirecte
CM G	Contrôleur par mode glissant
DC	courant continue
FOC	Commande par orientation de flux « Field Oriented Control »
f.m.m	Force magnétomotrice
GTO	Thyristors commandés à l'ouverture (Gate-Turn-Off Thyristors)
GADA	Génératrice Asynchrone à Double Alimentation
$H_\infty$	H-infini
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LFT	Transformation fractionnaire linéaire
MG	Mode glissant
MIMO	Système multivariable
MOSFET	Transistors à Effet de Champ Metal-Oxyde-Semiconducteur
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MADA	Machine Asynchrone a double alimentation
PWM	Pulse Width Modulation
PI	Proportionnel Intégral
SISO	Système monovariable
$C_{mec}$	Couple mécanique
$C_{em}$	Couple électromagnétique
$d, q$	Axes et du repère de Park
$g$	Glissement (%)
$G$	Gain du multiplicateur
$G(p)$	Fonction de transfert du système nominal
$\ G(p)\ _\infty$	Norme $\infty$ d'une fonction de transfert du système nominal
$J$	Inertie totale sur le rotor de la génératrice
$J_g$	Inertie de la génératrice
$J_t$	Inertie de la turbine
$i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}$	Courants statoriques et rotoriques d'axes d et q
$H, j$	Matrices hamiltoniennes
$M$	Matrice de modulation (Venturini) du CM
$P$	Opérateur de Laplace
$P(P)$	Fonction de transfert du système augmenté
$[P(\theta)]$	Matrice de Park
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice inverse de Park
$P_m$	Puissance mécanique d'entraînement
$P_s$	Puissance active statorique
$P_r$	Puissance active rotorique
$P$	Nombre de pair de pôles
$P_n$	Puissance nominale
$Q_{sréf}, P_{sréf}$	Puissance réactive et active statorique de référence
$Q_s, Q_r$	Puissances réactives statorique et rotorique
$R_s, R_r$	Résistance statorique et rotorique

$R$	Rayon de la turbine
$S$	Matrice de transfert instantanée
$S_a, S_b, S_c$	Séquence de commande du convertisseur à MLI
$S^T$	Matrice transposée de $S$ du CM
$T_{zw}$	Fonction de transfert en boucle fermée de l'entrée exogène $w$ vers la sortie à commander $z$
$T$	Fonction de sensibilité complémentaire
$W_i(s)$	Filtre de pondération
$W$	Entrées exogènes (Commandes, perturbations et bruit)
$w_r, w_s$	Pulsation rotorique et statorique
$X$	Variable d'état de la grandeur commandée
$Y$	Signal de sortie
$Z$	Sorties exogènes à superviser
$\beta$	L'angle d'orientation de pale
$\Omega$	Vitesse angulaire de la génératrice
$\lambda_i(M)$	$i^{\text{ème}}$ Valeur propre de $M$
$\lambda$	Ratio de vitesse
$\theta_s, \theta_r$	Position du stator et le rotor
$\Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}$	Flux statoriques et rotoriques d'axes d et q
$\underline{\sigma}$	Valeur singulière minimale
$\sigma_i(j\omega)$	Valeur singulière
$\bar{\sigma}$	Valeur singulière maximale.
$\delta(x)$	Surface de mode glissant
$\Delta(p)$	Incertitudes de modélisation

# **Introduction Générale**

# **Introduction générale**

L'exploitation de la production d'électricité à partir de sources d'énergie renouvelables représente une solution prometteuse pour adresser les crises énergétiques, la pollution et le changement climatique. Parmi les diverses formes d'énergie renouvelable, l'énergie éolienne se distingue comme l'une des méthodes les plus répandues pour la production d'électricité, en raison de ses avantages économiques et de sa pertinence dans divers systèmes électriques [1]. Récemment, l'intérêt pour l'énergie éolienne a considérablement augmenté parmi les chercheurs, tant dans l'industrie que dans le milieu académique, dans le but d'optimiser les performances des systèmes de Conversion d'énergie éolienne [2].

Les pays développés ont intensifié leurs efforts pour promouvoir et utiliser des sources d'énergie renouvelables telles que la biomasse, la géothermie, l'énergie marémotrice, l'hydraulique, l'éolien et le photovoltaïque. Ils se sont engagés à accroître la part des énergies renouvelables dans leur production d'électricité à moyen terme [3]. L'énergie éolienne, bien qu'elle ne puisse pas complètement remplacer les sources d'énergie traditionnelles, joue un rôle important en atténuant la demande croissante d'électricité.

L'énergie éolienne est l'une des sources les plus prometteuses et les plus développées à l'échelle mondiale, car elle est non polluante et économiquement viable. Grâce aux soutiens institutionnels et gouvernementaux, ainsi qu'aux avancées technologiques dans le domaine des conversions d'énergie, l'énergie éolienne a connu une croissance rapide, avec une augmentation annuelle de 30% et une part de marché de 12% en 2014 [4].

Parmi les technologies éoliennes, les systèmes utilisant l'énergie du vent se développent rapidement. Les aérogénérateurs, qui convertissent l'énergie éolienne en électricité, sont les dispositifs les plus courants. La chaîne de conversion de l'énergie éolienne en électricité comprend divers équipements électrotechniques, et de nombreuses solutions ont été explorées pour optimiser cette conversion, notamment au niveau des génératrices et de l'électronique de puissance.

Actuellement, le système éolien à vitesse variable, basé sur la GADA, est largement adopté dans les fermes éoliennes terrestres. Ce système offre l'avantage d'avoir des convertisseurs statiques dimensionnés pour une partie de la puissance nominale de la GADA, ce qui présente un avantage économique par rapport à d'autres solutions comme les machines synchrones à aimants permanents. La GADA permet un fonctionnement dans une plage de vitesse de  $\pm 30\%$  autour de la vitesse de synchronisme, réduisant ainsi le dimensionnement des convertisseurs statiques [5].

Le but de ce mémoire est d'améliorer la qualité de la puissance électrique extraite d'une GADA. Le mémoire explore également la conception de stratégies de commande classique à mettre en œuvre sur la GADA, contrôlée par un convertisseur triphasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Afin d'accomplir cette tâche, nous commencerons par une méthode de commande classique, à savoir la commande vectorielle.

La commande vectorielle repose sur des régulateurs classiques de type PI et est la méthode la plus utilisée dans la littérature.

Cependant, cette dernière présente les inconvénients des régulateurs PI, notamment leur fragilité. Pour surmonter ces problèmes, nous faisons appel à une technique avancée et robuste, la commande par mode glissant. Cette dernière est appréciée pour sa robustesse et sa rapidité, mais elle présente l'inconvénient majeur du phénomène de chattering, causé par la partie discontinue utilisée pour son activation.

Afin d'améliorer davantage la qualité de la puissance extraite par la GADA et de surmonter les problèmes posés par les techniques précédentes, nous proposons une commande hybride basée sur le mode glissant et la technique H-infini.

Le mémoire est organisé en trois chapitres comme suit :

Le premier chapitre sera consacré aux généralités et à la modélisation de la GADA ainsi que de son système d'alimentation.

Dans le deuxième chapitre, nous traiterons du principe de la commande vectorielle et de son application sur la GADA. Les résultats de simulation seront établis et discutés.

Dans le troisième chapitre, nous appliquerons une commande hybride basée sur le mode glissant et la technique H-infini, et les résultats de simulation seront également présentés et discutés. Une conclusion générale et des perspectives seront établies à la fin de ce mémoire.

# **Chapitre I**

## **Modélisation de la Machine Asynchrone à Double alimentation**

## I.1. Introduction

La représentation des processus physiques par des modèles mathématiques est une étape cruciale dans la conception de systèmes de contrôle efficaces. Pour élaborer une structure de commande performante, il est essentiel de disposer d'un modèle mathématique qui représente fidèlement les dynamiques du processus. Ce modèle ne doit pas être trop simplifié au risque de s'éloigner de la réalité physique, mais aussi pas trop complexe pour ne pas compliquer la conception de la commande.

Dans ce chapitre, nous aborderons la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation. Nous présenterons en détail le modèle mathématique équivalent de cette machine. Ensuite, nous aborderons de manière concise l'alimentation de cette machine par un onduleur de tension.

## I.2. Notions sur machine asynchrone à double alimentation

### I.2.1. Description de la MADA

La MADA est aussi couramment appelée machine généralisée, car sa structure permet de considérer son comportement physique de façon analogue à une machine synchrone, à la différence près que le rotor n'est plus une roue polaire alimentée en courant continu ou un aimant permanent. Son rotor (figure 1.1), est constitué d'un bobinage triphasé alimenté en alternatif. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne [6].

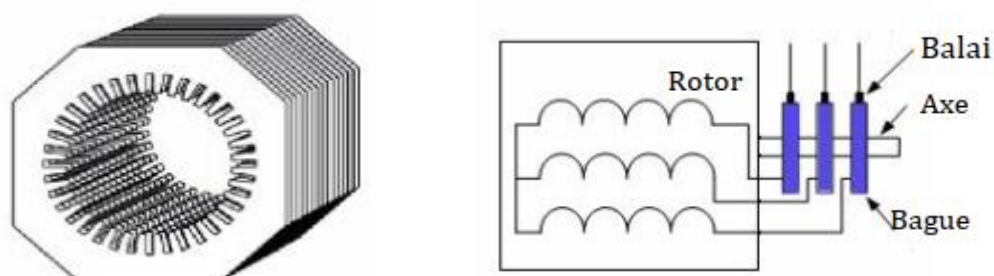


Figure I.1 : Structure du stator et des contacts rotoriques la MADA

Elle présente aussi un stator (figure I.2) analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrones à cage ou synchrone), constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. Le rotor tourne à l'intérieur de la cavité de la machine, il est séparé du stator par un entrefer.

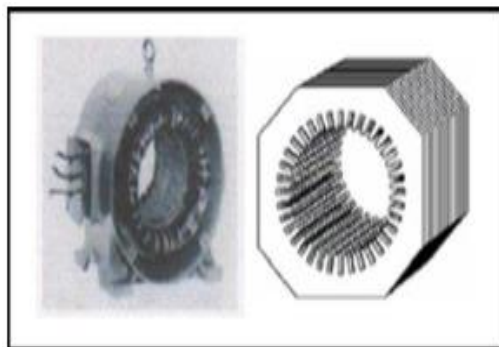


Figure I. 2 : Structure de stator à induction.

La MADA a la particularité de pouvoir fonctionner à la fois comme générateur et comme moteur. Son stator est directement connecté au réseau électrique, tandis que son rotor est connecté à un convertisseur statique. Cette configuration permet un contrôle plus précis de la machine et offre une grande flexibilité dans son fonctionnement, notamment en termes de vitesse et de puissance.

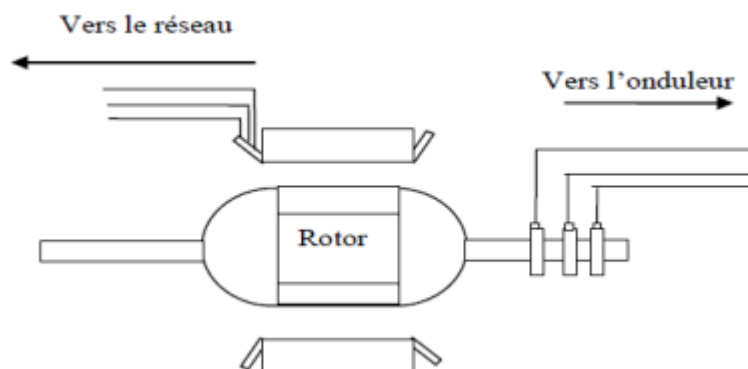


Figure I. 3 : MADA connectée à deux sources triphasées

### I.2.2. Modes de fonctionnement de la MADA :

La machine asynchrone classique fonctionne en moteur en dessous de la vitesse de synchronisme et ne peut fonctionner en génératrice qu'au-dessus de celle-ci. Par contre, la MADA offre la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants, figure (1-4). C'est-à-dire

que ce n'est plus la vitesse de rotation qui définit le mode de fonctionnement en moteur ou en générateur.

**a) Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone :**  $(P_m < 0, P_s > 0, P_r < 0)$

La représentation graphique (I-4.a) illustre le transfert de puissance du stator vers le réseau, tandis que la puissance de glissement est réinjectée dans le rotor. Ce schéma correspond à un fonctionnement en mode générateur lorsque la vitesse est inférieure à la synchronisation.

**b) Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone :**  $(P_m < 0, P_s > 0, P_r > 0)$

Dans la figure (I-4.b), on observe que la puissance est fournie au réseau par le stator, tandis que la puissance de glissement est récupérée à travers le rotor pour être réintroduite dans le réseau. Ce schéma représente un fonctionnement en mode générateur lorsque la vitesse dépasse la synchronisation

**c) Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone :**  $(P_m > 0, P_s < 0, P_r > 0)$

Pendant le fonctionnement d'une machine asynchrone double alimentation (MADA) en tant que moteur, la puissance  $P_s$  est fournie au stator par le réseau électrique. Lorsqu'elle fonctionne en mode hypo-synchrone, c'est-à-dire lorsque sa vitesse de rotation est inférieure à celle du synchronisme, la puissance de glissement est renvoyée vers le réseau (voir figure I-4.c).

**d) Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone :**  $(P_m > 0, P_s < 0, P_r < 0)$

En mode hyper-synchrone, le réseau alimente à la fois le stator et le rotor de la MADA. Une fraction de la puissance absorbée par le réseau est dirigée vers le rotor, où elle est transformée en puissance mécanique (voir figure)

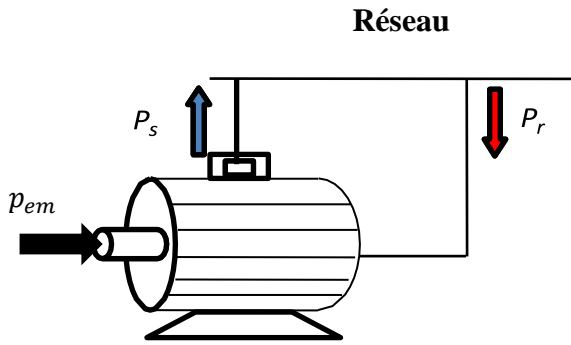


Figure (I-4.a) : Fonctionnement génératrice Hypo-synchrone

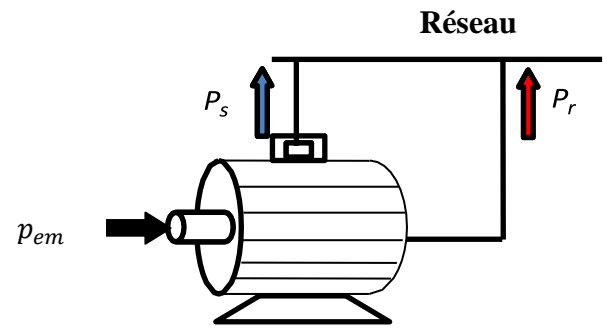


Figure (I-4.b) : Fonctionnement génératrice hyper-synchrone.

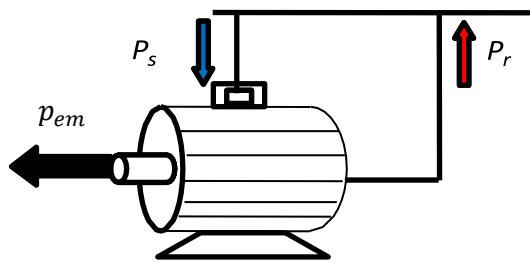


Figure (I-4.c) : Fonctionnement moteur hypo - synchrone.

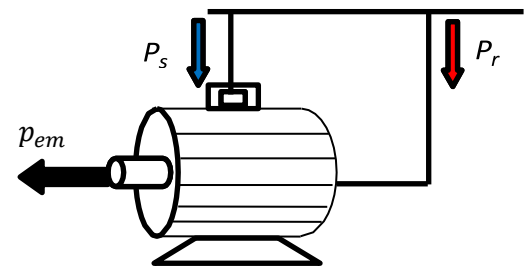


Figure (I-4.d) : Fonctionnement moteur Hyper -synchrone

Figure .I.4 : Modes de fonctionnement de la MADA.

### I.2.3. Intérêt de la MADA

Le principal avantage de la MADA est la possibilité de fonctionner à vitesse variable, même à faibles vitesses. Le système à base de la MADA peut fonctionner pour toutes les vitesses de rotation du rotor, en fonction de la vitesse du vent. En effet, la MADA permet un fonctionnement en génératrice hypo-synchrone et hyper-synchrone. On arrive ainsi à extraire le maximum de puissance possible. L'intérêt de la vitesse variable pour une éolienne est de pouvoir fonctionner sur une large plage de vitesses de vent et de pouvoir en tirer le maximum de puissance possible [7].

### I.3. Domaine d'utilisation de la MADA :

La (MADA) joue actuellement un rôle crucial dans divers domaines industriels en raison de ses nombreux avantages. Elle est largement utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable, notamment dans les systèmes éoliens [8]. De plus, la MADA peut être appliquée dans des contextes nécessitant une vitesse variable et une

fréquence constante, comme les systèmes de génération d'énergie électrique à partir des sources éolienne et hydraulique. Elle est également utilisée dans des secteurs tels que l'aérospatiale et la marine, ainsi que pour l'entraînement de ventilateurs et de pompes à eau.

## I.4. Etat de l'Art sur les éoliennes à base d'une machine asynchrone à double alimentation

### I.4.1. Structure générale d'un système éolien à base d'une MADA

Le système éolien à vitesse variable, basé sur une machine asynchrone à double alimentation (MADA), est représenté dans la figure (I-5). Dans ce système, l'énergie cinétique du vent est convertie en énergie mécanique par la turbine éolienne, qui est ensuite transmise à la MADA via un multiplicateur. La MADA est directement connectée au réseau électrique via son stator, mais elle est également reliée au réseau à travers des convertisseurs statiques triphasés équipés de transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) situés sur son rotor, qui est pourvu de systèmes de bagues ou de balais. Ce dispositif permet de réguler la vitesse de rotation de la MADA, ainsi que la quantité d'énergie électrique fournie au réseau. La présence des convertisseurs statiques triphasés à IGBT sur le rotor permet un contrôle plus précis et efficace de la MADA, ce qui est essentiel pour les applications nécessitant une adaptation continue à la variation de la vitesse du vent.

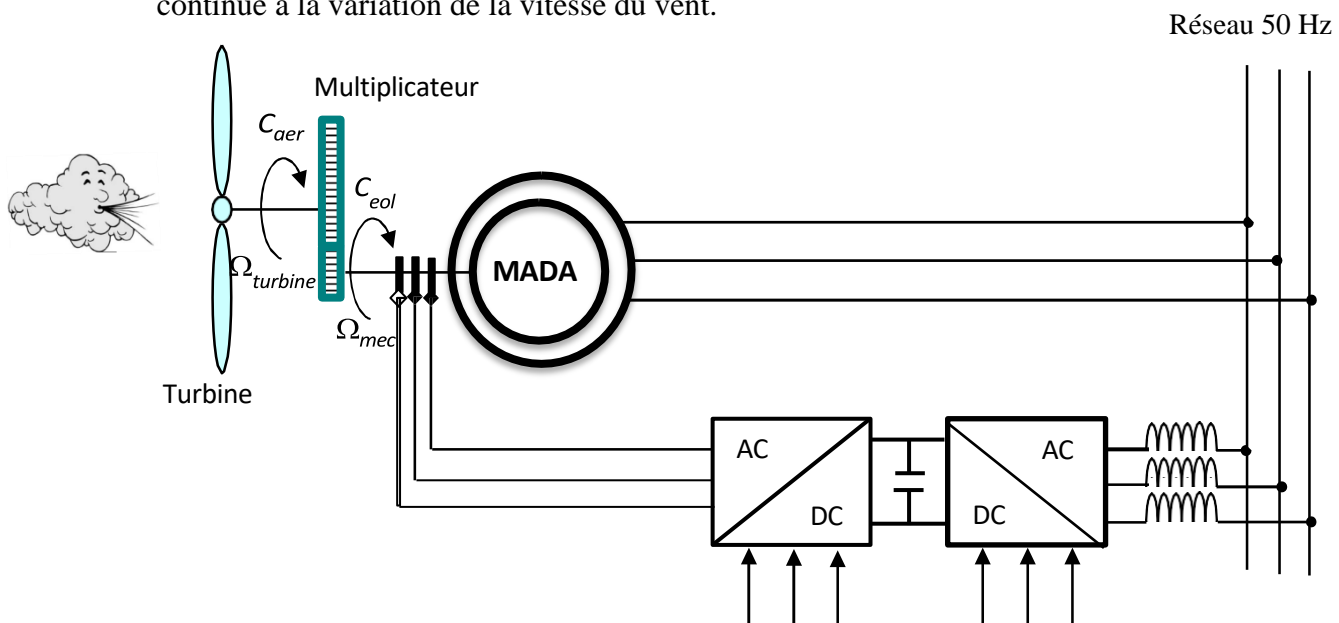


Figure I.5 : Eolienne à vitesse variable à base d'une MADA

### I.4.2. Différentes structures d'un système éolien à base d'une MADA

Il est intéressant de noter que la technologie actuelle pour les projets éoliens de plus de 1 MW repose principalement sur l'utilisation de machines asynchrones à double alimentation, où le circuit statorique est connecté directement au réseau électrique, tandis qu'un second circuit au rotor est relié au réseau via des convertisseurs de puissance. Différentes technologies de machines asynchrones à double alimentation ainsi que divers dispositifs d'alimentation sont envisageables et sont en cours de développement et de présentation.

#### a) MADA avec pont à diodes et pont à thyristors

Cette structure, appelé montage Kramer, utilise un pont à diodes et un pont à thyristors. Elle représentée à la figure (I-5).

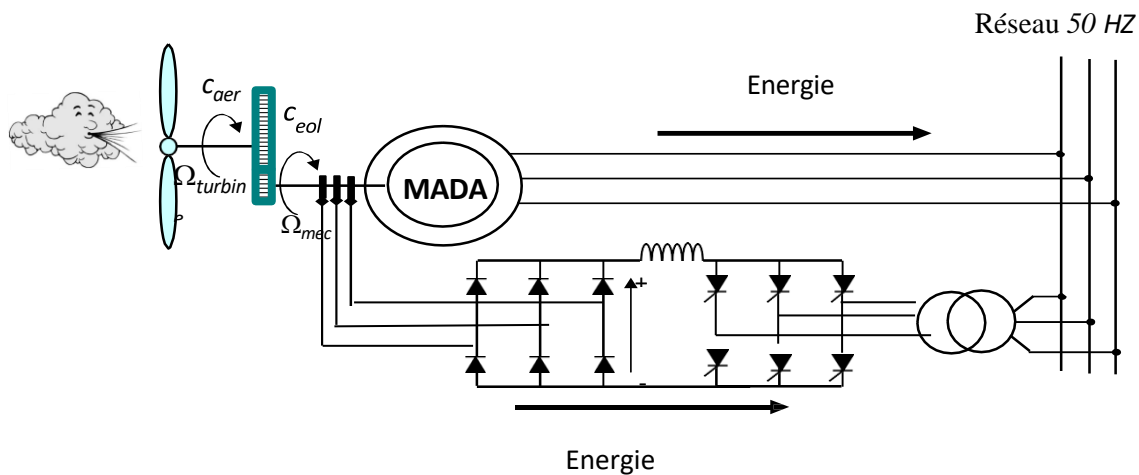


Figure .1.5 : MADA avec pont à diodes et pont à thyristors.

Dans ce contexte, le redresseur-onduleur est dimensionné pour une fraction de la puissance nominale de la machine afin de réduire la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale. Cela nécessite de maintenir le glissement de la machine (différence entre la vitesse de rotation du champ magnétique et la vitesse de rotation mécanique) inférieur à 30%. L'utilisation de thyristors dans l'onduleur peut nuire au facteur de puissance. De plus, le redresseur est unidirectionnel, ce qui signifie qu'il ne transfère de l'énergie que du rotor de la machine vers le réseau. Par conséquent, le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures au synchronisme.

#### b) MADA avec pont à diodes et pont à transistors

Dans cette configuration, les onduleurs à commutation naturelle à base de thyristors sont remplacés par des onduleurs à commutation forcée et à modulation de largeur d'impulsion

(MLI) composés de transistors de puissance. Ce type d'onduleur fonctionne à une fréquence de découpage élevée, ce qui limite l'injection de courants harmoniques à basse fréquence. De plus, cette structure permet le contrôle du flux de puissance réactive. Cependant, elle ne permet pas de réguler la vitesse de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) en raison de l'utilisation d'un pont de diodes pour le redressement.

### C) MADA avec cyclo-convertisseur

La topologie statique Scherbius permet un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau électrique. Cette configuration est adaptée pour des valeurs de fréquence rotorique largement inférieures à celles du réseau électrique. Elle permet un contrôle plus précis du flux d'énergie et une meilleure efficacité énergétique dans certaines conditions de fonctionnement des éoliennes. La figure (I.6) illustre cette structure.

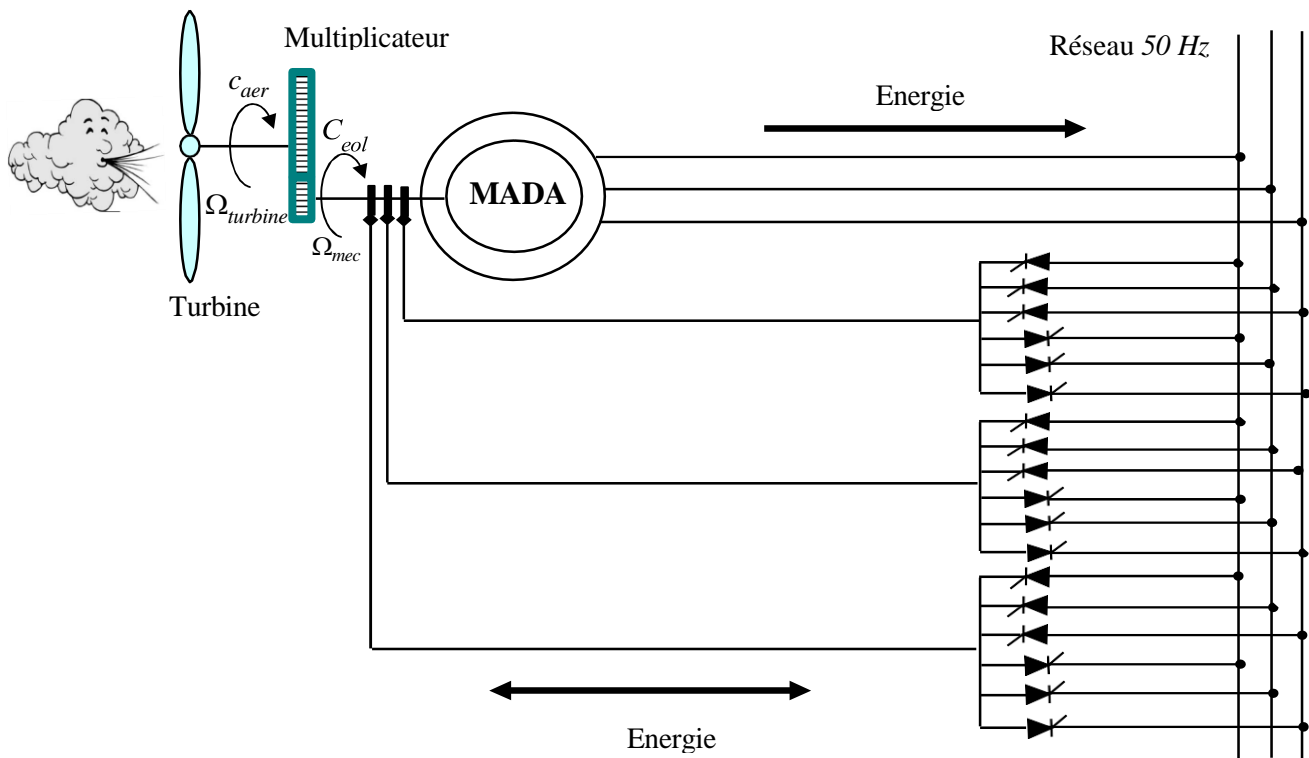


Figure. I.6 : MADA avec cyclo-convertisseur

### d) GADA avec convertisseurs à MLI

La structure décrite utilise deux onduleurs de tension en cascades équipés de transistors bipolaires à grille isolée (GIBET) et connectés via un bus continu, comme illustré dans la figure .I.7. Les onduleurs sont contrôlés par une modulation de largeur d'impulsion (MLI). Ce choix permet de contrôler deux degrés de liberté pour chaque convertisseur : le flux

magnétique et la vitesse de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) du côté de la machine, et les puissances active et réactive transitant du côté du réseau.

Les avantages de cette configuration en cascade de convertisseurs sont les suivants :

- Le flux d'énergie entre le rotor et le réseau est bidirectionnel, avec des limites définies par la marge de variation de la vitesse de rotation, imposée par les contraintes électriques et mécaniques du système.
- Le fonctionnement autour de la vitesse de synchronisme est optimal.
- Il y a une faible distorsion des tensions et des courants rétorques et statoriques, ce qui améliore la qualité de l'énergie transmise au réseau.
- La structure de conversion décrite offre un contrôle indépendant du couple de la génératrice et de la puissance réactive injectée par le rotor. Elle permet de contrôler quatre grandeurs : le flux magnétique, la vitesse de la génératrice et les puissances transitées au réseau électrique.

Cette configuration permet une variation de la vitesse du vent jusqu'à 100% en utilisant des pales orientables. De plus, les convertisseurs ne sont dimensionnés que pour 25% de la puissance nominale de la génératrice, ce qui limite les pertes dans les convertisseurs [9]. Cette approche est donc très intéressante en termes de coût et de performances, et a été choisie comme structure de base pour les travaux de thèse ultérieurs.

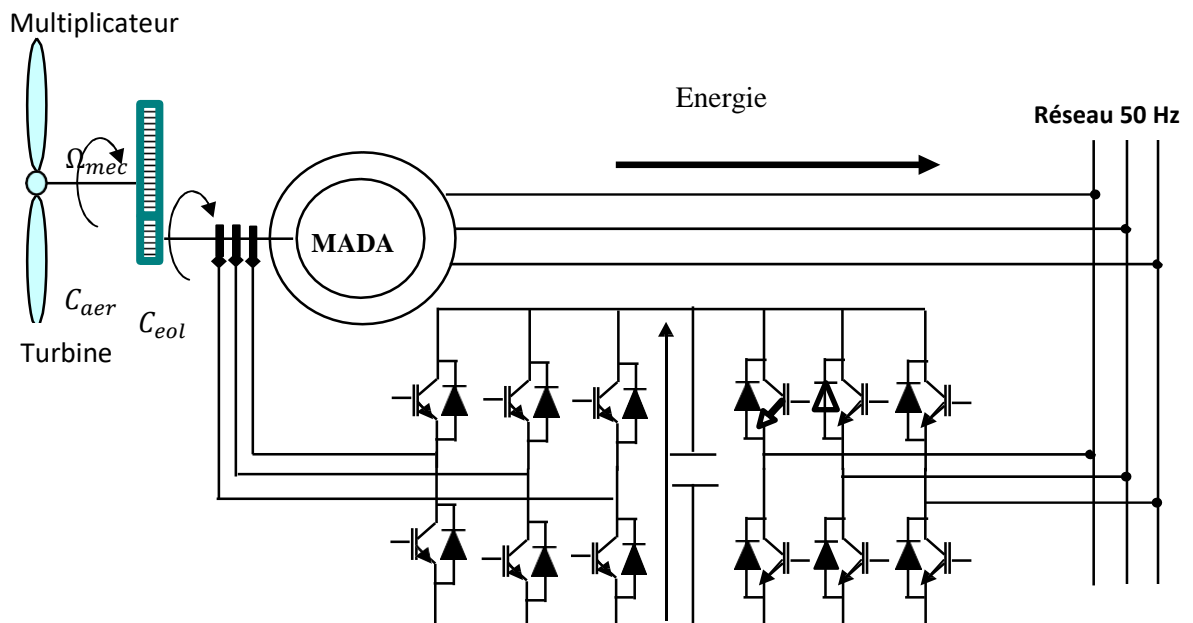


Figure .I.7: MADA avec convertisseurs à MLI

Plusieurs études récentes, corroborées par des réalisations industrielles, confirment la viabilité de ce dispositif dans un système éolien à vitesse variable. La bidirectionnalité du convertisseur rotorique permet des fonctionnements hyper et hypo synchrones, ainsi que le contrôle du facteur de puissance côté réseau. Lorsque le glissement reste inférieur à  $\pm 30\%$  autour du synchronisme, le convertisseur est dimensionné pour un tiers de la puissance nominale de la machine et ses pertes représentent moins de 1% de cette puissance.

De plus, le fonctionnement hyper synchrone permet d'injecter de l'énergie du stator vers le réseau, mais également du rotor vers le réseau. La puissance totale ainsi produite peut alors dépasser la puissance nominale de la machine, et le facteur de puissance de l'ensemble peut être maintenu unitaire.

Effectivement, la présence d'un convertisseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) peut entraîner des variations rapides de tension ( $dv/dt$ ) dans les enroulements rétorques de la (MADA). Ces variations rapides de tension peuvent induire des courants de fuite élevés dans les enroulements, ce qui peut entraîner des pertes supplémentaires et affecter la durabilité des isolants des enroulements [8].

De plus, les courants de commutation élevés associés à la MLI peuvent générer des harmoniques de courant à des fréquences élevées, ce qui peut également augmenter les pertes par effet Joule et avoir des effets indésirables sur les composants électriques de la machine.

Il est donc important de concevoir le système de conversion avec des mesures appropriées pour atténuer ces effets, tels que l'utilisation de filtres pour réduire les harmoniques de courant, et en choisissant des composants avec des capacités de commutation élevées pour minimiser les  $dv/dt$ .

### **I.4.3. Avantage des éoliennes à base de la MADA**

La variation de vitesse acceptable pour un fonctionnement stable de la (MADA) est de  $\pm 30\%$  autour de la vitesse de synchronisme, ce qui correspond à la valeur du glissement ( $g$ ). Cette limitation implique que les convertisseurs statiques utilisés sont dimensionnés pour faire transiter uniquement la puissance de glissement, soit au maximum 30% de la puissance nominale de la machine [10]. Par conséquent, Les éoliennes basées sur la MADA offrent plusieurs avantages :

- Les convertisseurs statiques utilisés sont moins volumineux, moins coûteux et nécessitent un système de refroidissement moins lourd. Ils génèrent moins de perturbations que les convertisseurs utilisés pour les éoliennes basées sur des machines asynchrones à cage ou à aimant permanent [11].

- Les pertes liées aux convertisseurs statiques sont faibles, ce qui améliore le rendement du système de génération.
- Le dimensionnement des filtres est réduit, ce qui diminue leur coût.
- Le facteur de puissance peut être réglé, car la génératrice peut être contrôlée pour fonctionner de manière similaire à un alternateur synchrone [12]. En effet, les puissances active et réactive peuvent être contrôlées de façon indépendante grâce au convertisseur connecté au rotor de la MADA [13].

#### **I.4.4 Inconvénients**

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone ; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants :

- 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.
- Un autre inconvénient apparaît lors de l'étude de cette machine, ce dernier est la stabilité notamment en boucle ouverte

#### **I.5. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation**

La modélisation de la machine électrique revêt une importance cruciale dans le développement des systèmes de commande. Grâce aux avancées en informatique et en génie logiciel, il est désormais possible d'effectuer des simulations de haute performance et d'envisager l'optimisation des systèmes de régulation.

Le modèle conventionnel de la MADA, basé sur le schéma monophasé équivalent, est valide uniquement en régime sinusoïdal à fréquence fixe au stator. Pour étudier son comportement en présence d'une fréquence variable et avec des signaux non sinusoïdaux fournis par les convertisseurs statiques, il est nécessaire de recourir à un modèle plus précis. En utilisant la transformation de Park, chaque enroulement triphasé stator que ou rotorique peut être représenté par un enroulement diphasé équivalent.

### I.5.1. Hypothèses simplificatrices

Les hypothèses suivantes sont faites pour le modèle de la machine électrique :

- ❖ L'entrefer est constant, les effets des encoches et les pertes ferromagnétiques sont négligeables.
- ❖ Le circuit magnétique est non saturé, c'est-à-dire à perméabilité constante.
- ❖ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- ❖ La force magnétomotrice (fmm) créée par chacune des phases des deux armatures est supposée être répartie de manière sinusoïdale.
- ❖ La symétrie de construction est parfaite.

De ce fait, tous les coefficients des inductances propres sont constants et les coefficients des inductances mutuelles ne dépendent que de la position des enroulements [14].

### I.5.2. Modèle triphasé de la MADA

#### I.5.2.1. Représentation de la MADA dans le système triphasé

La MADA se compose d'un stator fixe et d'un rotor cylindrique mobile. Le stator comporte trois enroulements couplés en étoile ou en triangle, alimentés par un système de tensions triphasées. Cela crée un champ magnétique glissant dans l'entrefer de la machine (Théorème de Ferraris). La vitesse de glissement de ce champ par rapport au stator est donnée par  $\Omega = \frac{w_s}{p}$ , où  $w_s$  représente la pulsation du réseau d'alimentation statorique triphasé et  $p$  le nombre de paires de pôles. Le rotor de la machine est également équipé d'un bobinage triphasé avec le même nombre de paires de pôles que le stator 15 .

La machine asynchrone à double alimentation est représentée dans le système triphasé par la figure suivante :

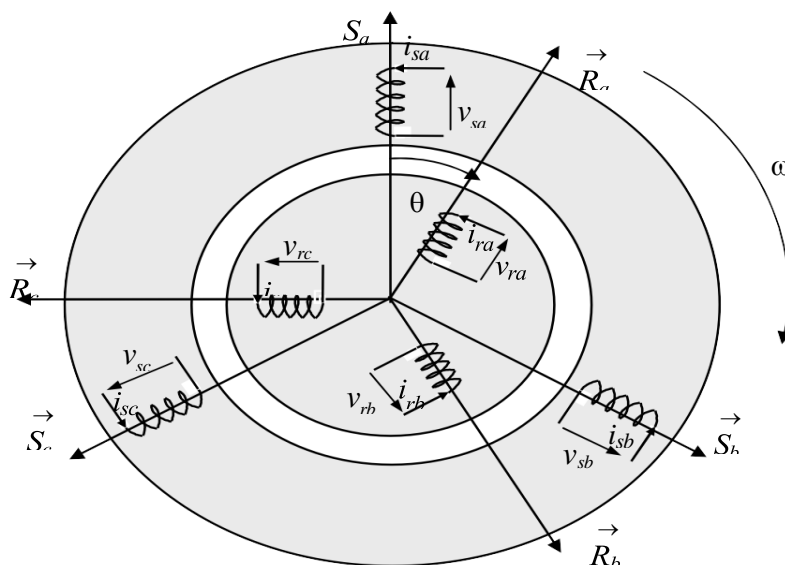


Figure (I-8) : Représentation électrique des enroulements d'une machine asynchrone triphasée.

### I.5.2.2. Les équations électriques

La loi de Faraday, qui exprime la tension  $v$  aux bornes d'une bobine, est donnée la relation

Suivant :

$$v(t) = Ri(t) + \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (\text{I.1})$$

Appliquons cette relation aux enroulements triphasés du stator et du rotor, nous trouvons :

- **Pour le stator**

$$\begin{cases} v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{sa} \\ v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{sb} \\ v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Où

$$[v_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \phi_s \quad (\text{I.3})$$

- **Pour le rotor :**

$$\begin{cases} v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \phi_{ra} \\ v_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \phi_{rb} \\ v_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Où

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \phi_r \quad (\text{I.5})$$

Avec :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}, [I_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

$$[v_r] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}, [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}, [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_r \\ \phi_r \\ \phi_r \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Les équations de base d'une machine asynchrone (ou machine à induction) peuvent être exprimées à l'aide des vecteurs et des grandeurs suivants :

$$v_s = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} : \text{Vecteur des tensions instantanées des phases } a, b \text{ et } c \text{ statoriques ;}$$

$$I_s = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} : \text{Vecteur des courants instantanés des phases } a, b \text{ et } c \text{ statoriques ;}$$

$$\varphi_s = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} : \text{Vecteur des flux instantanés des phases } a, b \text{ et } c \text{ statoriques ;}$$

$$v_r = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} : \text{Vecteur des tensions instantanées des phases } a, b \text{ et } c \text{ rotoriques ;}$$

$$I_r = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} : \text{Vecteur des courants instantanés des phases } a, b \text{ et } c \text{ rotoriques ;}$$

$$\varphi_r = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} : \text{Vecteur des flux instantanés des phases } a, b \text{ et } c \text{ rotoriques ;}$$

$R_s$  et  $R_r$  : Résistances d'une phase statorique et d'une phase rotorique, respectivement.

### I.5.2.3. Les relations flux – courants (relations électromagnétiques)

Ces équations sont données par :

$$[\phi_s] = [L_s][I_s] + [M][I_r] \quad (\text{I.8})$$

$$[\phi_r] = [L_r][I_r] + [M][I_s] \quad (\text{I.9})$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_{ss} & m_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & l_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & m_{ss} & l_{ss} \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} l_{rr} & m_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & l_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & m_{rr} & l_{rr} \end{bmatrix}, [M] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Avec :

$l_{ss} l_{rr}$  : Inductances propres d'une phase statorique et d'une phase rotorique, respectivement.

$m_{ss} m_{rr}$  : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques, respectivement.

$m_{sr}$  : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

Ces inductances sont importantes dans la modélisation des machines asynchrones, car elles déterminent les relations entre les tensions, les courants et les flux dans la machine.

### I.5.3. La transformation de Park

#### I.5.3.1. Définition

La transformation de Park est un outil essentiel en électrotechnique qui permet de convertir les grandeurs d'un système triphasé (a, b, c) en un système biphasé tournant (d - q). Cette transformation est particulièrement utile dans le contexte des machines électriques, car elle permet de représenter les grandeurs statoriques et rotoriques dans un même repère de référence. La figure (I-9) illustre clairement ce processus, montrant comment les grandeurs sont transformées et alignées dans le repère (d - q)

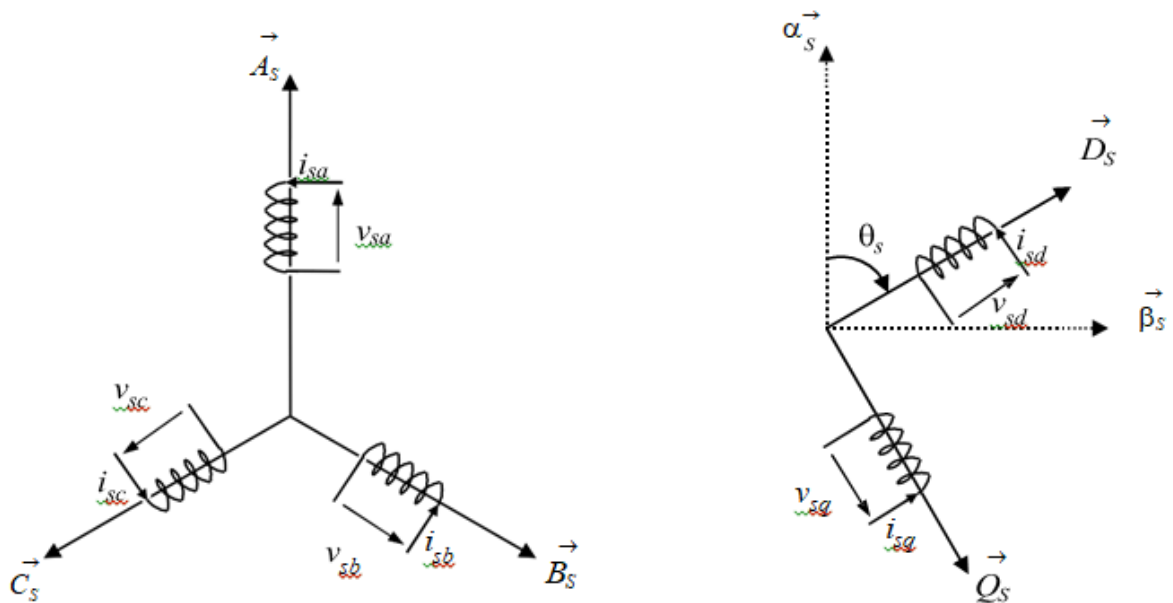


Figure (I-9) : Repérage angulaire du système d'axes (d - q) associé au stator de la MADA.

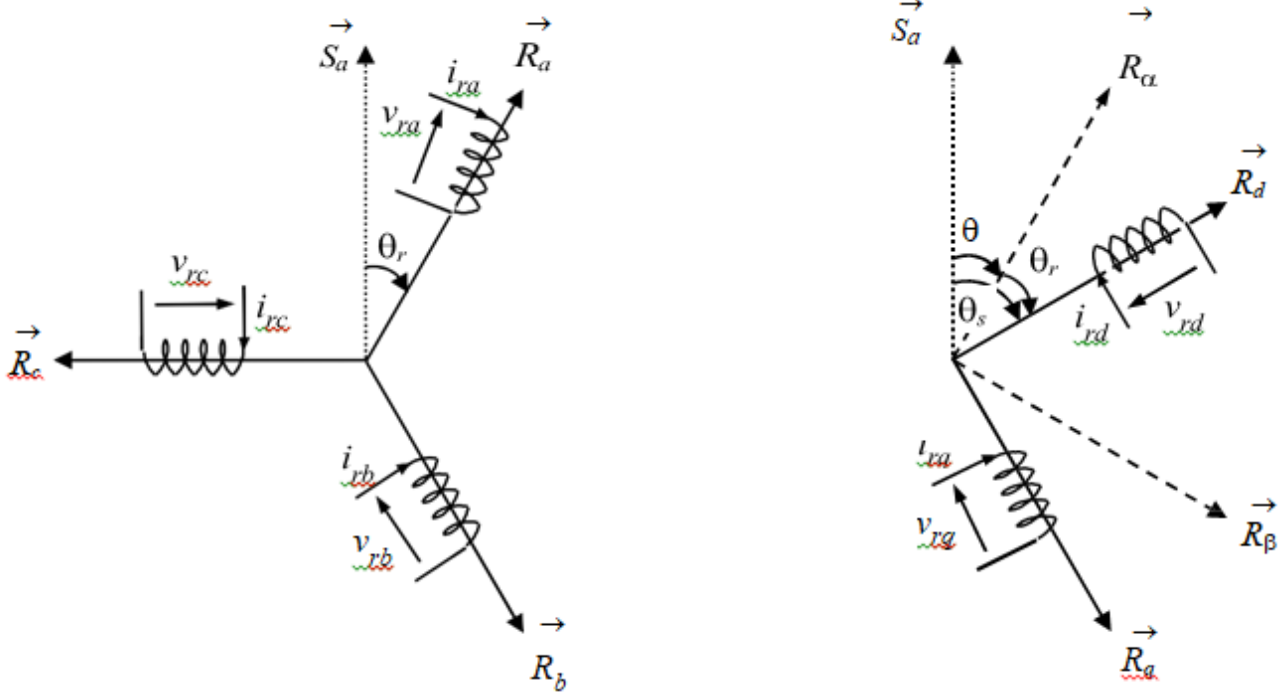


Figure (I-10) : Repérage angulaire du système d'axes  $(d - q)$  associé au rotor de la MADA.

Il est observé sur la figure (1-9) que les axes  $\theta_s$  et  $\theta_r$  sont intrinsèquement liés à l'axe q par une relation rigide :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \tag{I.10}$$

Et par suite:

Avec :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \tag{I.11}$$

La transformation matricielle définissant la transformation de Park est la suivante :

$$[x_{dq0}] = [P(\theta)][x_{abc}] \tag{I.12}$$

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I.13}$$

Et :

$$[P(\theta^{-1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

**Remarque :**

- Cette transformation permet la conservation de la puissance instantanée.

**I.5.3.2. Choix de référentiel de Park :**

En fonction de la structure et du mode de fonctionnement de la (MADA), trois référentiels ( $d - q$ ) sont couramment utilisés :

Référentiel fixe au stator ( $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$ ): Ce référentiel est souvent choisi pour l'étude des observateurs.

Référentiel fixé au rotor ( $\frac{d\theta_r}{dt} = \theta = \omega = p \cdot \Omega$ ) : Ce choix est privilégié pour l'analyse des régimes transitoires.

Référentiel fixé au champ tournant statorique ( $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ ) : Ce référentiel est fréquemment utilisé pour l'étude et la conception des lois de commande. Les axes sont désignés par ( $d, q$ ).

Nous utiliserons ce dernier référentiel pour étudier la commande vectorielle à flux statorique orienté, qui sera présentée dans le chapitre suivant. Ce choix permet de définir une pulsation de glissement  $\omega_g = \omega_s - \omega_r$

**I.5.4. Modèle diphasé de la MADA****I.5.4.1. Equations électriques :**

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \omega_r \phi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

**I.5.4.2. Relations flux – courants**

Lorsque nous utilisons la transformation de Park sur les relations entre flux et courants (I.6), (I.7), nous obtenons les équations électromagnétiques de la machine généralisée.

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Ou :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{rd} \\ i_{sq} = \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{rq} \\ i_{rd} = \frac{1}{\sigma L_r} \Phi_{rd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{sd} \\ i_{rq} = \frac{1}{\sigma L_r} \Phi_{rq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Avec:

$$L_s = l_{ss} - m_{ss}, L_r = L_{rr} - m_{rr}, M = \frac{3}{2} M_{sr} \quad (\text{I.18})$$

### I.5.4.3. Equation mécanique

L'équation mécanique est exprimée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{I.19})$$

$$\text{Avec : } \Omega = \frac{\omega}{p}$$

$$C_{em} = p(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{I.20})$$

### I.5.4.4. Le couple électromagnétique

Pour compléter ces équations, il est nécessaire d'ajouter l'équation générale du couple électromagnétique, dérivée de l'expression de la co-énergie et s'exprimant comme suit

$$: C_{em} = [I_s]^T \left\{ \frac{d}{d\theta} [M] \right\} [I_r] \quad (\text{I.21})$$

Après avoir appliqué la transformation de Park à cette équation, nous obtenons l'expression suivante :

$$C_{em} = P \cdot M (i_{rd} i_{sq} - i_{sd} i_{rq}) \quad (\text{I.22})$$

Les expressions (I.18), (I.19) et (I.20) peuvent être utilisées pour déduire d'autres expressions du couple électromagnétique :

$$C_{em} = P(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{I.23})$$

Ou :

$$C_{em} = P \cdot \frac{M}{L_s} (\Phi_{qs} i_{dr} - \Phi_{ds} i_{qr}) \quad (I.24)$$

#### I.5.4.5. Puissances statoriques

Les puissances actives et réactives échangées avec le réseau électrique dépendent également des variables électriques du stator et du rotor. Au stator, les puissances active et réactive sont respectivement données par [14] :

$$\bar{S}_s = V_s \bar{I}_s \quad (I.25)$$

Ainsi, les expressions des puissances active et réactive statoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} P_s = \text{Reel}[\bar{S}_s] \\ Q_s = \text{Im}[\bar{S}_s] \end{cases} \quad (I.26)$$

Après avoir effectué la transformation de Park, nous obtenons :

$$\begin{cases} P_s = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} \\ Q_s = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq} \end{cases} \quad (I.27)$$

#### I.5.5. Modèle d'état de Park de la MADA

Le modèle d'état de Park de la MADA peut être exprimé sous la forme matricielle suivante [16]:

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \Phi_{sd} + \omega_s \cdot \Phi_{sq} + M \frac{R_s}{L_s} i_{rq} + v_{sq} \\ \frac{d\Phi_{sq}}{dt} = -\omega_s \cdot \Phi_{sd} - \frac{R_s}{L_s} \Phi_{sq} + M \frac{R_s}{L_s} i_{rd} + v_{sd} \\ \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} = \frac{M R_s}{L_s L_s} \Phi_{sd} - \frac{M}{L_s} \omega \Phi_{sq} - \left( R_r + \frac{M M}{L_s L_s} R_s \right) i_{rd} + \sigma L_r \omega_r i_{rq} + \left( v_{rd} - \frac{M}{L_s} v_{sd} \right) \\ \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} = \frac{M}{L_s} \omega \Phi_{sd} + \frac{M R_s}{L_s L_s} \Phi_{sq} - \sigma L_r \omega_r i_{rd} - \left( R_r + \frac{M M}{L_s L_s} R_s \right) i_{rq} + \left( v_{rq} - \frac{M}{L_s} v_{sq} \right) \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (C_{em} - C_r) - \frac{F}{J} \cdot \omega \end{cases} \quad (I.28)$$

Où :

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$  est le coefficient de dispersion des flux magnétiques.

#### I.6. Modélisation des convertisseurs

L'alimentation du rotor de la machine est assurée par un ensemble comprenant les éléments suivants :

- Un redresseur d'entrée,
- Un filtre constitué d'un condensateur de forte capacité pour réduire les ondulations de la tension U à l'entrée de l'onduleur, ainsi qu'une inductance pour lisser le courant,

- Un onduleur de tension.

Le schéma de l'association des convertisseurs avec la machine asynchrone à double alimentation est illustré dans la figure suivante (I.11) :

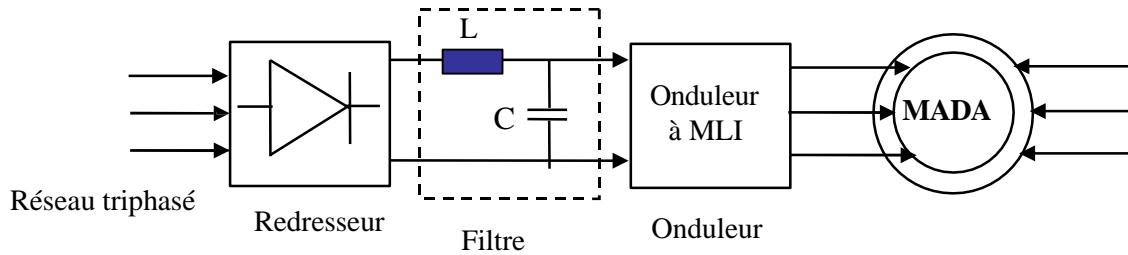


Figure (I-11) : L'ensemble convertisseur machine

Le schéma détaillé du convertisseur assurant l'alimentation rotorique de la machine est représenté par la figure (I-12)

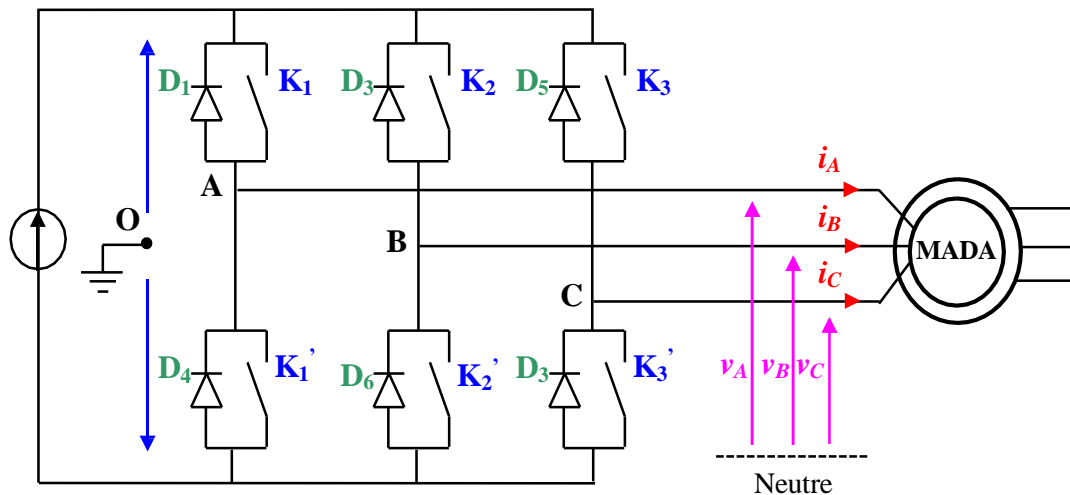


Figure (I-12) : Représentation schématique d'un onduleur de tension

Dans notre analyse, nous examinons un onduleur triphasé idéal à deux niveaux de tension, utilisant la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), et modélisé par des interrupteurs parfaits avec une commutation instantanée. Il est important de noter que le point milieu de la source de tension est fictif dans ce cas.

### I.6.1. Description de l'onduleur

L'onduleur de tension est un dispositif électronique statique qui convertit une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des charges en

courant alternatif. La puissance maximale transmise par l'onduleur doit être déterminée en fonction des caractéristiques spécifiques de la charge à alimenter.

Le schéma de principe de l'onduleur triphasé à deux niveaux de tension, monté en pont et alimentant une charge triphasée, est illustré dans la figure (I-12). Cet onduleur de tension est composé de six cellules de commutation et de six diodes de roue libre. Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux cellules de commutation, comprenant chacune un interrupteur et sa diode. La sortie de chaque bras correspond au point milieu.

Les signaux de commande des interrupteurs de chaque bras doivent être complémentaires pour éviter tout court-circuit dans l'alimentation continue de l'onduleur. Pour éviter un court-circuit accidentel, un temps d'attente est introduit lors de la fermeture de l'interrupteur, ce qui est communément appelé le temps mort. Les semi-conducteurs les plus utilisés pour réaliser ces interrupteurs sont les transistors de puissance (MOSFET, IGBT, Bipolaires) et les thyristors rapides [16].

### I.6.2. Commande par MLI (Stratégie triangle – sinusoïdale)

Dans notre étude, nous avons exploré la méthode de commande sinusoïdale triangulaire, également connue sous le nom de MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). Cette méthode implique la comparaison de deux signaux :

- Une onde sinusoïdale de référence, appelée modulatrice, de fréquence  $f_{ref}$ ,
- Une onde triangulaire, appelée porteuse, généralement de fréquence élevée  $f_p$ ,

En veillant à ce que la condition de fréquence ( $f_p > f_{ref}$ ) soit respectée. Les moments de fermeture des interrupteurs sont déterminés par les intersections des deux ondes, tandis que la fréquence de commutation est déterminée par la fréquence de la porteuse. La figure (I-11) illustre un exemple de chronogramme pour une commande MLI sinusoïdale triangulaire monophasée sur une période de l'onde de modulation [17].

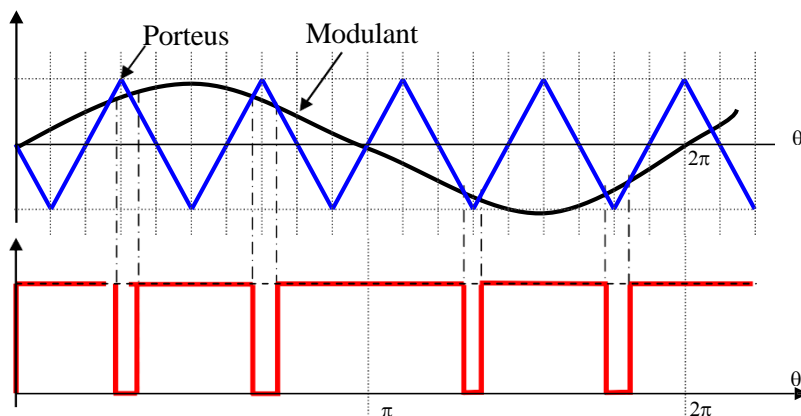


Figure (I-13): Exemple de chronogramme d'une commande «sinus-triangle» monophasée.

La fonction logique  $S_x$  associée au signal de commande est définie par :

$$S_x = \begin{cases} 1 & \text{si } v_{ref} \geq V_p \\ 0 & \text{si } v_{ref} \leq V_p \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

### I.6.2.1. Equation de la référence

#### I.6.2.1. Equation de la porteuse

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par une fréquence  $f_p$  ( $T_p = 1/f_p$ ) Elle est définie par les équations suivantes [18]

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p(1 + 4\frac{t}{T_p}) & t \in [0, \frac{T_p}{2}] \\ x_2 = V_p(1 - 4\frac{t}{T_p}) & t \in [\frac{T_p}{2}, T_p] \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

La référence est un système de signaux triphasés tel que :

$$\begin{cases} v_{ref,a} = v_{ref} \sin \omega_{ref} t \\ v_{ref,b} = v_{ref} \sin(\omega_{ref} t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{ref,c} = v_{ref} \sin(\omega_{ref} t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

### I.6.3. Caractéristiques de la MLI

#### I.6.3.1. L'indice de modulation en fréquence $I_M$

L'indice de modulation en fréquence  $I_M$  est défini comme étant le rapport de la fréquence du signal triangulaire  $F_p$  par rapport à la fréquence  $F_{ref}$  de la référence sinusoïdale [19].

$$I_M = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (\text{I.32})$$

L'augmentation de la valeur de  $I_M$  conduit au déplacement des harmoniques vers les fréquences élevées. Ce qui est un avantage, mais on obtient une augmentation du déchet de tension. Donc, nous devons optimiser la valeur de  $I_M$  [19].

#### I.6.3.2. L'indice de modulation en amplitude :

C'est un coefficient de réglage de la tension, qui est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à l'amplitude de la porteuse [19] :

$$T_M = \frac{V_{ref}}{V_p} \quad (I.33)$$

Quand  $T_M$  est nul, la tension de sortie est formée d'ondes rectangulaire de même largeur avec une fréquence  $M_{f_r}$  et quand  $T$  s'accroît, la fréquence  $f_r$  croît, les termes  $M_{f_r}$ ,  $3M_{f_r}$ ,  $5M_{f_r}$  diminuent.

## I.7. Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'introduire la structure et le fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation. Pour justifier le choix de cette machine, nous avons examiné ses avantages par rapport aux autres types de machines. Nous avons également étudié ses performances en tant que génératrice en mode hypo synchrone et hyper synchrone, ainsi que son coût d'investissement. Ensuite, nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone à double alimentation en régime quelconque, dans le repère de Park lié au champ tournant statorique. Ce modèle a été développé en tenant compte de certaines hypothèses simplificatrices nécessaires. L'accent a été mis sur le développement d'un modèle adapté à la commande de cette machine, basé sur les courants rétorques et les flux statoriques. Comme nous l'avons vu, le modèle mathématique obtenu est hautement non linéaire, présentant diverses dynamiques et d'ordre élevé. De plus, l'expression du couple électromagnétique révèle une interaction complexe entre les champs statorique et rotorique. Par conséquent, l'analyse et le contrôle de ces systèmes peuvent être complexes. le prochain chapitre sera l'objet de contrôle classiques en puissance de la GADA.



# **Chapitre II**

**Commande vectorielle avec réglage  
classique des puissances statorque  
d'une GADA**

## II.1. Introduction

La commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation est une solution plus attractive pour des applications à haute performance comme l'entraînement à vitesse variable et les systèmes de génération de l'énergie. Cette solution convient à toutes les applications où les variations de la vitesse sont limitées autour de la vitesse de synchronisme. Puisque la puissance traitée par le côté rotorique (puissance de glissement) est proportionnelle au glissement, une conversion d'énergie est possible en utilisant un convertisseur de puissance du côté du rotorique, celui-ci ne traite qu'une petite fraction de puissance du système global, dans les entraînements à vitesses variables

Actuellement, la majorité des projets éoliens de forte puissance reposent sur l'utilisation de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA). Son circuit statorique est connecté directement au réseau électrique. Un second circuit placé au rotor est également relié au réseau mais par l'intermédiaire de convertisseurs de puissance. Etant donné que la puissance rotorique transitée est moindre, le coût des convertisseurs s'en trouve réduit en comparaison avec une éolienne à vitesse variable alimentée au stator par des convertisseurs de puissance. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance. Une seconde raison est la possibilité de régler la tension au point de connexion où est injectée cette génératrice [20].

Dans ce chapitre, nous avons présenté une stratégie de la commande vectorielle à flux statorique orienté de la GADA basée sur l'aspect de découplage des axes  $d$  et  $q$ . Nous avons développé deux méthodes de contrôle des puissances de la machine à savoir : le contrôle direct et contrôle indirect. Enfin, on termine le chapitre par la commande vectorielle directe de cette génératrice.

## II.2. La commande vectorielle : principes et objectifs

Le principe de cette technique est d'éliminer le problème de couplage entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Nous décomposons le courant statorique en deux composantes directe et en quadrature dans un repère de référence lié au flux statorique de telle sorte que l'une des composantes contrôle le flux et l'autre contrôle le couple. Ceci permet de ramener le fonctionnement de la GADA à un fonctionnement similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple électromagnétique [21].

Cette machine à un stator identique à celui d'une machine asynchrone à cage ou d'une machine synchrone. C'est le rotor qui diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écuriel mais d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques.

Il existe plusieurs variantes de ce principe de commande qui ont été décrites dans la littérature, et nous pouvons les classifier en fonction de l'orientation du repère ( $d$ - $q$ ).

- Orientation suivant le flux rotorique.
- Orientation suivant le flux statorique
- Orientation suivant le flux d'entrefer.

Dans cette étude, nous nous concentrons sur le développement de la commande vectorielle pour une GADA, en utilisant une orientation du repère ( $d$ - $q$ ) suivant le flux statorique. Nous adoptons spécifiquement la "commande à flux statorique orienté" pour atteindre le mode de fonctionnement souhaité, en optimisant le positionnement du vecteur courant statorique et du vecteur de flux magnétique.

Dans le cadre de la mise en œuvre de la commande vectorielle appliquée à la asynchrone à GADA, il est préférable de sélectionner le repère  $d$ - $q$  rattaché au champ magnétique tournant du stator, car celui-ci correspond à la fréquence de 50 Hz, qui est la fréquence standard du réseau électrique. Ainsi, le repère de Park sera aligné et synchronisé avec le flux du stator [22], ce qui permet d'assurer une gestion optimale du contrôle des flux et des courants dans la machine. Cette approche permet également de simplifier les équations de commande et de faciliter la régulation des puissances active et réactive injectées dans le réseau.

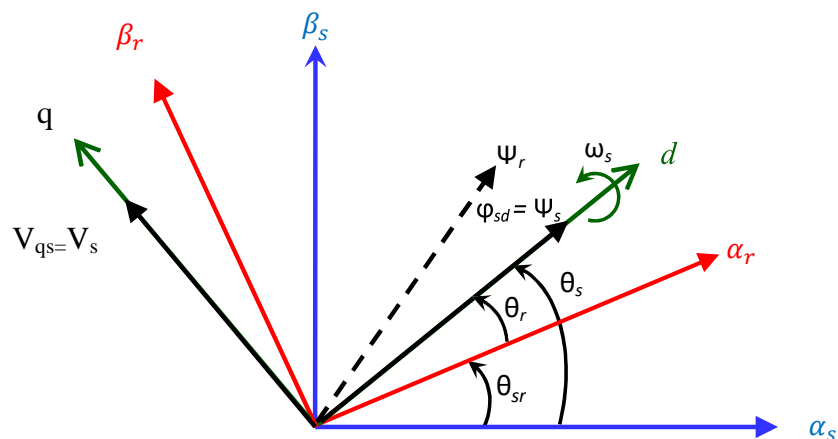


Figure II.1 : Orientation du repère de Park.

Souvent dans le cas d'une GADA de moyenne et de grande puissance, la résistance statorique  $R_s$  est négligée lors de la synthèse de son modèle sous l'hypothèse d'orientation du flux statorique [23].

En adoptant donc l'hypothèse d'une résistance statorique  $R_s$  négligeable et que le flux statorique est constant (cette condition est assurée dans le cas d'un réseau stable connecté au stator de la GADA), et orienté selon l'axe  $d$ , on déduit [24] :

$$\begin{cases} \varphi_{qs} = \varphi_s \\ \varphi_{ds} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = V_s = \omega_s \varphi_s \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

$$\begin{cases} \varphi_s = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ 0 = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

A partir de l'équation (II.1), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{\varphi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} I_{dr} \\ I_{qs} = -\frac{M}{L_s} I_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

En remplaçant dans l'équation des flux, les courants statoriques par l'expression (II.4), on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \sigma L_r I_{dr} + \frac{M}{L_s} \varphi_s \\ \varphi_{qr} = \sigma L_r I_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

En remplaçant l'expression des flux rotoriques de l'équation (II.5), on obtient :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \sigma L_r \frac{d}{dt} I_{dr} - \omega_s \sigma L_r I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \sigma L_r \frac{d}{dt} I_{qr} + g \omega_s \sigma L_r I_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} - g \omega_s \sigma L_r I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + g \omega_s \sigma L_r I_{dr} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Où  $g$  correspond au glissement de la machine asynchrone, et le terme  $(g M V_s / L_s)$  représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation. Son influence n'est pas négligeable car elle entraîne une erreur de traînage. Le contrôle du système devra donc prendre en compte cette erreur. L'adaptation des équations des puissances au système d'axes choisi et aux hypothèses simplificatrices effectuées dans notre cas ( $V_{ds}=0$ ) donne :

$$\begin{cases} P_s = V_s I_{qs} \\ Q_s = V_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

En remplaçant les courants statoriques par leurs expressions de l'équation (II.4) dans l'équation (II.8) nous obtenons les expressions suivantes pour les puissances active et réactive :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \\ Q_s = \left( V_s \frac{\varphi_s}{L_s} - V_s \frac{M}{L_s} I_{dr} \right) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

En tirant  $\varphi_s = \frac{V_s}{\omega_s}$  de l'équation (II.2), Le système d'équations (II.9) devient :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \\ V_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{dr} + \left( \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \right) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

En partant de l'équation (II.1), on peut réaliser un découplage de telle façon que le couple sera commandé uniquement par le courant  $I_{qr}$ . La relation finale du couple est :

$$C_{em} = -p \frac{M}{L_s} \varphi_s I_{qr} \quad (\text{II.11})$$

On voit que cette relation est similaire à celle d'une machine à courant continu excitation séparée.

En examinant les équations précédentes, on peut établir le schéma bloc de la GADA illustré dans la figure II.1 qui comporte en entrées les tensions rotoriques et en sorties les puissances active

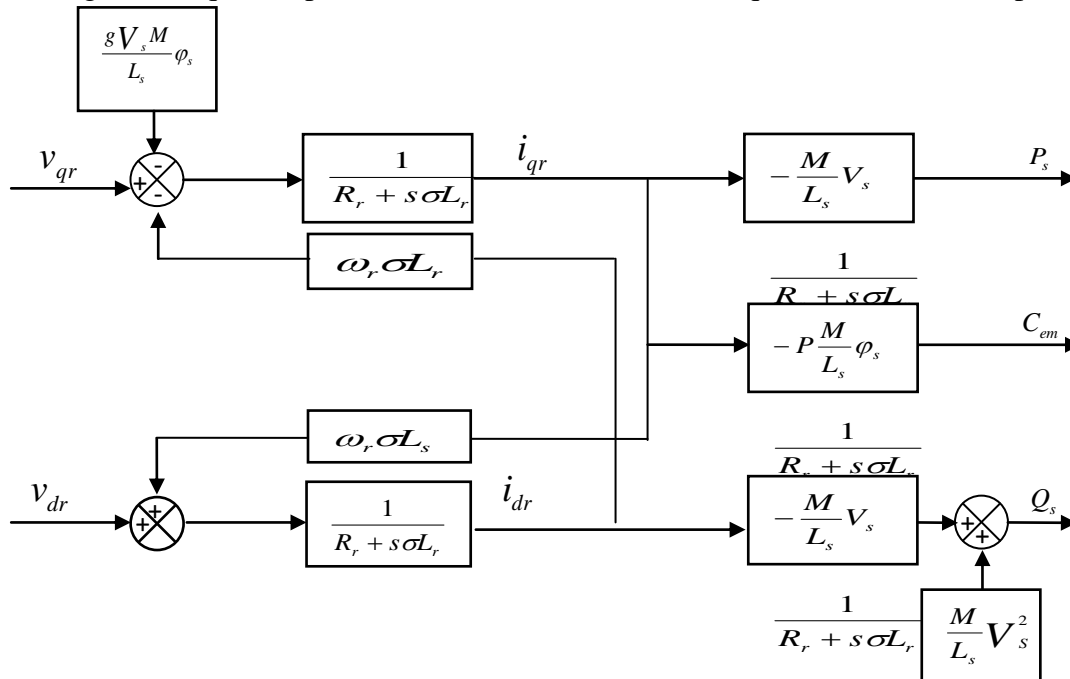


Figure II.1 : Schéma bloc du modèle simplifié de la GADA

D'après la figure, on remarque que les puissances et les tensions sont liées par une fonction

de transfert du premier ordre. De plus, du fait de la faible valeur du glissement  $g$ , il sera possible d'établir sans difficulté une commande vectorielle car les influences des couplages resteront faibles et les axes  $d$  et  $q$  pourront donc être commandés séparément avec leurs propres régulateurs.

Ainsi, il est apparaît deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine [3] :

- ❖ La première méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive. Cette méthode sera appelée *méthode directe* car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.
- ❖ La deuxième méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette méthode appelée *méthode indirecte*.
- ❖ Ces deux méthodes vont être étudiées et simulées dans la suite de ce chapitre. L'intérêt que présente la méthode directe est que sa mise en œuvre est simple, par contre la méthode indirecte a l'avantage de contrôler les courants rotoriques ce qui permettra de faire une protection de la machine en limitant ces courants, mais elle est plus complexe à mettre en œuvre.

### II.3. Commande vectorielle directe des puissances (CVD)

Dans cette section, nous présentons la régulation indépendante des puissances active et réactive de la machine en utilisant les remarques faites au paragraphe précédent. Il a été mis en évidence le lien entre, d'une part la puissance active et la tension  $V_{qr}$  et d'autre part la puissance réactive et la tension  $V_{dr}$  (figure II.2).

#### II.3.1. mise en place de la régulation :

Pour simplifier la commande de la GADA, nous considérons que la tension du réseau est stable, ce qui nous permet d'utiliser une seule boucle de régulation sur chaque puissance avec un régulateur indépendant. Toutefois nous allons négliger les termes de couplage entre les deux axes  $d$  et  $q$ , qui apparaît dans la figure II.2 à cause du faible glissement, tout en compensant aussi les perturbations ce qui nous donne le schéma simplifié représenté dans la figure (II.3)[3].

Les régulateurs de la puissance active et réactive ont été choisis de type *PI* classique.

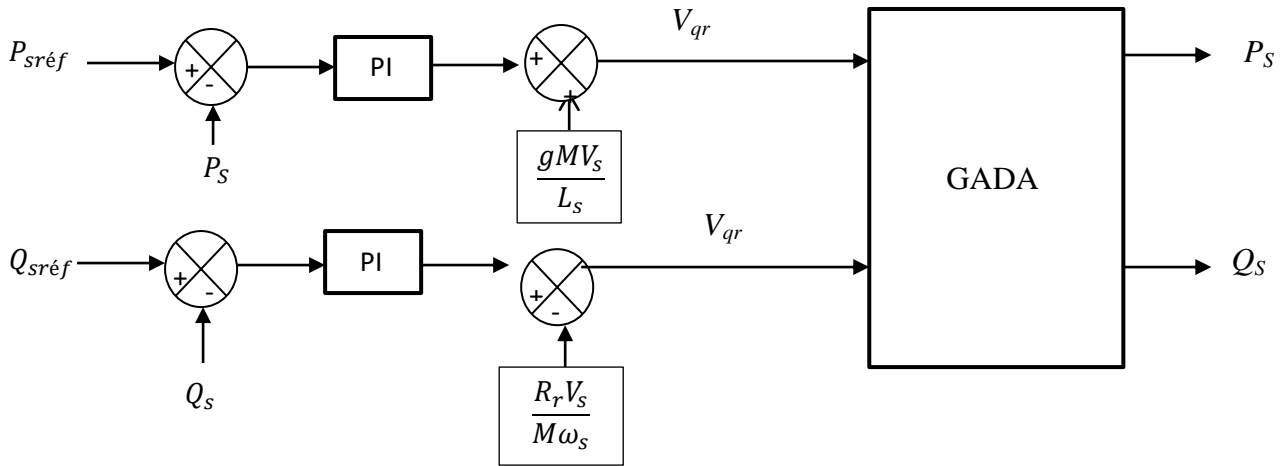


Figure II.3 : Schéma bloc de la commande vectorielle directe de la GADA.

#### II.4. Commande vectorielle indirecte des puissances (CVI)

Cette méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en utilisant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques.

En combinant les différentes équations des flux, des tensions rotoriques, des courants et des puissances, nous pouvons exprimer les tensions en fonction des puissances. On reproduit ainsi le schéma bloc du système en sens inverse en aboutissant à un modèle qui correspond à celui de la machine mais dans l'autre sens et qui contient tous les éléments du schéma bloc de la GADA. Le schéma bloc du contrôle de la GADA avec les deux boucles de régulation de puissance et du courant est représenté sur la figure II.4 [3].

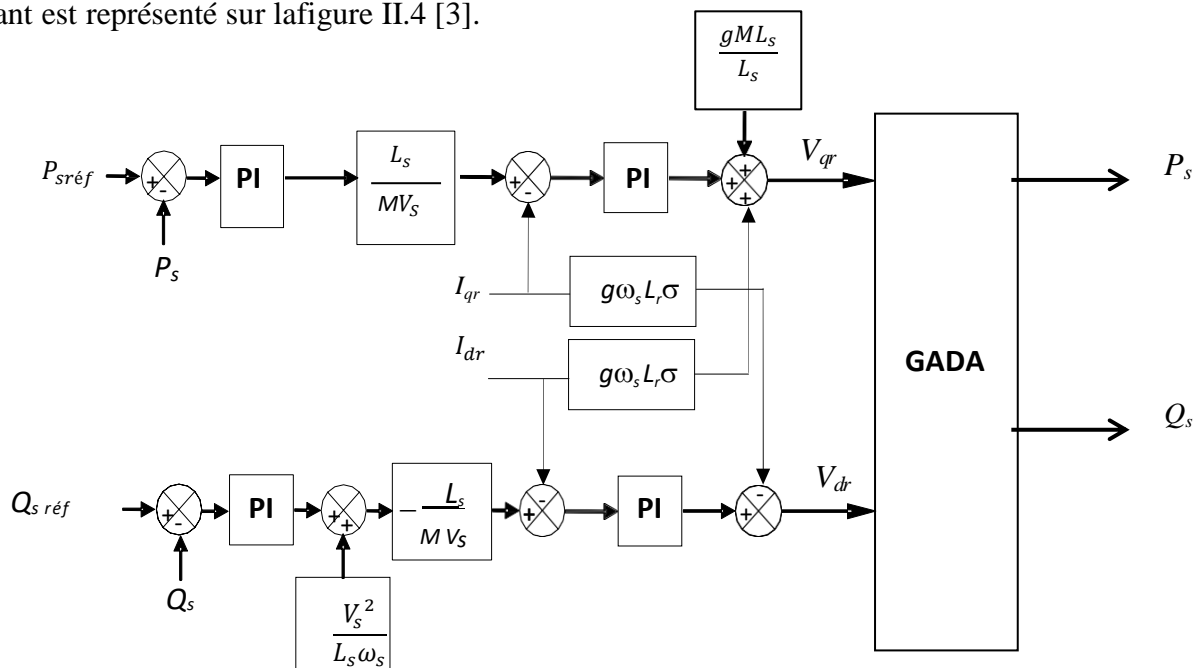


Figure II.4 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la GADA.

### II.4.1. Synthèse du régulateur PI

Le régulateur Proportionnel-Intégral (PI), utilisé pour commander la GADA en génératrice, est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables [3]. C'est pour cela qu'il a retenu notre attention pour une étude globale du système de régulation éolien. La figure (II.5) montre une partie de notre système bouclé et corrigé par un régulateur PI dont la fonction de transfert est de la forme  $(k_p + (k_i/s))$ .

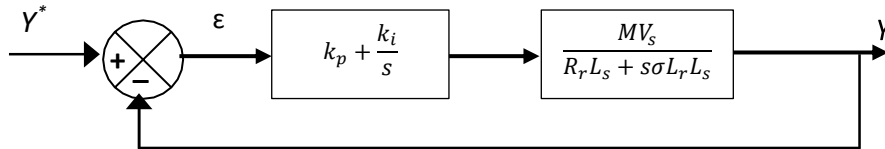


Figure II.5 : Système régulé par un PI

La Fonction de Transfert en Boucle Ouverte (*FTBO*) avec la présence des régulateurs s'écrit comme suite 24 :

$$FTBO = \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{\frac{s}{k_p}} \cdot \frac{\frac{MV_s}{\sigma L_r L_s}}{s + \frac{R_r L_s}{\sigma L_r L_s}} \quad (II.12)$$

Nous choisissons la méthode de compensation de pôles pour la synthèse du régulateur afin d'éliminer le zéro de la fonction de transfert. Ceci nous conduit à l'égalité suivante :

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_r L_s}{\sigma L_r L_s} \quad (II.13)$$

Nous notons ici que l'intérêt de la compensation des pôles ne se manifeste uniquement que si les paramètres de la machine sont identifiés avec précision puisque les gains  $k_p$  et  $k_i$  sont établies en fonction de ces mêmes paramètres. Si les paramètres réels sont différents de ceux utilisés dans la synthèse, la compensation est inefficace. Si les pôles sont parfaitement compensés, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$FTBO = \frac{k_p \frac{MV_s}{\sigma L_r L_s}}{s} \quad (II.14)$$

La Fonction de Transfert en Boucle Fermée (*FTBF*) s'exprime alors par :

$$FTBF = \frac{1}{1 + s\tau_r} \quad \text{avec} \quad \tau_r = \frac{1}{k_p} \frac{\sigma L_r L_s}{MV_s} \quad (II.15)$$

Le terme  $\tau_r$  désigne ici la constante du temps du système. On peut désormais exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse 24 :

$$k_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{\sigma L_r L_s}{MV_s} \quad (\text{II.16})$$

$$k_i = \frac{1}{\tau_r} \frac{R_r L_s}{L_m V_s} \quad (\text{II.17})$$

Notons que la méthode de la compensation des pôles n'est bien entendu pas la seule alternative de calcul pour la synthèse d'un régulateur PI. Toutefois, elle présente l'avantage d'être rapide à mettre en œuvre sur une fonction de transfert du premier ordre.

## II.5. Résultats de simulation

La CVD de la commande en puissances de la GADA a été validé par simulation numérique en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Les paramètres de la génératrice utilisée pour la simulation sont données dans l'annexe A. une type de tests sont appliquée au système précédents afin d'observer le comportement de leur régulation.

Cette série d'essais sera conçue pour le confort, la sensibilité aux perturbations et la robustesse. C'est dans le but d'évaluer l'influence de la commande à choisir sur les performances dynamiques et les stats du système. Celui-ci est nécessaire pour recevoir les avancées et inconvénients avancés dans les instructions suivantes ou suivre la méthode de commande.

### II.5.1. Test de suivi de consigne

Ce premier essai consiste à imposer des échelons de puissance active et réactive alors que la machine est entraînée à sa vitesse nominale. La figure (II.6) représente respectivement les profils des puissances statoriques de référence. Nous avons ici des dynamiques appropriées pour les références des puissances afin de tester leur découplage.

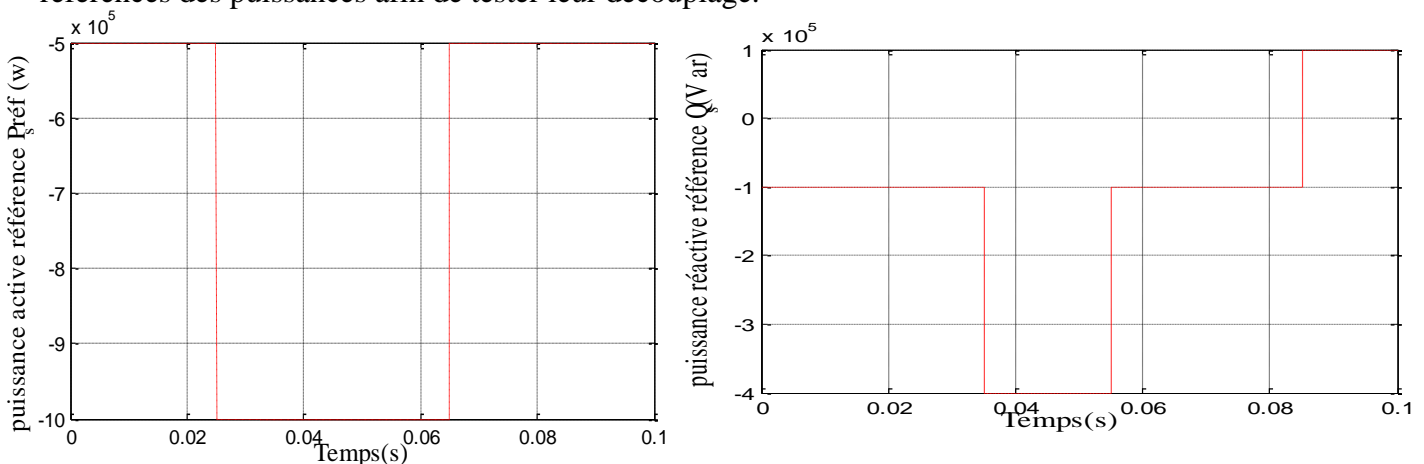


Figure II.6 : Profils de références des puissances active et réactive imposées dans les simulations.

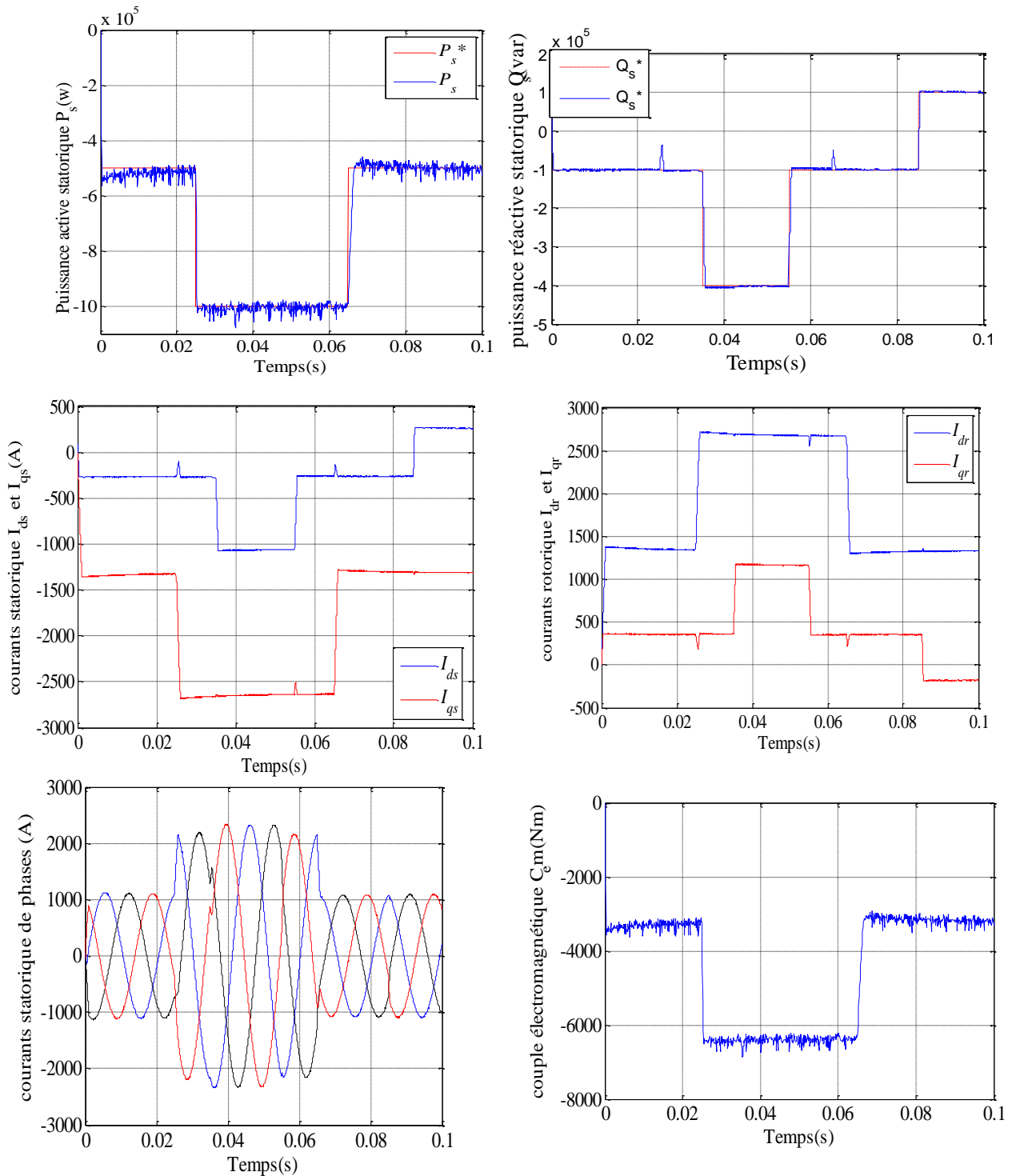


Figure II.7 : Commande en puissances de la GADA par la méthode directe (test de suivi de consigne).

### II.5.2. Test de robustesse

L'identification paramétrique de la machine ne donne pas lieu à des valeurs exactes et définitives. En plus, ces valeurs (paramètres de la machine) sont souvent liées à l'état d'exploitation de la machine (échauffement, variation de la charge, saturation de circuits magnétiques, forme de

l'entrefer, effet pelliculaire, régime défluxé, ... etc.). L'essai de robustesse consiste à faire varier les paramètres du modèle de la GADA utilisée. En effet les calculs de correcteurs basés sur des fonctions de transfert dont les paramètres sont supposés fixes. L'identification de ces paramètres est soumise à des imprécisions dues à la méthode employée et aux appareils de mesure.

La robustesse de une méthode de commande suite au changement des paramètres de la GADA est testée par les conditions suivantes :

- ❖ Résistances  $R_s$  et  $R_r$  multipliées par 1.5 (cas d'échauffement) ;
- ❖ Inductances  $L_s$ ,  $L_r$  et  $M$ , par 0.98 (cas de saturation) ;

La figure (II.8) représente les résultats obtenus de la simulation de la méthode directe de commande de la GADA, relatifs à ce test.

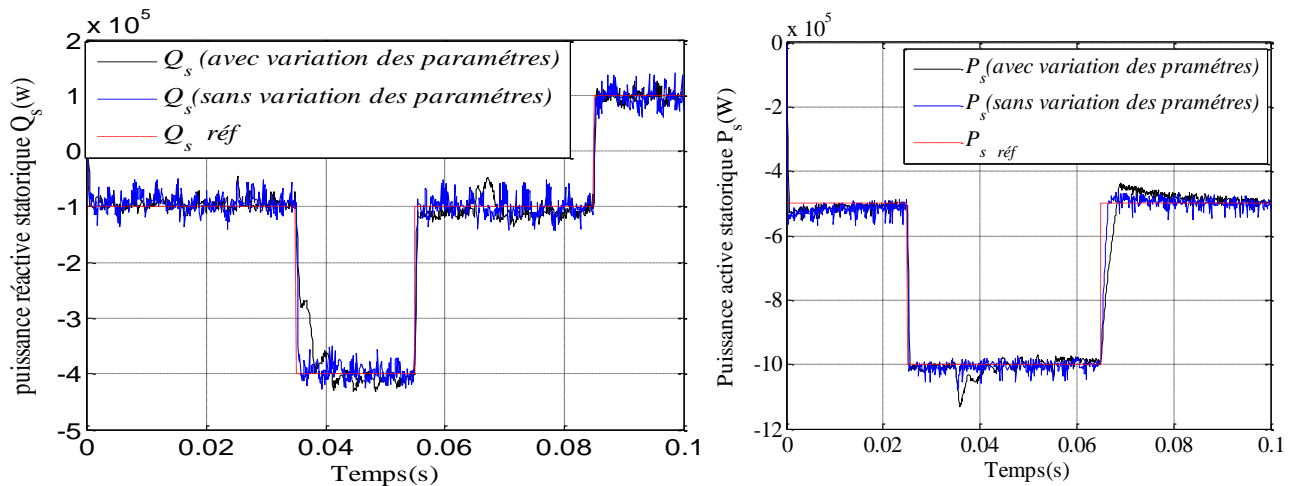


Figure II. 8: Commande en puissances de la GADA par la méthode directe (test de robustesse vis-à-vis les variations paramétriques).

D'après ces résultats, on peut remarquer que la variation paramétrique excessive effectuée sur le modèle de la GADA a engendré des effets clairs sur les courbes de puissances actives et réactives de méthode utilisée. Ces effets sont apparus sur les deux régimes de fonctionnement de la GADA : transitoires et permanents. Dans les régimes transitoires, on peut remarquer une augmentation légère des temps de réponses des courbes de puissances pour la méthode, tandis que dans les régimes permanents, des perturbations ont été générés sur les résultats obtenus, tel que ces effets sont apparues plus importants sur le réponse de la méthode directe. ce qui a contribué à l'augmentation de la robustesse de cette méthode.

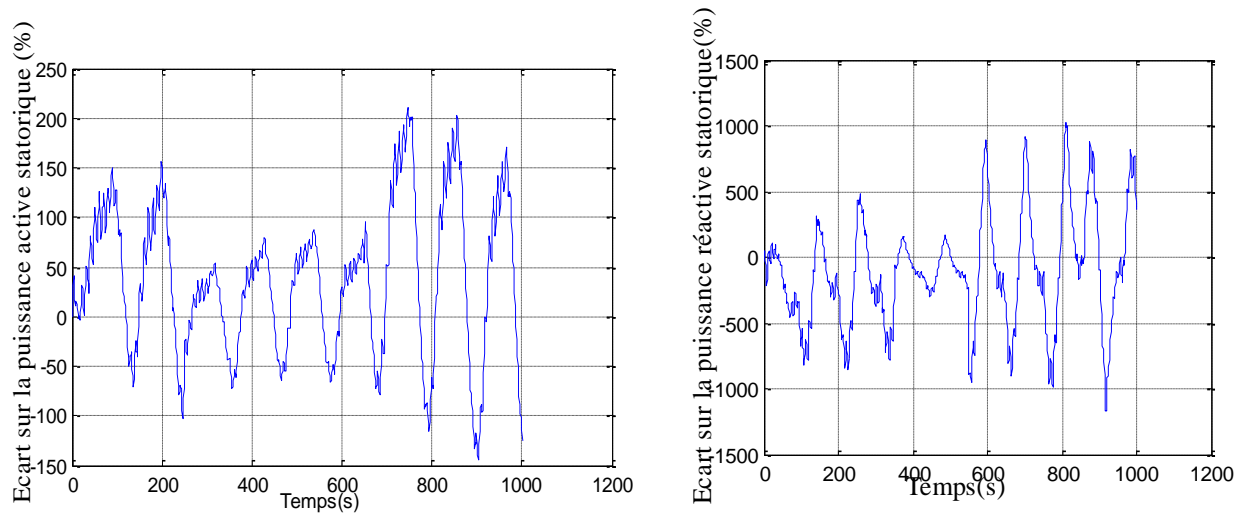


Figure II.9 : Comparaison des écarts sur les puissances active et réactive de méthode de commande vectorielle de la GADA (test de robustesse ).

## II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, la commande vectorielle de la GADA a été exposée. La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années à la machine asynchrone à double alimentation reste la méthode la plus répandue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux.

La commande vectorielle de la GADA que nous avons développée présente une poursuite satisfaisante de la référence. Il faut signaler que le régulateur *PI* ne permet pas dans tous les cas de maîtriser les régimes transitoires, et en général, les variations paramétriques de la machine.

Cependant, il existe des commandes modernes qui s'adaptent mieux avec ces exigences et qui sont moins sensibles et robustes.

Notre prochain chapitre est consacré à l'une de ces commandes qui occupe une large place dans la littérature de la commande des systèmes non linéaire : c'est la commande par modes glissants et H-infin.



# **Chapitre III**

**Commande hybride par mode glissant et  
H-infini d'une GADA**

### III.1. Introduction

Dans les systèmes dynamiques, notamment ceux utilisés dans les applications industrielles telles que les systèmes de génération d'énergie, les systèmes aérospatiaux et les véhicules autonomes, la précision et la stabilité du contrôle sont cruciales pour assurer une performance efficace et une sécurité optimale. Face à des défis croissants, tels que l'incertitude dans les modèles dynamiques et les effets des perturbations extérieures, il est devenu nécessaire de développer des stratégies de commande plus sophistiquées et flexibles.

Comme mentionné dans le chapitre précédent, la commande vectorielle basée sur des régulateurs PI est la méthode la plus utilisée pour le contrôle des systèmes GADA.

Cependant, ces stratégies de contrôle linéaires sont sensibles aux variations des paramètres du modèle et ont une faible robustesse face aux perturbations externes. Récemment, plusieurs travaux scientifiques ont été menés pour surmonter ces problèmes. Parmi toutes les solutions proposées, le contrôle par mode glissant (CMG), proposé par Utkin en 1977 [25], a été largement utilisé. Cette technique a montré son efficacité et sa robustesse dans le domaine du contrôle des machines rotatives.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, les performances de contrôle seront améliorées par la combinaison de la commande par mode glissant et sel  $H^\infty$ . La méthode développée sera appelée « commande hybride mode glissant et  $H^\infty$  ». Ensuite, l'application de cette technique de commande à notre machine. Ensuite, l'application cette technique sur note machine , accompagnée des résultats de simulations, afin d'évaluer la validité et l'efficacité de ce type de réglage.

### III.2. Commande par mode glissant : concepts de base

#### III.2.1. Définition des systèmes à structure variable

Le concept de "systèmes à structure variable" découle de la spécificité de la structure du système ou du régulateur utilisé, où cette configuration change de manière discontinue entre deux ou plusieurs structures.

- **Définition** : Un système est considéré comme à structure variable s'il peut être représenté par des équations différentielles de la forme suivante

$$\dot{X} = \begin{cases} F_1(X, t) & \text{si condition (1) est vérifiée} \\ \vdots \\ F_n(X, t) & \text{si condition (n) est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Un système est défini comme à structure variable lorsqu'il est représenté par des équations différentielles où  $X$  est le vecteur d'état, et où les fonctions  $F_i$  appartiennent à un ensemble de sous-systèmes, chacun au moins de classe  $c_1$ , appelés structures. En pratique, ces structures changent en fonction des conditions du système.

L'analyse de ce type de systèmes revêt une importance particulière, notamment dans les domaines de la physique, de la mécanique et de l'électricité, en raison des propriétés de stabilité qu'ils peuvent offrir, indépendamment de la stabilité individuelle de chaque sous-système  $F_i(X)$ .

Les circuits de conversion de puissance illustrent bien un système à structure variable. Pour chaque position de l'interrupteur, le système est régi par un ensemble spécifique d'équations différentielles.

### **III.2.2. Structures de la commande par mode glissant**

Dans les systèmes à structure variable qui utilisent la commande par mode glissant, on peut identifier trois configurations principales pour la synthèse des différentes commandes. La première configuration est la plus simple : la commutation s'effectue directement au niveau de l'organe de commande. Cette configuration est appelée structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième configuration concerne la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Enfin, la troisième configuration combine la commutation au niveau de l'organe de commande avec l'ajout d'une "commande équivalente". C'est cette dernière configuration que nous choisirons pour poursuivre notre étude.

#### **III.2.2.1. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande**

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure III.1. Cette structure de commande est la plus classique et la plus employée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés, dans une grande majorité d'applications, aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas à pas [26].

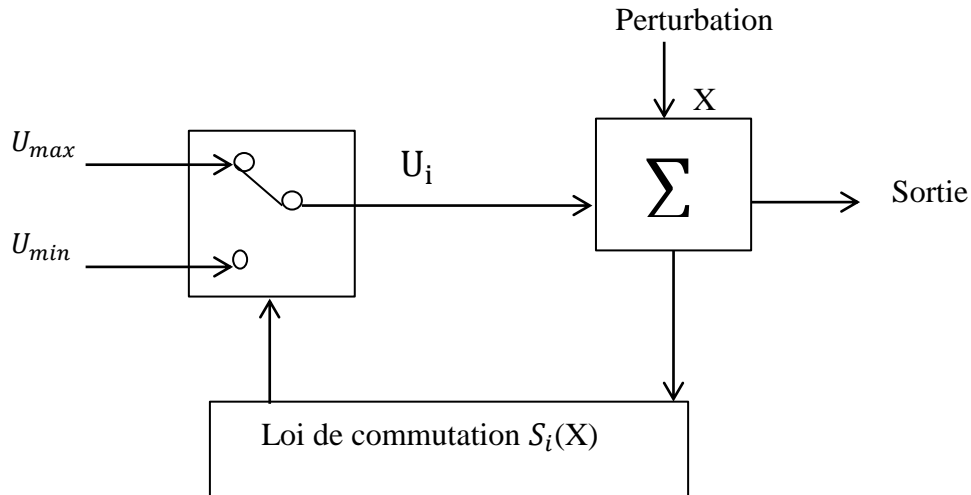


Figure III.1 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

### III.2.2.2. Structure par commutation au niveau d'une contre-réaction d'état

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la figure III.2. D'après des études menées précédemment, c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande de machines à induction. Un très bon ouvrage a été consacré à ce type de commande [27]. Cette structure s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. Le non linéarité provient de la commutation entre les gains. Donc, on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

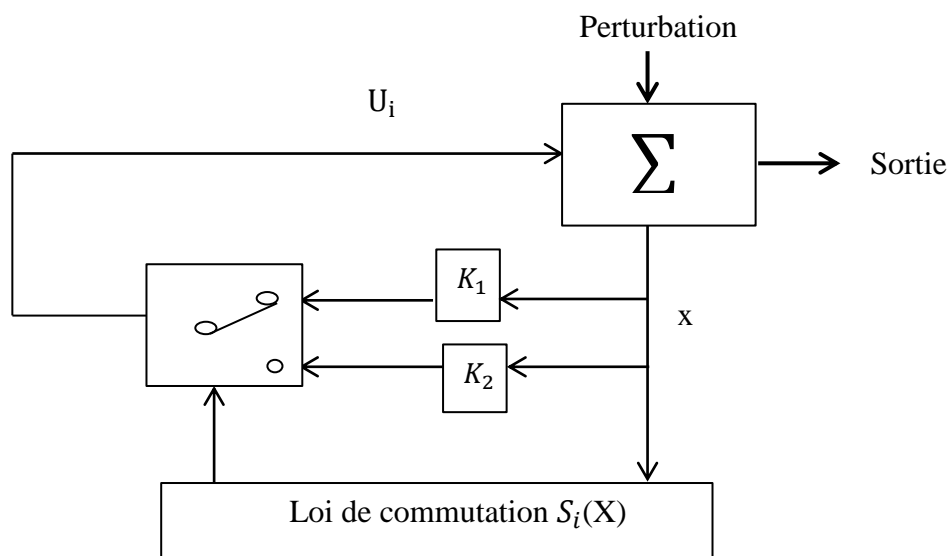


Figure III.2 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

### III.2.3. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente :

Une telle structure, dont le principe est montré sur la figure III.3, présente un réel avantage. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent [28]. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

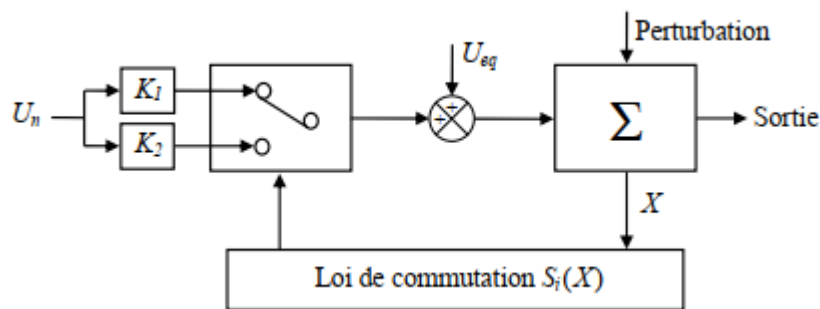


Figure III.3 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.[45]

Nous avons basé notre étude sur ce type de configuration de la commande, pour plusieurs raisons :

- une telle structure, de par sa constitution, est très simple et permet de moins solliciter la commande. Il nous semble en effet naturel d'ajouter la commande équivalente pour pré-positionner le système dans un état désiré permanent et stable, et de jouer ensuite sur le terme de commutation pour assurer la convergence vers cet état et pour y rester ensuite ;
- cette méthode de commande a été déjà abordée dans les travaux antérieurs [29].

Les auteurs mentionnent des résultats très satisfaisants pour des applications robotiques ainsi que des applications utilisant des machines asynchrones ;

- nous avons voulu placer notre étude dans un cas original en utilisant une structure peu connue et peu usitée.

### III.2.3. Principe de la commande non linéaire par mode glissant

Le principe de la commande non linéaire à structure variable par mode glissant est de contraindre l'état du système à atteindre en temps fini une hyper-surface (dans l'espace d'état) donnée pour ensuite y rester [30]. Cette hyper-surface étant une relation entre les variables d'état du système, elle définit une équation différentielle, et donc détermine totalement la dynamique du système, pourvu qu'il reste sur cette hyper-surface. L'évolution d'un système soumis à une loi de commande qui le fait rester sur une hyper-surface donnée ne dépend donc

plus du tout du système lui-même ou des perturbations auxquelles il peut être soumis, mais uniquement des propriétés de cette hyper-surface. Le système bouclé n'est donc pas seulement robuste vis à vis des incertitudes (propres au système) et perturbations (extérieures au système), mais totalement insensible à ces incertitudes et perturbations, moyennant qu'elles puissent effectivement être rejetées par la commande [31].

### III.2.3.1. Systèmes non linéaires à structure variable

Le comportement des systèmes non linéaires possédant des discontinuités peut être décrit formellement par l'équation d'état généralisée :

$$\dot{X}(t) = F(X, t, U) \quad (\text{III.2})$$

Où  $X \in R^n$  est le vecteur d'état,  $t$  le temps et  $F \in R^p$  est la fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps. Cette classe de système possède un terme qui représente, à la fois, la discontinuité et le contrôle :  $U$ .

Historiquement, les premiers régulateurs bâtis sur ce modèle ont été de simples relais. Faciles à mettre en œuvre, ils ont ainsi amené les automaticiens à développer une théorie qui puisse décrire un tel fonctionnement. Les bases d'une telle théorie ont été posées : il suffit de dire que le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes, suivant que l'équation d'évolution du système soit supérieure ou inférieure à l'hyper-surface de commutation.

$$S(X) = S_1(X) S_2(X) \dots S_m(X) \quad (\text{III.3})$$

On a alors :

$$U(X) = \begin{cases} U^+(X, t) & \text{si } S(X, t) > 0 \\ U^-(X, t) & \text{si } S(X, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

En effet, comme nous l'avons dit précédemment, la commande par mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (notre étude se limite pour le cas  $p = 2$ ) :

$$\dot{X} = \begin{cases} F^+ = F(X, t, U^+) & \text{si } S(X, t) > 0 \\ F^- = F(X, t, U^-) & \text{si } S(X, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Où  $S(X, t)$  est la fonction de commutation

$$S_0 = \{X(t) \quad / \quad S(X, t) = 0\} \quad (\text{III.6})$$

$S_0$ : est la surface de commutation.

En se plaçant dans un espace à 2 dimensions, le principe de la discontinuité de la commande (équation (III.5)), peut être illustré par la figure III.4

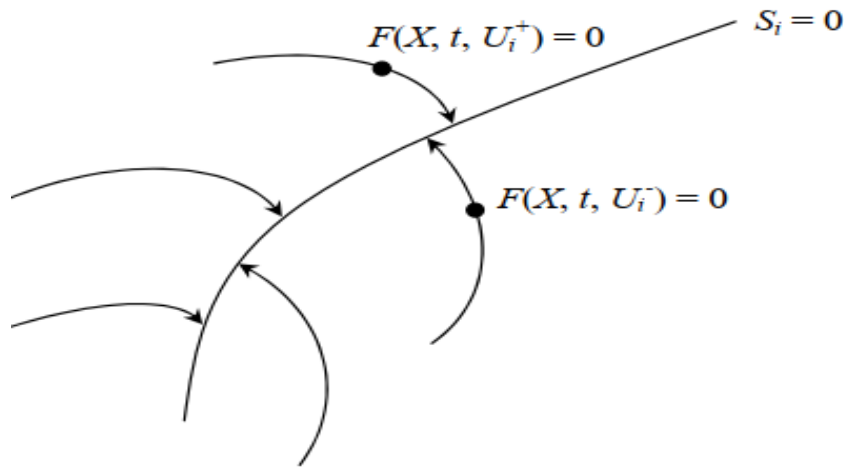


Figure III.4 : Convergence de la trajectoire d'état vers la surface de commutation grâce à la discontinuité de la commande.[45]

Ainsi, le problème de l'existence du régime glissant se résume à analyser la trajectoire du système, qui ne doit pas s'éloigner de la surface  $S$ . Cela peut-être exprimé par l'équation suivante :

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} S > 0 \text{ Et } \lim_{s \rightarrow 0^+} S < 0$$

Il s'agit du principe d'attractivité. Des justifications mathématiques complémentaires, pourront être trouvées dans les ouvrages traitant ce type de systèmes non linéaires [32].

### III.2.3.2. Modes de trajectoire d'une variable d'état

Dans la commande des systèmes à structure variable avec mode glissant, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyper-surface) puis, à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement. Le mouvement, produit le long de cette surface, est appelé mouvement de glissement [32].

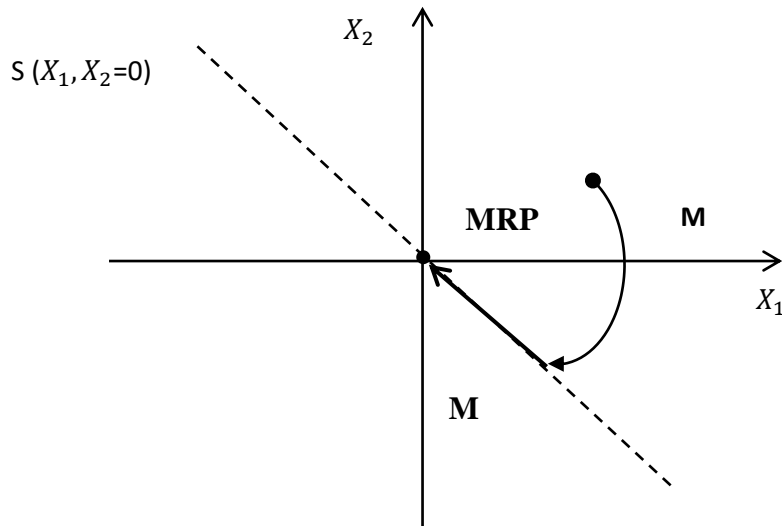


Figure III.5: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.[45]

La trajectoire dans le plan de phase (exemple d'un système d'ordre 2) est constituée de trois parties distinctes (Figure III.5) [33].

- Le mode de convergence (*MC*) : durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation  $S(x1, x2) = 0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- Le mode glissant (*MG*) : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. Dans ce mode, la dynamique est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $S(X_1, X_2)$ .
- Le mode du régime permanent (*MRP*) : il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

#### III.2.4. Conception de la commande par mode glissant

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte des problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une première, continue, représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre, discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande

non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle.

La conception de cette méthode de commande peut être divisée en trois étapes principales :

1. Choix de surfaces ;
2. Etablissement des conditions d'existence de convergence ;
3. Détermination de la loi de commande

Considérons maintenant une classe particulière de système, les systèmes linéaires vis-à-vis de la commande. Leur évolution est décrite par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{X} = H(X, t) + B(X, t)U(t) \quad (\text{III.7})$$

Où  $H \in \mathbb{R}^n$  est un champ de vecteur ou fonction vectorielle,  $X \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur dont les composantes ont les variables d'état,  $B(X, t)$  est la matrice de commande de Dimension  $(m \times m)$ , car  $U \in \mathbb{R}^m$  est le vecteur de commande tel que chacune de ces composantes  $U_i$ , subit une discontinuité sur une hyper-surface (variété) de dimension  $(n-1)$ . Cela peut être vu comme une réduction de la dimension du problème sur l'hyper-surface  $S_i(X) = 0$ . Dans ce cas, nous obtenons la relation (III.4).

Le régime glissant s'effectue alors sur une variété  $S(X) = 0$  de dimension  $(n \times m)$  qui résulte de l'intersection de toutes les  $m$  «hyper-surface»  $S_i = 0$  avec  $i = 1, 2, \dots, m$ . On peut écrire cette variété sous la forme :  $S(X) = (S_1 S_2 \dots S_m)^T$ .

$S_i, S_i, U_i^+, U_i^-$ , sont des fonctions continues, dans ce cas-là, et si  $S_i(X) \neq 0$ , les fonctions  $H(X, t)$  et  $B(X, t)$  sont telles qu'il existe une solution unique au problème formulé par l'équation (III.7). Nous sommes, alors, en présence d'un système à structure variable. La fonction de commutation  $S$  sépare l'espace d'état en deux régions représentant des structures différentes. C'est une fonction vectorielle dont les composantes sont des fonctions scalaires représentatives d'une relation algébrique entre deux grandeurs. Elles sont définies par l'utilisateur afin d'obtenir les performances dynamiques désirées.

#### III.2.4.1. Choix de la surface de glissement

Le choix du nombre et de la forme des surfaces de glissement dans la conception des contrôleurs par mode de glissement dépend de l'application et des objectifs spécifiques du système. Une approche courante et simple consiste à définir une surface de glissement qui soit égale au vecteur d'erreur du système, ce qui permet de faciliter la commutation du contrôleur. Cependant, cette approche peut être limitée si la grandeur de commande n'apparaît pas

directement dans l'équation différentielle de la variable à régler. Dans de tels cas, des techniques plus avancées peuvent être nécessaires pour déterminer la forme et le nombre appropriés des surfaces de glissement, en fonction des caractéristiques spécifiques du système et des exigences de performance.

Pour choisir le nombre de surfaces de glissement dans un système contrôlé par mode de glissement, on doit en général en choisir autant que la dimension du vecteur de commande  $U$ , c'est-à-dire  $m$  surfaces pour un vecteur  $U$  de dimension  $n$ . En ce qui concerne la forme de la surface, deux approches principales sont possibles : dans le plan de phase ou dans l'espace d'état.

Dans le premier cas, on utilise la méthode de la "loi de commutation par contre-réaction d'état". Cette méthode s'appuie sur les concepts du réglage par contre-réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation du système. Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire. Cette fonction est choisie de telle sorte que la variable à régler "glisse" le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase, ce qui correspond à la convergence de la variable d'état vers sa valeur désirée. Ainsi, la surface  $S(X)$  représente le comportement dynamique souhaité du système. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(X) = \left[ \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_X \right]^{r-1} \cdot e(X) \quad (\text{III.8})$$

Avec :

$e(X)$  écart sur les variables à régler ;  $e(X) = X^* - X$

$\lambda_X$  Vecteur constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré ;

$r$  degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.0.

Pour  $r=1$ ,  $S(X) = e(X)$

Pour  $r=2$ ,  $S(X) = \lambda_X e(X) + \dot{e}(X)$

Pour  $r=3$ ,  $S(X) = \lambda_X^2 e(X) + 2\lambda_X \dot{e}(X) + \ddot{e}(X)$

L'objectif de la commande est de garder la surface  $S(X)$  à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(X) = 0$ , pour un choix convenable du paramètre  $\lambda_X$ . Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire, ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence.

### III.2.4.2. Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettant aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions. Celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état de système.

#### a. Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par Utkin. Elle s'exprime sous la forme :

$$\dot{S}(X) > 0 \quad \text{si } S(X) < 0 \quad (\text{III.9})$$

$$\dot{S}(X) < 0 \quad \text{si } S(X) > 0$$

Cette condition peut être donnée, autrement, par :

$$S(X) \cdot \dot{S}(X) < 0 \quad (\text{III.10})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(X)$  et sa dérivée  $\dot{S}(X)$ , les valeurs justes à gauches et à droite de la droite de commutation.

#### b. Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(X) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ( $\dot{V}(X) < 0$ ). Cette fonction est, généralement, utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(X) = \frac{1}{2} S^2(X) \quad (\text{III.11})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(X) = S(X) \dot{S}(X) \quad (\text{III.12})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(X) \cdot \dot{S}(X) < 0 \quad (\text{III.13})$$

L'équation (III.13) signifie que le carré de la distance vers la surface mesuré par  $S^2(X)$  diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface dans les deux côtés. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie [25].

### III.2.4.3. Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement et le critère de convergence choisis, il reste à déterminer la commande nécessaire pour amener la variable à contrôler vers la surface, puis vers son point d'équilibre, tout en maintenant la condition d'existence du mode glissant. Pour illustrer le développement des lois de commande par mode glissant, considérons le système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.8). L'objectif est de trouver l'expression analogique de la commande  $U$ . Nous abordons d'abord le calcul de la commande équivalente, puis de la commande attractive.

Lorsque nous sommes dans "le mode glissant", la trajectoire restera sur la surface de commutation. Cela peut être exprimé par :

$$\begin{cases} S(X) = 0 \\ \dot{S}(X) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Nous pouvons donc introduire par dérivation partielle, le gradient de  $S$ , qui est un vecteur pointant de la région où  $S < 0$  vers la région où  $S > 0$ . Dans le cas du régime de glissement, nous obtenons :

$$S(X) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{dX}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \dot{X} = \text{grad}(S) \cdot \dot{X} = G\{H(X, t) + B(X, t) \cdot U(t)\} = 0 \quad (\text{III.15})$$

Cela traduit le fait qu'en régime glissant, la trajectoire restera sur la surface de commutation, autrement dite, sa dérivée "fonctionnelle" sera nulle. La matrice  $F$  peut-être présentée comme une matrice à  $m$  lignes et  $n$  colonnes :

$$F = \frac{\partial S}{\partial X} = \begin{pmatrix} \frac{\partial S_1}{\partial X_1} & \dots & \frac{\partial S_1}{\partial X_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial S_m}{\partial X_1} & \dots & \frac{\partial S_m}{\partial X_n} \end{pmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Lorsque la surface de commutation est atteinte (équation (III.14)), nous pouvons écrire  $U = U_{eq}$ . L'équation (III.15) permet d'introduire un terme appelé commande équivalente qui peut être exprimée comme suit :

$$U_{eq}(t) = -(F \cdot B(X, t))^{-1} \cdot F \cdot H(X, t) \quad (\text{III.17})$$

Les composantes du vecteur commande équivalente ( $U = U_{eq}$ ) sont alors définies comme les valeurs moyennes des composantes du vecteur de commande  $U$  qui maintiennent l'état du système sur la surface de commutation  $S$ . Ce sont des termes continus de la commande.

Les conditions d'existence d'un régime de fonctionnement dit "mode glissant" sont données par deux hypothèses :

1. Le produit de matrice  $(F.B)$  doit être inversible, c'est-à-dire que son déterminant doit être non nul ;

2. Les conditions d'atteinte et de maintien en régime glissant respectent :

$$U_{min} < U < U_{max} \quad (III.18)$$

$$\dot{S}(X)S(X) < 0 \quad (III.19)$$

Nous verrons que la deuxième condition servira à obtenir les gains utilisés pour la régulation.

Si maintenant, nous introduisons le terme de la commande équivalente (équation(III.17), dans l'équation général (III.7), l'équation qui régit l'évolution du système en régime glissant est obtenue, soit :

$$X(t) = [I - B.(F.B)^{-1}F].H(X,t) \quad (III.20)$$

Où  $I$  est la matrice identité.

Remarquons que dans l'équation (III.20) le terme de commande  $U$  n'intervient pas. Seul, les paramètres du système et le gradient de la fonction de commutation sont susceptibles de faire varier l'état du système.

En dehors de la surface de commutation, lorsque le système est en mode de convergence ou (mode d'approche : Reaching Mode), nous pouvons écrire l'équation traduisant l'évolution temporelle des variables de notre système. Dans ce mode particulier, on pose  $U = U_{eq} + \Delta U$  ; l'équation d'état conduit au résultat suivant :

$$X(t) = [I - B.(F.B)^{-1}F]. H(X, t) + B(t).\Delta U \quad (III.21)$$

Pour des raisons de commodité d'écriture, posons  $U_n = \Delta U$ . Dans ce mode, de convergence, la réponse du système est exclusivement assurée par la fonction  $U_n$ . Durant ce mode particulier, en remplaçant le terme  $U_{eq}$  par sa valeur (III.17) dans l'équation(III.15).

Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$S(X) = F.B.U_n \quad (III.22)$$

Le problème revient à trouver  $U_n$  pour réaliser la condition d'attractivité (équation III.19) tel que :

$$S(X) \dot{S}(X) = S(X).F.B.U_n < 0 \quad (III.23)$$

Pour vérifier cette condition, une solution simple est proposée pour  $U_n$  :

$$U_n = -K(F.B)^{-1} \text{sign}(S(X)) \quad (\text{III.24})$$

Où  $K$  est une matrice diagonale à coefficients constants et la fonction scalaire  $\text{sign}$  est représentée sur la figure III.6. Le signe de  $K$  est choisi opposé au signe de  $(F.B)^{-1}$ . Le facteur  $(F.B)^{-1}$  est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons. Le choix de ce gain est très influant car s'il est très petit, le temps de réponse sera très long, et s'il est choisi très grand, le temps de réponse sera très petit mais le phénomène de broutement « chattering en anglais » apparaît.

La fonction discontinue  $\text{sign}$  a l'expression suivante :

$$\text{sign}(S(X)) = \begin{cases} +1 & \text{si } S(X) > 0 \\ 0 & \text{si } S(X) = 0 \\ -1 & \text{si } S(X) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

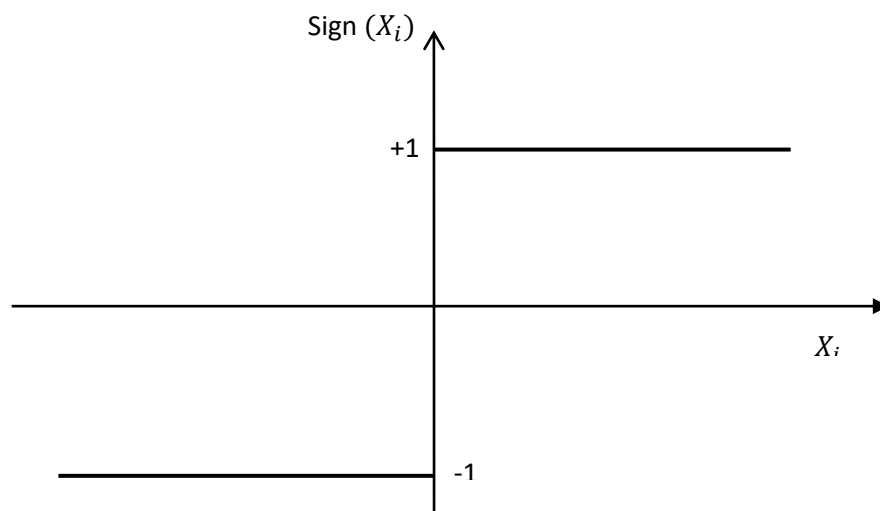


Figure III.6 : Définition de la fonction « sign ».

Ainsi, le vecteur commande à appliquer au système est obtenu par ajout de deux termes de commande tels que :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.26})$$

Dans cette expression, une majorité d'auteurs s'accordent à dire que  $U_{eq}$  représente un terme " Basse Fréquence " alors que  $U_n$  représente un terme de " Haute Fréquence ".

Nous ajoutons donc un terme représentant la valeur désirée en régime permanent (de type continu) à un terme commutant permettant d'atteindre ce régime final (de type discontinu).

Le vecteur de commande  $U$  permet donc de régler les dynamiques des deux modes de fonctionnement :

- ✓  $U_n$  permet d'influer sur le mode d'approche ;
- ✓  $U_{eq}$  sur le mode glissant.

### III.3. Application de la commande par mode glissant à la GADA

En tenant compte des généralités mathématiques que nous avons décrites, nous devons désormais les appliquer spécifiquement à notre cas de la GADA afin d'obtenir les réponses souhaitées concernant les variables de sortie.

L'orientation du flux du stator dans la GADA permet de contrôler indépendamment les puissances active et réactive du stator via les composants de la tension rotorique  $V_{dr}$  et  $V_{qr}$ , respectivement. Bien que cela simplifie le modèle de la machine, il reste néanmoins non linéaire. Étant donné que les systèmes non linéaires présentent une complexité bien supérieure à celle des systèmes linéaires, une commande non linéaire est souvent nécessaire pour optimiser les performances.

La CMG est une technique adaptée tant aux systèmes linéaires qu'aux systèmes non linéaires. Les avantages de la commande par modes glissants sont importants, bien connus et appréciés depuis le début des années quatre-vingt [34]. Ce type de commande permet une très haute précision, une bonne stabilité, une simplicité de conception, un temps de réponse très faible et notamment la robustesse.

Pour contrôler les puissances active et réactive, nous choisissons un degré relatif (équation III.8)  $r = 1$ .

$$\begin{cases} S_1 = P_s \text{ réf} - P_s \\ S_2 = Q_s \text{ réf} - Q_s \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Avec :

$P_{s \text{ réf}}$  et  $Q_{s \text{ réf}}$  sont successivement les consignes des puissances active et réactive.

La dérivée des surfaces est :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{P}_s \text{ réf} - \dot{P}_s \\ \dot{S}_2 = \dot{Q}_s \text{ réf} - \dot{Q}_s \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Le système d'équations (II.10) montre que les puissances active et réactive peuvent être contrôlées respectivement en fonction des courants  $I_{qr}$  et  $I_{dr}$ .

En Remplaçant donc dans le système d'équations (III.28), les puissances  $P_s$  et  $Q_s$  par leurs expressions données par (II.10), on obtient

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{P}_s \text{réf} + \frac{V_s M}{L_s L_r} \cdot [V_{qr} - R_r I_{qr} - g \omega_s \sigma L_r I_{dr} - g \frac{M V_s}{L_s}] \\ \dot{S}_2 = \dot{P}_s \text{réf} + \frac{V_s M}{\sigma L_s L_r} \cdot [V_{dr} - R_r I_{dr} + g \omega_s \sigma L_r I_{qr}] \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

D'après la théorie du mode glissant, nous remplaçons  $V_{dr}$  et  $V_{qr}$  par  $(V_{drn} + V_{dreq})$  et  $(V_{qrn} + V_{qreq})$  dans le système d'équations (III.29)

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{P}_s \text{réf} + \frac{V_s M}{\sigma L_s L_r} \cdot [(V_{qrn} + V_{qreq}) - R_r I_{qr} - g \omega_s \sigma L_r I_{dr} - g \frac{M V_s}{L_s}] \\ \dot{S}_2 = \dot{Q}_s \text{réf} + \frac{V_s M}{\sigma L_s L_r} \cdot [(V_{drn} + V_{dreq}) - R_r I_{dr} + g \omega_s \sigma L_r I_{qr}] \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Durant le mode glissant et en régime permanent, on a :

$$\begin{cases} S_1 = 0, \dot{S}_1 = 0 \text{ et } V_{qrn} = 0 \\ S_2 = 0, \dot{S}_2 = 0 \text{ et } V_{drn} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

En remplaçant le système d'équations (III.31) dans (IV.30), les expressions des commandes équivalentes  $V_{dreq}$  et  $V_{qreq}$  sont données par :

$$\begin{cases} V_{qreq} = -\frac{\sigma L_s L_r}{V_s M} \dot{P}_s \text{réf} + R_r I_{qr} + g \omega_s L_r I_{dr} + \frac{g M V_s}{L_s} \\ V_{dreq} = -\frac{\sigma L_s L_r}{V_s M} \dot{Q}_s \text{réf} + R_r I_{dr} - g \omega_s \sigma L_s I_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

D'après l'équation (III.24), les termes discontinus des tensions  $V_{dr}$  et  $V_{qr}$  sont donnés par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{qrn} = -K_1 \cdot \text{sign}(S_1) \\ V_{drn} = -K_2 \cdot \text{sign}(S_2) \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

Le choix des gains  $K_1$  et  $K_2$  se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur. Ils seront adaptés par la suite.

Donc, les lois de commande par mode glissant pour le contrôle des puissances active et réactive de la GADA sont données par :

$$V_{qr}^* = V_{qreq} + V_{qrn} = -\frac{\sigma L_s L_r}{V_s M} \dot{Q}_s \text{réf} + R_r I_{dr} + g \omega_s \sigma L_r I_{dr} + \frac{g M V_s}{L_s} - K_1 \cdot \text{sign}(S_1) \quad (\text{III.34})$$

$$V_{dr}^* = V_{dreq} + V_{drn} = -\frac{\sigma L_s L_r}{V_s M} \dot{P}_s \text{réf} + R_r I_{dr} + R_r I_{dr} - K_2 \text{sign}(S_2) \quad (\text{III.35})$$

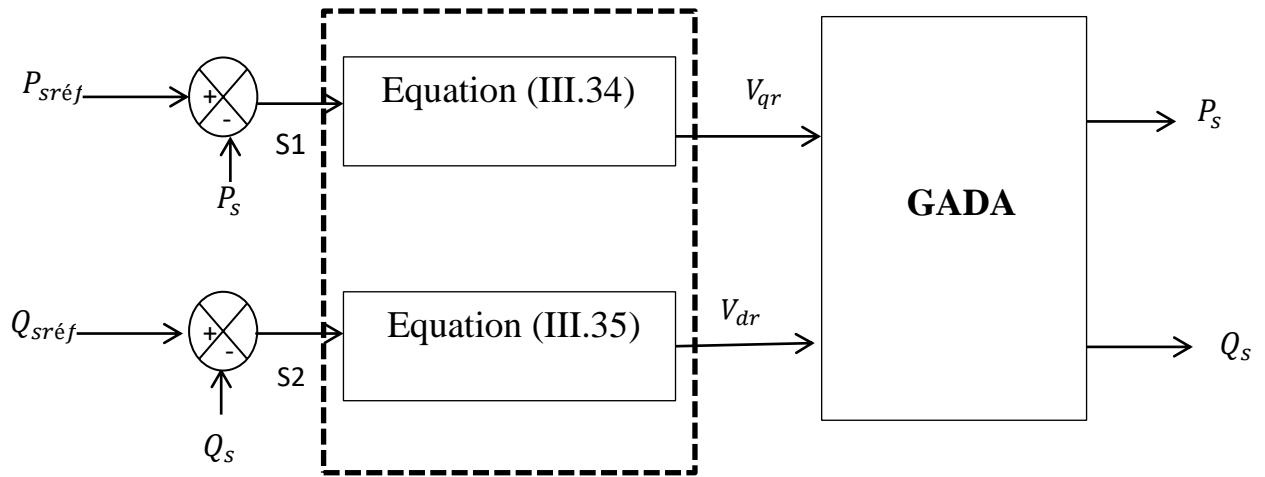


Figure III.7 : Schéma bloc de la commande par mode glissant de la GADA

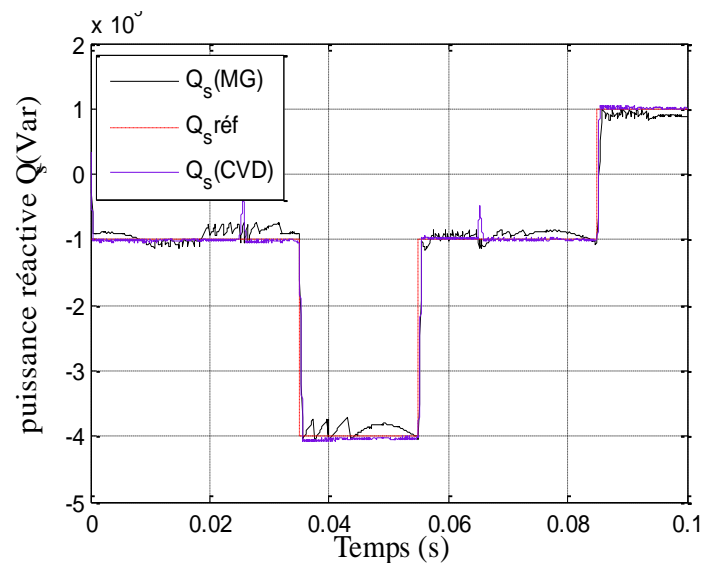
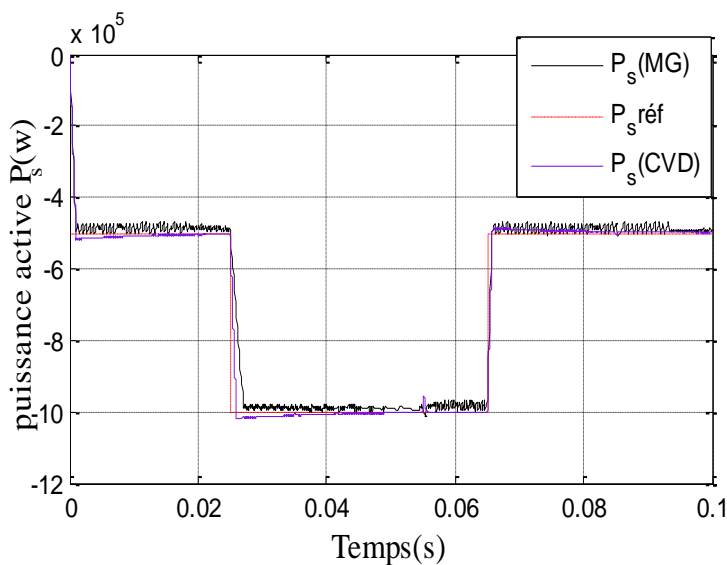
### III.4. Résultats de simulation

La CMG des puissances active et réactive statoriques de la GADA a été validée par simulation numérique en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Nous avons utilisé le même cahier de charges déjà présenté dans le chapitre précédent. Une comparaison de la commande par mode glissant de la GADA avec la commande vectorielle direct (CVD) par PI classique utilisée précédemment est établie ici. Les résultats de simulation obtenus sont présentés dans les sections suivantes.

#### III.4.1. Test de suivi de consigne

Ce premier teste essai consiste à imposer des échelons de puissance active et réactive.

La figure III.8 .représente les résultats de simulation .



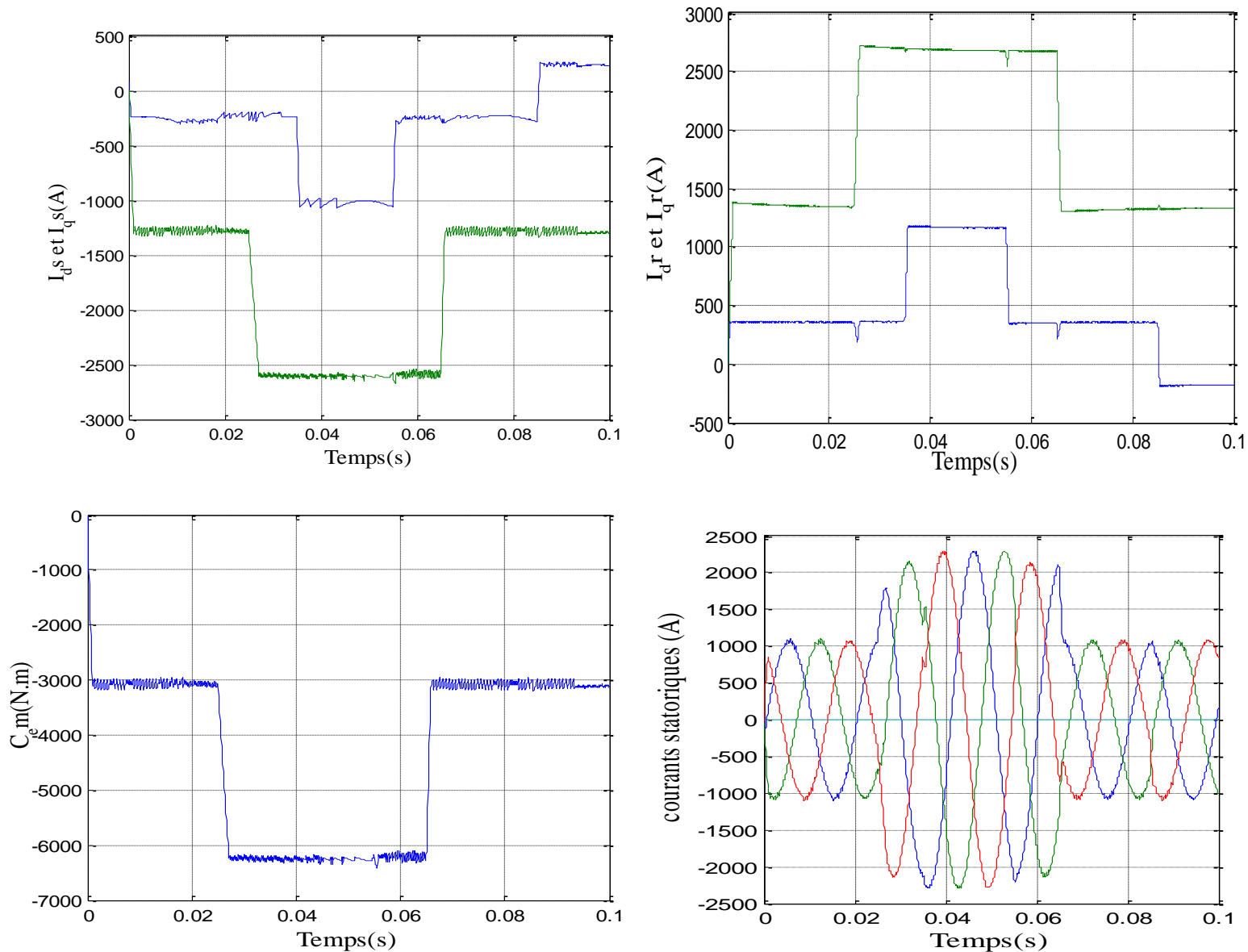


Figure III.8 : Commande par mode glissant de la GADA (Test de suivi de consigne).

Les résultats de simulation montrent que, pour les deux stratégies de commande (CMG et CVD), les consignes de puissances active et réactive sont bien suivies par la génératrice. Toutefois, on note l'effet de couplage entre les axes de commande d et q dans les courbes obtenues pour la CVD, un effet qui est nettement réduit dans le cas de la CMG.

### III.4.2. Test de robustesse

Dans le but de tester la robustesse de la commande par mode glissant (CMG) de la GADA, nous avons également étudié l'influence des variations paramétriques sur les performances de la régulation. Les paramètres du modèle de la GADA ont été variés de la même façon que dans le chapitre précédent (la résistance  $R_r$  est multipliée par 1.5 et les

inductances  $L_s$ ,  $L_r$  et  $M$  sont multipliée par 0.98, Une comparaison avec la CVD est aussi effectuée dans ce test. Ce teste a été traduite par les eures sur la puissance active et réactive montrée par la figure III.8 quelque remarquer l'erreur de la CVD c'est important par pour a sel CMG se que traduit sa robustesse .

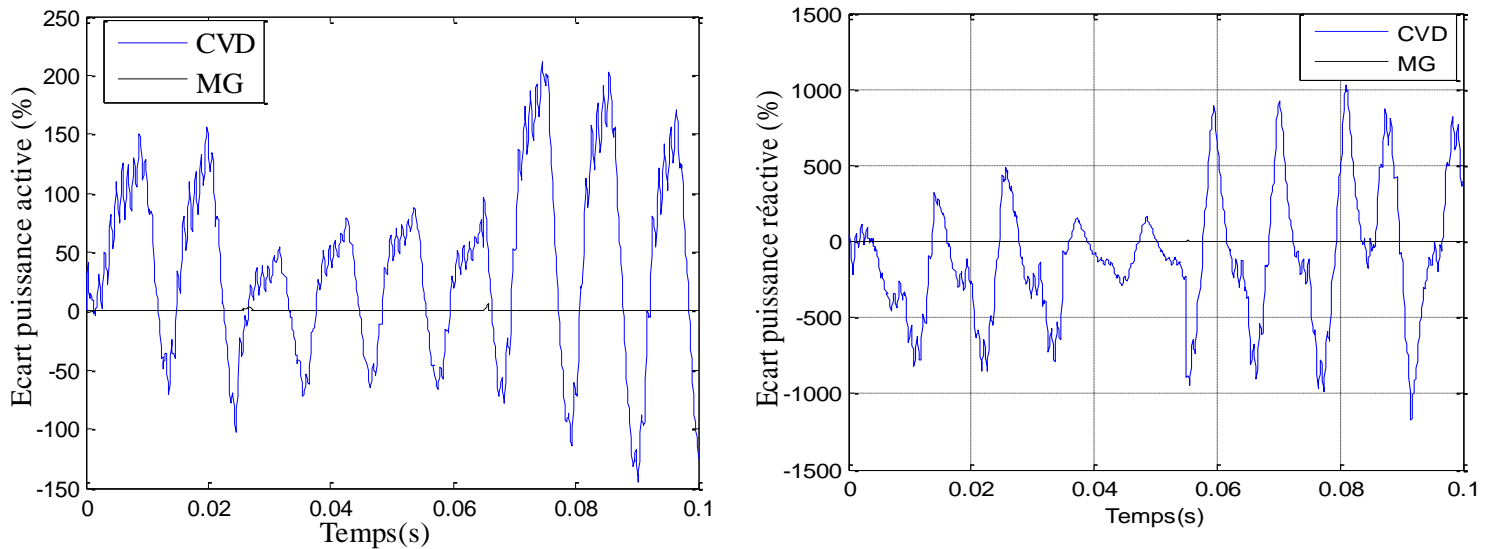


Figure III.8 : Comparaison des écarts sur les puissances active et réactive entre la commande vectorielle directe et par mode glissant de la GADA (test de robustesse )

### III.5. Synthèse du commande par mode glissant et H-infini de la GADA

#### III.5.1. commande par H-infini

Dans le domaine industriel, les systèmes sont fréquemment exposés à des perturbations externes et à des bruits de mesure [35]. Par conséquent, la robustesse des systèmes automatiques est un aspect essentiel. Pour analyser ces systèmes, on les modélise à l'aide de fonctions de transfert ou d'une représentation en espace d'état. Cependant, en raison des incertitudes paramétriques et des dynamiques omises, ces modèles ne parviennent pas toujours à refléter fidèlement la réalité. Face à ces limitations, la théorie de la commande  $H_\infty$ , introduite par Zames au début des années 1980, a suscité de nombreux travaux de recherche [36]. La stratégie de contrôle  $H_\infty$  vise à améliorer la robustesse des systèmes de commande, en optimisant les caractéristiques transitoires et le rejet des perturbations. Elle permet également de réduire les effets des incertitudes dynamiques et paramétriques sur le système en utilisant des fonctions de transfert pour définir les performances optimales.

### III.5. 2. Principe de la commande $H^\infty$

La commande  $H^\infty$  apporte une solution (si elle existe) au problème de contrôle avec un certain nombre de contraintes [37]. Elle permet de prendre en compte des spécifications données par le cahier de charge qui peut contenir quatre classes de spécifications [38].

- **Suivi de trajectoires de référence (consignes)** : il s'agit d'étudier l'influence du signal de référence sur le signal d'erreur.

- **Rejet/ atténuation de signaux de perturbation** : il s'agit d'étudier l'influence du signal de perturbation sur le signal d'erreur.

- **Atténuation des bruits de mesure** : il s'agit d'étudier l'influence des signaux de bruit sur le signal de commande et sur le signal de sortie.

- **Commande modérée** : il s'agit d'étudier l'influence des signaux de référence et du signal de perturbation sur le signal de commande  $u(t)$ .

Bien entendu une spécification incontournable est la stabilité interne du système en boucle Fermée.

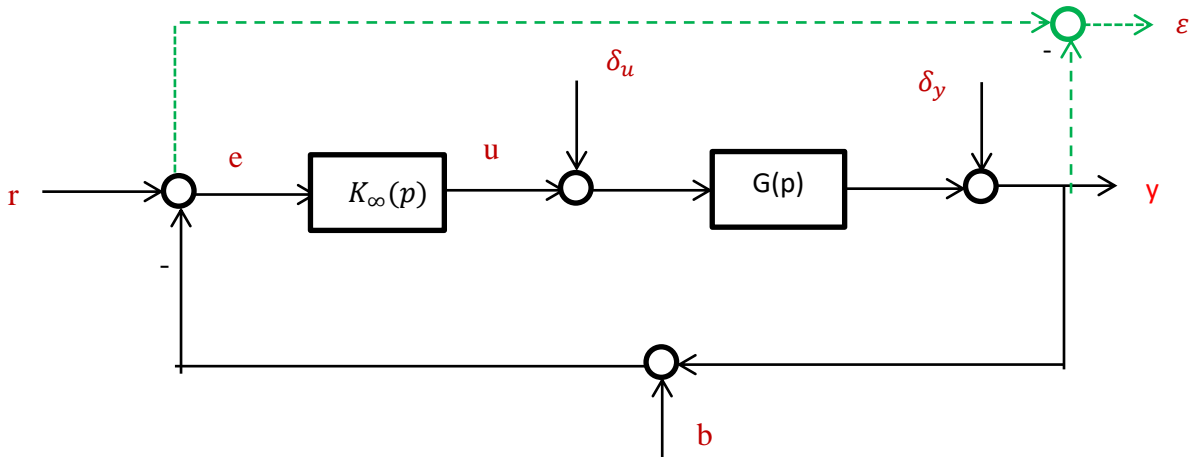
Dans un premier temps il faut convertir les spécifications exprimées dans le domaine temporel (temps de réponse, erreur statique, etc.) vers le domaine fréquentiel. Nous définissons, alors des gabarits fréquentiels, utilisés sous forme de pondérations lors de la synthèse. La formulation du problème prend en compte les pondérations (les objectifs de commande) et le modèle du système à contrôler.

### III.5.3. Théorie de la commande H-infini

#### III.5.3. Concepts de base

##### III.5.3.1. Fonctions de sensibilité

Considérons le schéma typique de la configuration d'un système en boucle fermée représenté par la (Figure III.10) [38],  $G(p)$  où représente le modèle du système à commander et le contrôleur dont le rôle est de générer les commandes à appliquer à partir des sorties observées et des signaux de référence.

Figure III.10 : Schéma bloc d'un système avec boucle du contrôle  $H^\infty$ .

$r$  : Signal de consigne ou de référence

$\varepsilon$ : L'erreur réelle de suivi de référence

$u$  : Signal de commande

$e$  : erreur statiques

$y$  : La sortie à asservir

$\delta_u$ : Perturbation sur la commande

$\delta_y$ : Perturbation sur la sortie

$b$  : Bruit de mesure

À partir de ce schéma bloc, plusieurs fonctions de transfert en boucle fermée peuvent être obtenues. Ces fonctions de transfert sont décrites par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \varepsilon(p) = T_{r\varepsilon}r(p) + T_{\delta_u\varepsilon}\delta u(p) + T_{\delta_y\varepsilon}\delta y(p) + T_{b\varepsilon}b(p) \\ y(p) = T_{ry}r(p) + T_{\delta_u y}r(p) + T_{\delta_y y}\delta u(p) + T_{by}b(p) \\ u(p) = T_{ru}r(p) + T_{\delta_u u}\delta y(p) + T_{\delta_y u}\delta y(p) + T_{bu}b(p) \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

La fonction  $T_{ij}$  représente le transfert entre le signal d'entrée  $i$  et le signal de sortie  $j$ . Pour un système mono variable, quatre fonctions de transfert distinctes sont requises pour décrire le système en boucle fermée. Ces fonctions sont exprimées en termes de  $K_\infty(p)$  et  $G(p)$  :

$$T_{r\varepsilon}(p) = [1 + K_\infty(p)G(p)]^{-1} \quad (\text{III.37})$$

$$T_{ry}(p) = K_\infty(p)G(p)[1 + K_\infty(p)G(p)]^{-1} \quad (\text{III.38})$$

$T_{r\varepsilon}(p)$  est la fonction de sensibilité qui est souvent notée par  $S(p)$  et  $T_{ry}(p)$  est la fonction de sensibilité complémentaire qui est souvent notée par  $T(p)$ .

### ➤ Norme $H_\infty$

La norme  $H_\infty$  d'un système dynamique, tel que représenté par un modèle mathématique, correspond à l'amplification maximale que le système peut exercer sur l'énergie d'un signal d'entrée [39].

Pour un système SISO, la norme  $H_\infty$  est le maximum de  $G(j\omega)$  [39].

$$\|G(p)\|_\infty = \max_w |G(j\omega)| = \sigma(G(j\omega)) \quad (\text{III.39})$$

Pour un système MIMO, cette norme est le maximum de la plus grande valeur singulière de la matrice de transfert  $G(j\omega)$ , soit [40] :

$$\|G(p)\|_\infty = \sup_w \sigma_{\max}(G(j\omega)) \quad (\text{III.40})$$

### ➤ Valeurs singulières

Elles constituent une généralisation du concept de gain pour les systèmes MIMO. À une fréquence donnée, ce gain se situe entre les valeurs singulières minimale et maximale. Ces valeurs peuvent être représentées sur divers diagrammes (Bode, Nyquist, Black) afin d'analyser la stabilité des systèmes.

Les valeurs singulières de la matrice de transfert  $G(p)$ , notées  $\sigma_i(j\omega)$ , sont définies comme les racines carrées des valeurs propres de  $G(j\omega)$  multipliées par sa transposée conjuguée.

$$\sigma_i(j\omega) = \sqrt{\lambda_i(G(j\omega)G^T(-j\omega))} = \sqrt{\lambda_i(G^T(-j\omega))G(j\omega)} \quad (\text{III.41})$$

$$\bar{\sigma}(G(j\omega)) = \sigma_1(G(j\omega)) \geq \sigma_2(G(j\omega)) \geq \dots \geq \underline{\sigma}(G(j\omega)) \geq 0 \quad (\text{III.42})$$

Avec :  $\bar{\sigma}(G(j\omega))$  est la plus grande valeur singulière et  $\underline{\sigma}(G(j\omega))$  la plus petite valeur singulière [39,40].

### ➤ Incertitudes

Comme mentionné précédemment, il est certain que les systèmes industriels sont exposés à des incertitudes liées à la modélisation et aux paramètres. Il est donc crucial de les prendre en considération. Ces incertitudes peuvent être classées en deux catégories.

- Incertitudes non structurées : elles regroupent les dynamiques non modélisées et le bruit des capteurs.
- Incertitudes structurées : elles sont de deux types, additive et multiplicative. Elles sont liées aux variations ou aux erreurs d'estimation sur certains paramètres physiques du système.

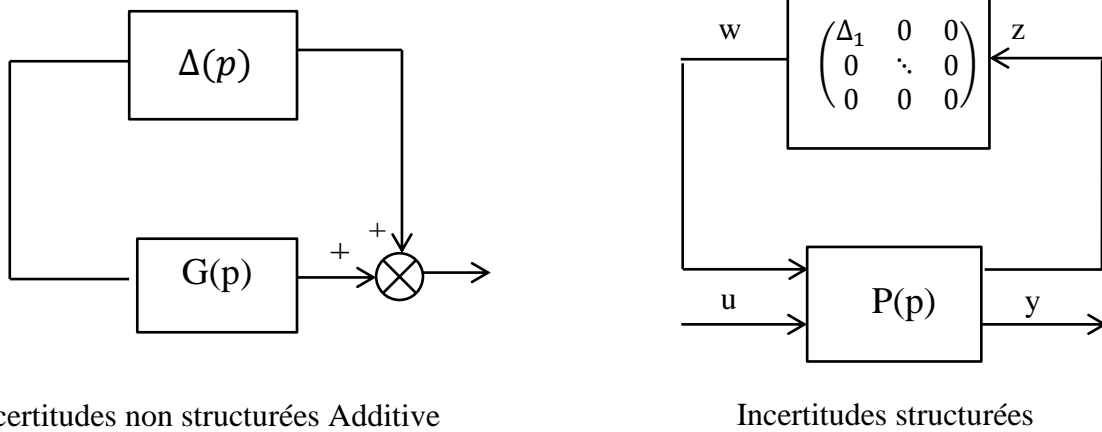


Figure.III.11 : Représentations des incertitudes structurées et non structurée.

### ➤ Théorème du petit gain

Le théorème du petit gain présente un résultat extrêmement important pour étudier la stabilité en boucle fermée, il se base sur la notion de norme des systèmes. C'est une méthode plus restrictive mais aussi plus légère à mettre en œuvre, elle donne une condition suffisante facile à tester qui permet de conclure à la stabilité interne du type de la (Figure III.12)

Théorème du petit gain : Étant donné un asservissement à retour unitaire stable en boucle ouverte alors le système en boucle fermée est stable si :

$$\|P\Delta\|_{\infty} \leq 1 \Leftrightarrow \forall \omega \in \mathbb{R} \bar{\sigma}(P(j\omega))\bar{\sigma}(\Delta(j\omega)) < 1 \quad (\text{III.43})$$

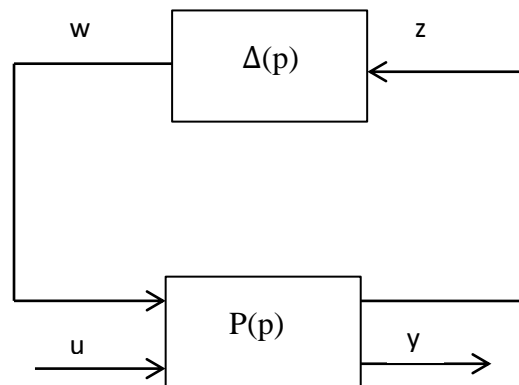


Figure III.12 : Forme standard d'un système avec incertitudes.

### ➤ Stabilité et robustesse du système

Un système est considéré comme robuste lorsqu'il maintient sa stabilité tout en garantissant de bonnes performances, même face à diverses incertitudes et perturbations [41].

Dans cette section, nous proposons une analyse de la robustesse en termes de stabilité et de performance [39].

- Performances nominales : le contrôleur est performant s'il réagit rapidement à n'importe quel instant ou entrée, rejette les perturbations et suit avec précision la consigne.
- Stabilité nominale : il y a deux types de stabilité nominale, la stabilité externe qui exige que toute entrée bornée doit produire une sortie bornée et l'interne qui est plus large et exige que tout signal borné en n'importe quel point de la boucle génère une réponse bornée en tout autre point.
- Performances robustes : un système bouclé satisfait le critère de robustesse en performance si les conditions de performances nominales sont vérifiées pour toute une classe de modèles de procédés caractérisés par des incertitudes structurées ou non.
- Stabilité robuste: la stabilité est dite robuste si, en plus de la stabilité nominale, la stabilité de tous les systèmes atteignables par les perturbations est garantie

### III.5.2.2. Synthèse de loi du contrôle $H^\infty$

#### ➤ Formulation standard $H^\infty$

Pour réaliser la synthèse selon la norme  $H^\infty$ , il est d'abord essentiel de définir une formulation générique, appelée formulation standard. Celle-ci fournit un cadre très général pour la conception du contrôleur en appliquant la loi de commande, comme illustré dans la figure (III.13)

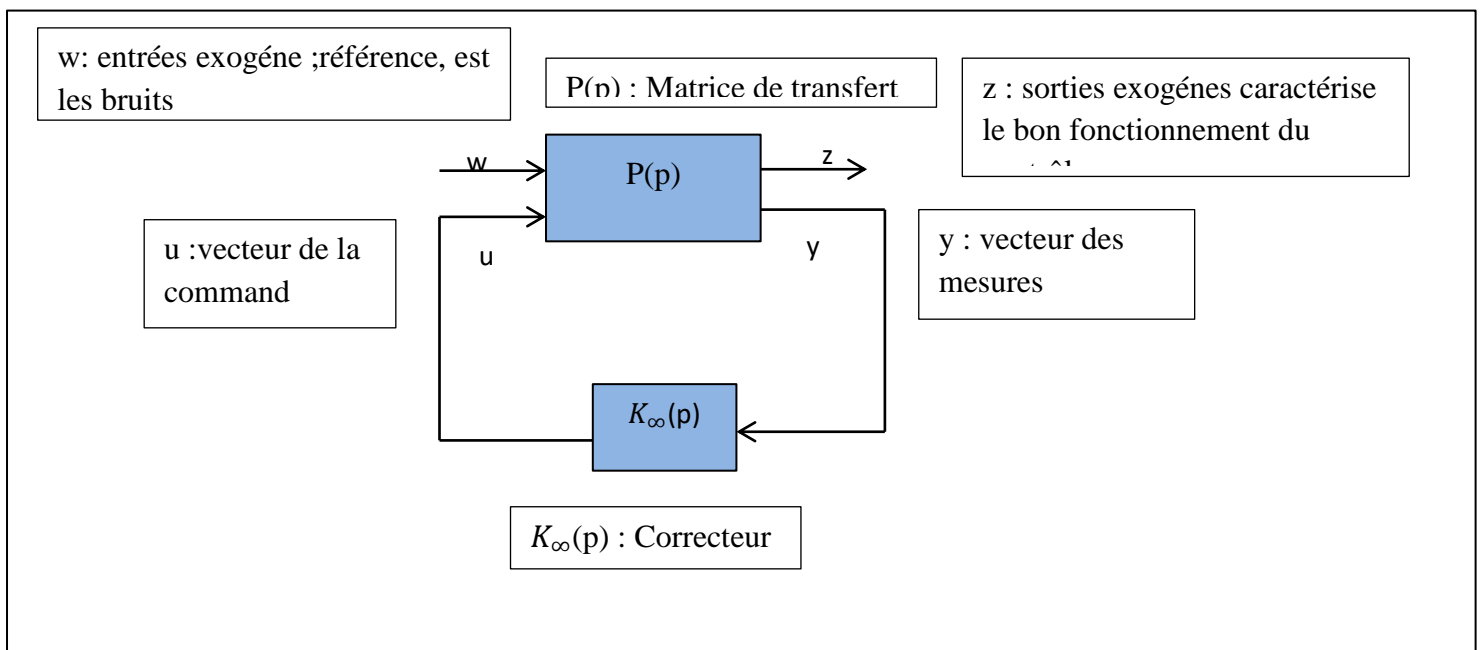


Figure III-13 : Forme standard de la commande  $H^\infty$ .

Le système généralisé  $P(p)$  combine le système nominal  $G(p)$  + les incertitudes dynamiques et/ou paramétriques et s'écrit de la forme suivante [42] :

$$P = \begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + B_1 w(t) + B_2 u(t) \\ z(t) = C_1 X(t) + D_{11} w(t) + D_{12} u(t) \\ Y(t) = C_2 X(t) + D_{21} w(t) + D_{22} u(t) \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

Ainsi, on écrit la matrice de transfert entre les entrées exogènes  $w(t)$  et les sorties exogènes  $z = F_l(P, K_\infty)w(p)$  et  $u(p) = K_\infty(p)y(p)$ , de nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} z(p) = P_{11}w(p) + P_{12}u(p) = P_{11}w(p) + P_{12}K_\infty(p)y(p) \\ y(p) = P_{21}w(p) + P_{22}u(p) = P_{21}w(p) + P_{22}K_\infty(p)y(p) \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

Les équations du système  $P$  forment une matrice de transfert écrite comme suit :

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} (pI - A)^{-1} \begin{bmatrix} B_1 & B_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.46})$$

À partir de l'équation (III-44), on peut récrire la matrice de transfert suivante :

$$\begin{bmatrix} z(p) \\ y(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(p) \\ u(p) \end{bmatrix} \quad (\text{III.47})$$

Alors,  $y(p)$  peut se récrire comme suit :

$$Y(p) = (pI - P_{22}K_\infty(p))^{-1} P_{21}w(p) \quad (\text{III.48})$$

$F_l(P, K_\infty)$  Peut s'écrire de la façon suivante :

$$F_l(P, K_\infty) = P_{11}(p) + P_{12}(p)K_\infty(p)(pI - P_{22}K_\infty(p))^{-1}P_{21} \quad (\text{III.49})$$

Généralement, on appelle  $F_l(P, K_\infty)$  la transformation fractionnaire linéaire (en anglais Linear Fractional Transformation, LFT) [43].

### ➤ Résolution de problème $H_\infty$

Le problème  $H_\infty$  standard basé sur la minimisation d'un critère de type  $H_\infty$ , peut être formulé sous deux formes différentes : la forme optimale et la forme sous-optimale [43]

- Problème  $H_\infty$  standard optimal : est de trouver  $K_\infty(p)$  qui stabilise de manière interne le système bouclé de la figure(III.13) et qui minimise  $\|F_l(P, K_\infty)\|_\infty$
- Problème  $H_\infty$  standard sous-optimal : est de trouver  $K_\infty(p)$  qui stabilise le système bouclé de la figure (III.13) et qui assure  $\|F_l(P, K_\infty)\|_\infty < \gamma$ , avec  $\gamma > 0$

Les approches choisies pour résoudre le problème standard  $H_\infty$  nécessitent soit une vérification d'un certain nombre d'hypothèses [44]. Ou par l'équation de Riccati qui est connue sous le nom d'algorithme de Glover-Doyle .

Dans notre cas, on a utilisé la méthode de résolution de Glover-Doyle qui est apparue à la fin des années 1980 [44], et en général elle est mise en œuvre numériquement sur un calculateur (exemple Matlab en utilisant la commande 'hinfsyn') où elle repose sur la résolution d'une série d'équations de Riccati .

### III.5.2.3. Synthèse du contrôleur $H^\infty$

La figure (III.18) présente un problème de contrôle robuste avec perturbation à l'entrée. La matrice de transfert entre les signaux d'entrées ( $r$ ,  $b$ ) et l'erreur  $e$  et la commande

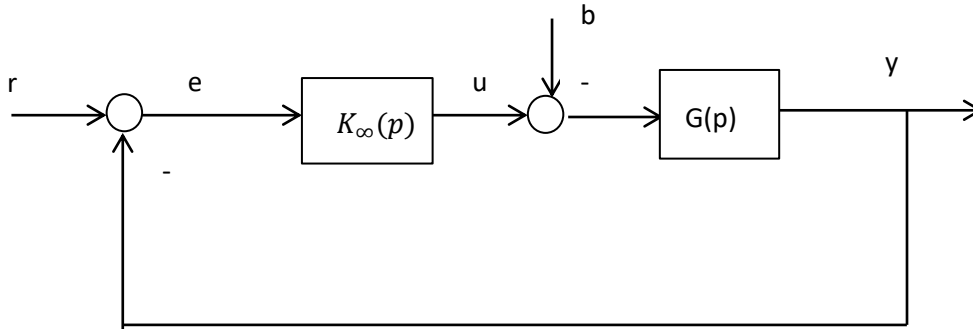


Figure.III.14 : Système  $G(p)$  contrôlé par  $K_\infty(p)$  avec perturbation à l'entrée.

La matrice de transfert entre les signaux d'entrées ( $r$ ,  $b$ ) et l'erreur  $e$  et la commande  $u$  peut-être écrite sous la forme suivant [ 43]:

$$\begin{pmatrix} e(p) \\ u(p) \end{pmatrix} = M(p) \begin{pmatrix} r(p) \\ b(p) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S(p) & S(p)G(p) \\ K_\infty(p)S(p) & T(p) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r(p) \\ b(p) \end{pmatrix} \quad (\text{III.50})$$

Le problème  $H^\infty$  consiste à trouver une valeur positive  $\gamma$  la plus faible possible et un Contrôleur  $K_\infty(p)$  qui stabilise le système bouclé et garantit une norme  $H^\infty$  inférieure à  $\gamma$ .

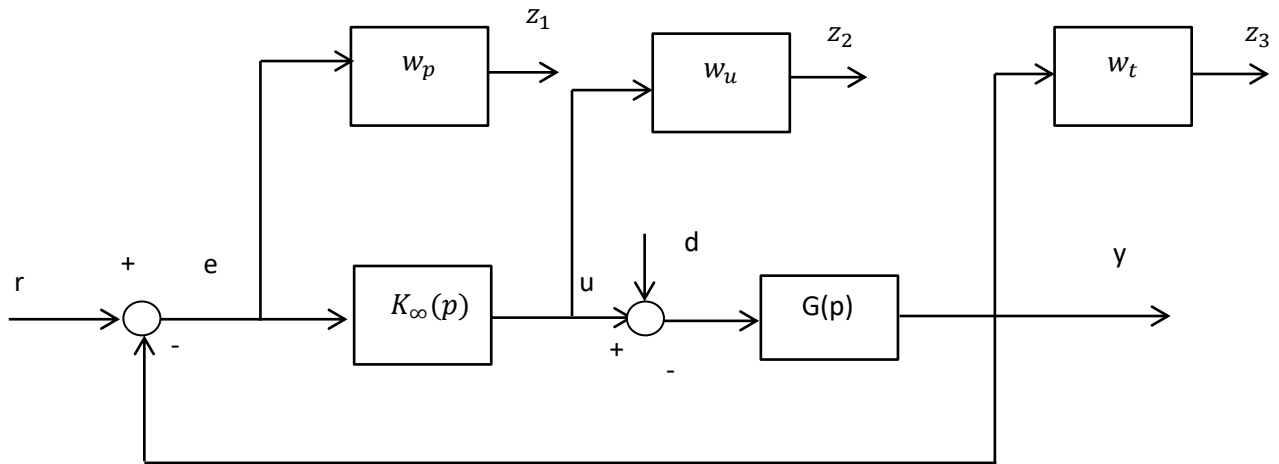
$$\|M(p)\|_\infty = \left\| \begin{pmatrix} S(p) & S(p)G(p) \\ K_\infty(p)S(p) & T(p) \end{pmatrix} \right\|_\infty < \gamma \quad (\text{III.51})$$

### III.5.2.4 Sensibilité mixte

La méthode de sensibilité mixte consiste à appliquer des filtres de pondération  $w_p(p)$ ,  $w_u(p)$ ,  $w_t(p)$  [44], respectivement sur la sensibilité  $S(p)$ , la sensibilité complémentaire  $T(p)$ , ainsi que sur la fonction de transfert  $K_\infty S(p)$ . Le but de la résolution du problème de la sensibilité mixte est de concevoir un compensateur garantissant la stabilité interne tout en répondant à la condition suivante [39].

$$\left\| \begin{pmatrix} w_p(p)S(p) \\ w_u(p)K_\infty(p)S(p) \\ w_t(p)T(p) \end{pmatrix} \right\|_\infty < 1 \quad (\text{III.52})$$

Le choix effectué en utilisant la formulation présentée dans l'équation (III.49) ne permet pas d'atteindre les performances souhaitées [44]. Pour contourner cet obstacle, dans le cadre de la synthèse  $H^\infty$ , généralement, les fonctions de transfert sont pondérées par des filtres comme le montre la figure(III.15)

Figure .III.15 : Système  $G(p)$  avec des filtres de pondérations.

Avec :  $(r, d)$  : signaux d'entrées ;  $u$  : signal de commande  $y$ : signal de sortie  $(z_1, z_2, z_3)$  : signaux à surveiller.

Il est important de souligner que les filtres de pondération peuvent être placés à différents endroits à l'intérieur du système augmenté comme il est illustré dans la figure , dans lequel l'erreur  $e$  est pondérée par le filtre  $w_p(p)$  , la commande  $u$  par le filtre  $w_u(p)$ , et la sortie par  $w_t(p)$  [45].

#### ➤ Filtre de pondération $w_p$

Le choix du filtre de pondération  $w_p$  permet de fixer les performances du système en boucle fermée de manière à minimiser l'effet des perturbations et assurer une meilleure robustesse. Il rejette les perturbations dans les basses fréquences. La forme traditionnelle utilisée pour  $w_p$  est définie par la fonction suivante (filtre passe-bas) [45].

$$w_p = \frac{\frac{p}{M_p} + w_p}{p + w_p \varepsilon_p} \quad (\text{III.53})$$

Généralement on considère  $\varepsilon_p$  ;  $M_p < 2$  pour assurer la marge de module ; le choix de  $w_p$  influe sur la bande passante du filtre passe-bas [45].

#### ➤ Filtre de pondération $w_u$

Le choix du filtre de pondération  $w_u$  permet à limiter la bande passante du contrôleur et empêcher d'avoir des signaux de commande de grande amplitude. La forme traditionnelle utilisée pour  $w_u$  est définie par la fonction suivante (filtre passe-haut) 47.

$$w_u(p) = \frac{p + \frac{\omega_u}{M_u}}{p \varepsilon_u + w_u} \quad (\text{III.54})$$

Généralement on considère  $\varepsilon_p \simeq 0$  ;  $M_u$  est choisi selon le comportement du filtre passe haut et de manière adéquate pour que le système ne se sature pas ; le choix de  $w_u$  influe sur la bande passante du filtre.

➤ **Filtre de pondération  $w_t$**

Le choix de la fonction de pondération  $w_t$  permet à rejeter les bmits en haute fréquence et éviter une éventuelle saturation sur la commande pour améliorer les performances en haute fréquence du système en boucle fermée.

La forme traditionnelle utilisée pour  $w_p$  est définie par la fonction de transfert suivante (filtre passe-haut) :

$$w_t = \frac{p + \frac{w_t}{\varepsilon_t}}{\varepsilon_t p + w_t} \quad (\text{III.55})$$

Généralement on considère  $w_t \simeq 0$  ;  $M_t$  est choisi de manière à limiter le dépassement de la réponse aux perturbations d'entrée ; le choix de  $\omega_t$  influe sur la bande passante du filtre passe-haut donc sur le rejet de perturbation dans le régime transitoire.

Une fois le choix des filtres de pondération fait, il ne reste que l'application de l'algorithme du contrôleur  $H^\infty$  afin de trouver un contrôleur robuste qui stabilise le système en boucle fermée et garantit les performances souhaitées.

### III.5.3. Application de la commande par mode glissants et $H^\infty$ sur la GADA

Comme nous avons les présentement, La commande discontinu de contrôle par (MG) provoque des phénomènes de chattering . Afin d'éviter cet inconvénient, la technique  $H^\infty$  a été proposée pour concevoir la partie de commande attractive. Pour cela, la loi de commande par mode glissant a été définie en incluant la technique  $H^\infty$  dans l'équation.

$$v = v_{eq} + v_{H^\infty} \Rightarrow \begin{cases} v_{qr} = v_{qr}^{eq} + v_{qr}^{H^\infty} \\ v_{dr} = v_{dr}^{eq} + v_{dr}^{H^\infty} \end{cases} \quad (\text{III.56})$$

Le schéma de commande proposé est une commande hybride incluant la commande par mode glissant (MG) et la commande robuste  $H^\infty$  où les termes du contrôleur à commutation,  $K_p \text{sign}(S(p))$  et  $K_Q \text{sign}(S(Q))$  sont définis en utilisant la technique de commande  $H^\infty$  .La Figure (III.16) explique la structure de MG - $H^\infty$  .

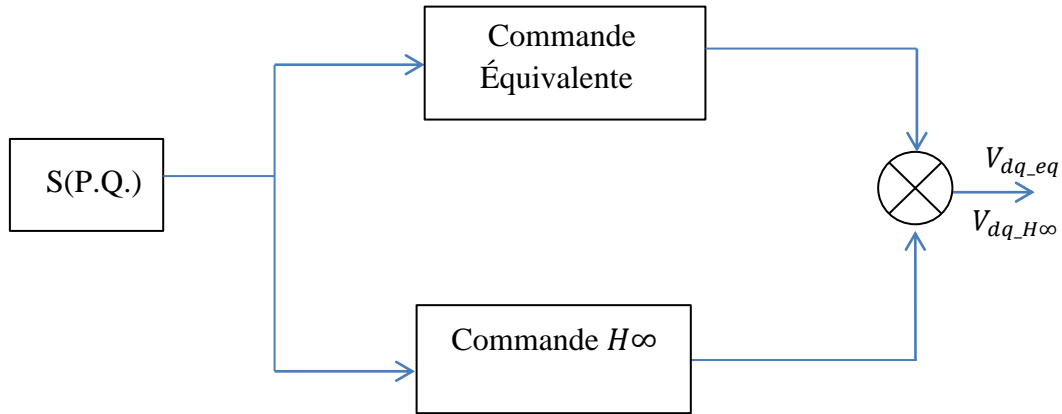


Figure .III.16 : H $\infty$  Contrôleur par mode glissant.

La problématique de la commande robuste  $H^\infty$  a été largement étudiée ces dernières années. C'est une solution importante pour les perturbations et les incertitudes des systèmes. Le principal problème de la technique de commande  $H^\infty$  est de trouver la fonction de contrôleur  $K(s)$ , qui stabilise en interne la dynamique du système en boucle fermée tout en minimisant la norme  $H^\infty$  de la fonction de transfert, comme illustré dans la Figure(III.16) qui exprime la relation entre l'entrée et la sortie.

$$\left\| \begin{array}{cc} W_1(p)S(p) & W_1(p)W_3(p)S(p)G(p) \\ W_2(p)K(p)S(p) & W_2(p)K(p)W_3(p)S(p)G(p) \end{array} \right\|_\infty \quad (III.57)$$

Avec  $\gamma$  une valeur constante positive nommée niveau d'optimisation.  $S(s)$  est la fonction de sensibilité calculée comme suit.

$$S(p) = \frac{1}{1+G(p)K(p)} \quad (III.58)$$

La configuration standard du contrôleur  $H^\infty$ .  $K(s)$  est représentée par un modèle multi variable avec deux entrées et deux sorties, la plante  $G(s)$  et les incertitudes  $w_n$ , comme illustré dans la Figure(III.17).

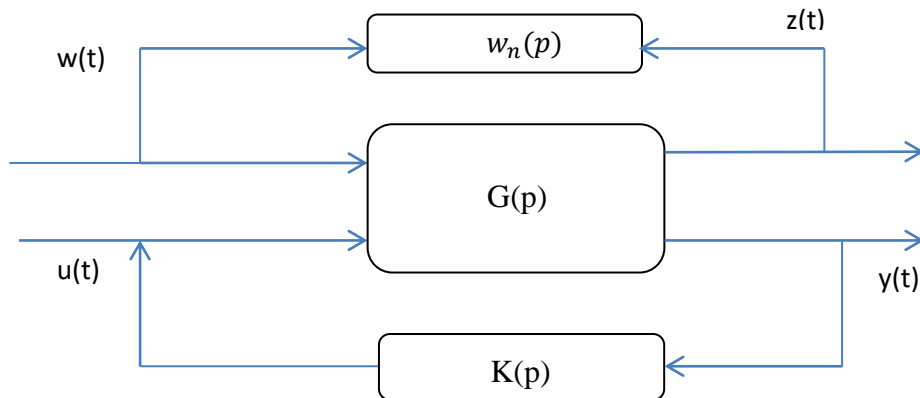


Figure. III.17 : Configuration générale du problème de conception H $\infty$ .

Où  $z(t)$  est le vecteur d'entrée du critère  $H^\infty$ ,  $y(t)$  est le vecteur de sortie mesurée  $u(t)$  est le vecteur d'entrée de commande, et  $w_n(s)$  est le vecteur d'entrée exogène . La Figure(III.18) montre le système de contrôle complet basé sur le contrôleur  $MG-H^\infty$  où le schéma de contrôle proposé a été augmenté par la fonction de pondération.

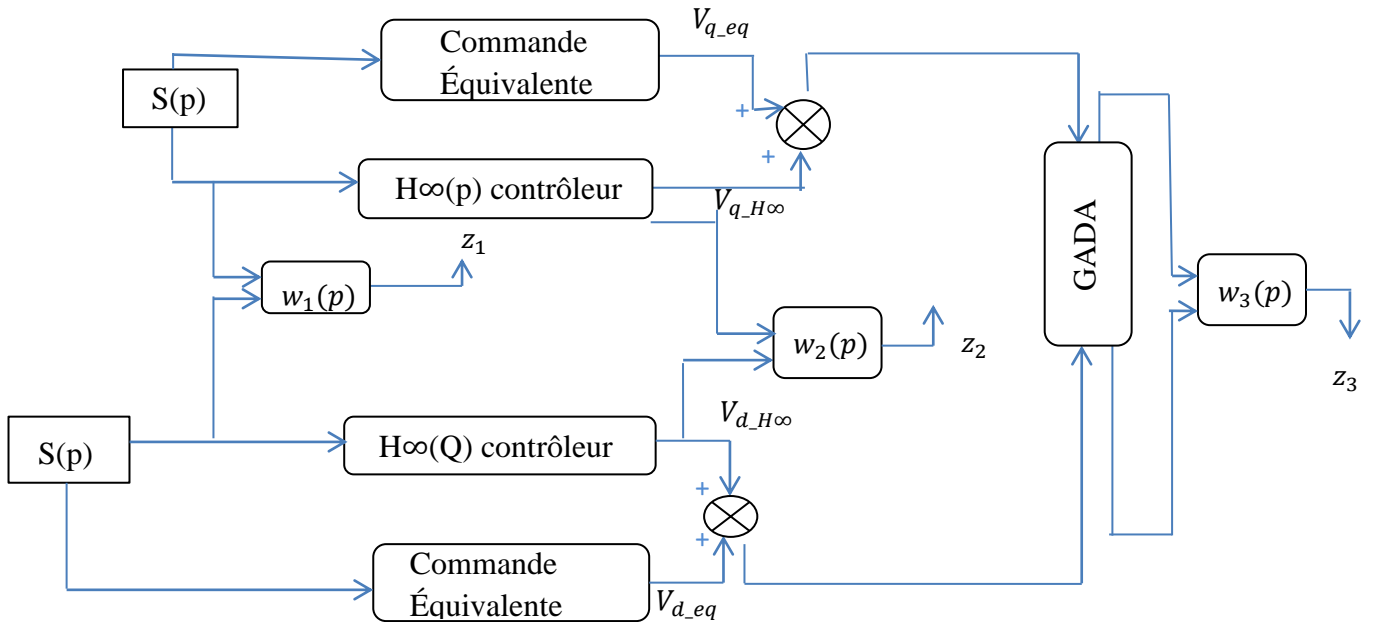


Figure .III.18 : La réponse en fréquence des fonctions de sensibilités et des fonctions de pondération.

Pour le contrôleur  $MG-H^\infty$  , où la technique  $H^\infty$  est choisie pour composer une partie de contrôle attractive, deux boucles de contrôle en rétroaction sont conçues ; la première est utilisée pour réguler la puissance active du stator et la seconde pour ajuster la puissance réactive du stator. Le système nominal  $G(p)$  est augmenté avec des fonctions de transfert de pondération  $w_1(p)$ ,  $w_2(p)$ ,  $w_3(p)$  pénalisant respectivement les signaux d'erreur, les signaux de commande et les signaux de sortie.

L'amélioration de la robustesse du contrôle  $H^\infty$  repose principalement sur le choix correct des fonctions de pondération appropriées, car un choix inadéquat des poids conduit certainement à des performances de système inappropriées. »

#### III.5.4. Sélection des fonctions de pondération

Pour définir la fonction de sensibilité  $S(p)$  en utilisant la fonction de pondération  $w_1(p)$ , la condition suivante doit être remplie :

$$\|w_1(p)S(p)\|_\infty \leq \gamma \quad (\text{III.59})$$

Où  $w_1(p)$  est défini comme  $w_1(p) = \frac{\frac{p}{M_p} + \omega_b}{p + \omega_b \varepsilon}$  pour assurer une sélection adéquate de la fonction de pondération  $w_1(p)$ . Le paramètre  $\varepsilon$  est choisi pour avoir une faible valeur aux fréquences de base, et  $M_p$  est fixé à sa valeur limite maximale pour les hautes fréquences de la fonction de sensibilité  $S(p)$  de la réponse en fréquence, comme illustré dans la Figure(III.19).

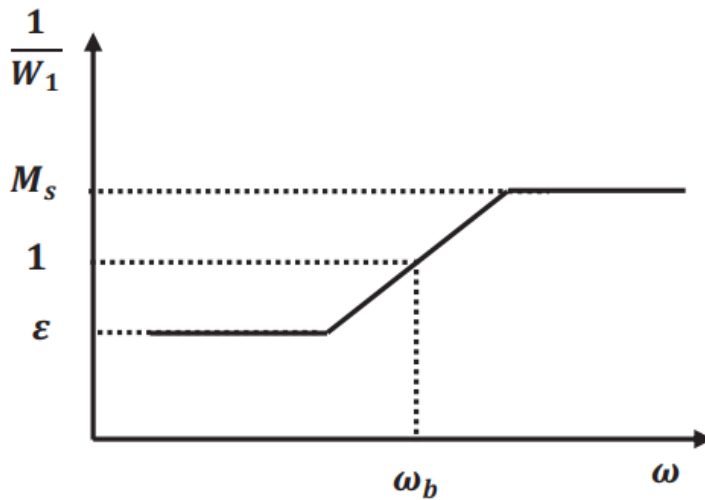


Figure.III.19 : fonction de pondération  $1/w_1(s)$ [46].

Pour déterminer la fonction  $K(p)S(p)$ , la fonction de pondération  $w_2(s)$  est utilisée et la condition suivante doit être respectée.

$$\|w_2(p)K(p)S(p)\|_{\infty} \leq \gamma \tag{III.60}$$

Où  $w_2(p)$  est défini comme  $w_2(p) = \frac{p + \frac{\omega_{bc}}{M_p}}{p\varepsilon_1 + \omega_{bc}}$ . Pour assurer une sélection adéquate de la fonction de pondération  $w_2(p)$ ,  $\varepsilon_1$  et  $M_p$  sont choisis de la même manière que pour  $w_1(p)$ , mais la réponse en fréquence de la fonction  $K(p)S(p)$  a été prise en compte, comme illustré dans la Figure(III.20)

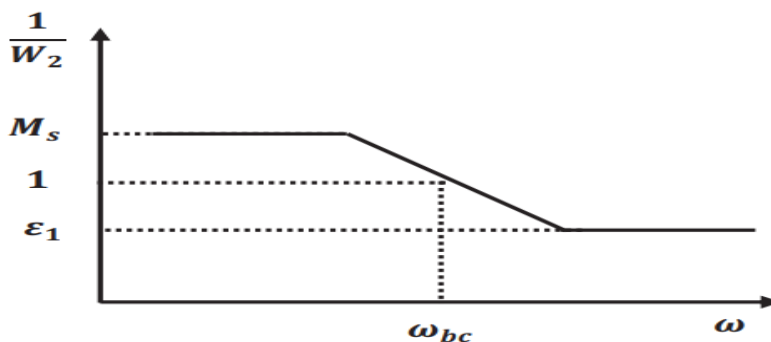


Figure.III.20 : fonction de pondération  $1/w_2(s)$ [46].

La fonction  $S(p)G(p)$  dépend des deux filtres  $w_1(p)$  et  $w_3(p)$ . Pour assurer la stabilité du système contrôlé, la condition suivante a été prise en compte.

$$\|w_1(p)K(p)S(p)G(p)w_3(p)\|_\infty \leq \gamma. \tag{III.61}$$

Dans le cas général, il est suffisant de fixer  $w_3(p)$  comme une constante, ce qui permet d'ajuster le comportement de  $S(p)G(p)$  aux basses et moyennes fréquences, et de garantir un comportement correct en présence de perturbations.

La Figure (III.21) présente la fonction de sensibilité  $S(p)$ , les fonctions de sensibilité complémentaire  $T(p)=S(p)G(p)$  et  $S(s)K(s)$ . Ces fonctions sont données pour un système sans incertitudes. Pour un système avec incertitudes, les fonctions sont données par l'inverse de la fonction de pondération de  $\frac{\gamma}{w_1(p)}$ ,  $\frac{\gamma}{w_2(p)}$  et  $\frac{\gamma}{w_1(p)w_3(p)}$ .

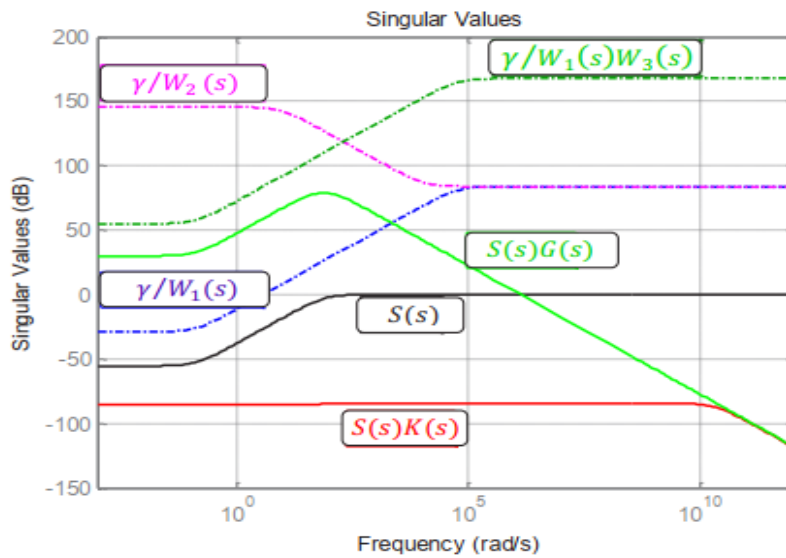


Figure.III.21 : Réponse en fréquence des sensibilités et des fonctions de pondération [46].

Il est très clair d'observer que la norme infinie de la condition (équation (III.56)) est inférieure à  $\gamma$ , ce qui garantit que les fonctions de sensibilité et de sensibilité complémentaire assurent une atténuation adéquate du bruit et un rejet efficace des perturbations.

Nous concluons donc que  $\gamma_p=0.3271$  et  $\gamma_Q=0.5482$ . La partie de commande attractive par mode glissant, dérivée de la technique  $H_\infty$ , est obtenue par les équations (III.62) et (III.63) pour la puissance active et réactive respectivement.

$$v_{qrn} = K_Q(p) = \frac{1,896p^2 + 5941s + 4,105 \cdot 10^5}{p^3 + 4604p^2 + 6,609 \cdot 10^6p + 8845} \tag{III.62}$$

$$v_{arn} = K_P(p)$$

$$= \frac{1,896p^2 + 5941p + 4,105.10^5}{p^3 + 4604p^2 + 6,609.10^6 + 8845} \tag{III.63}$$

### III.6 : Résultats de simulation

Le contrôleur MG -H $\infty$  proposé, appliqué à la puissance active et réactive d'un GADA, a été mis en œuvre en utilisant Matlab/Simulink. De plus, une étude comparative entre le contrôleur proposé et les contrôleurs mode glissants conventionnel et commande vectorielle a été réalisée en termes de suivi de trajectoire (puissance réactive et active variations des paramètres du GADA).

#### III.6.1. Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations

Ce premier essai consiste à imposer des échelons de puissance active et réactive. La figure III.22. Représente les résultats de simulation obtenus relatifs à ce premier test.

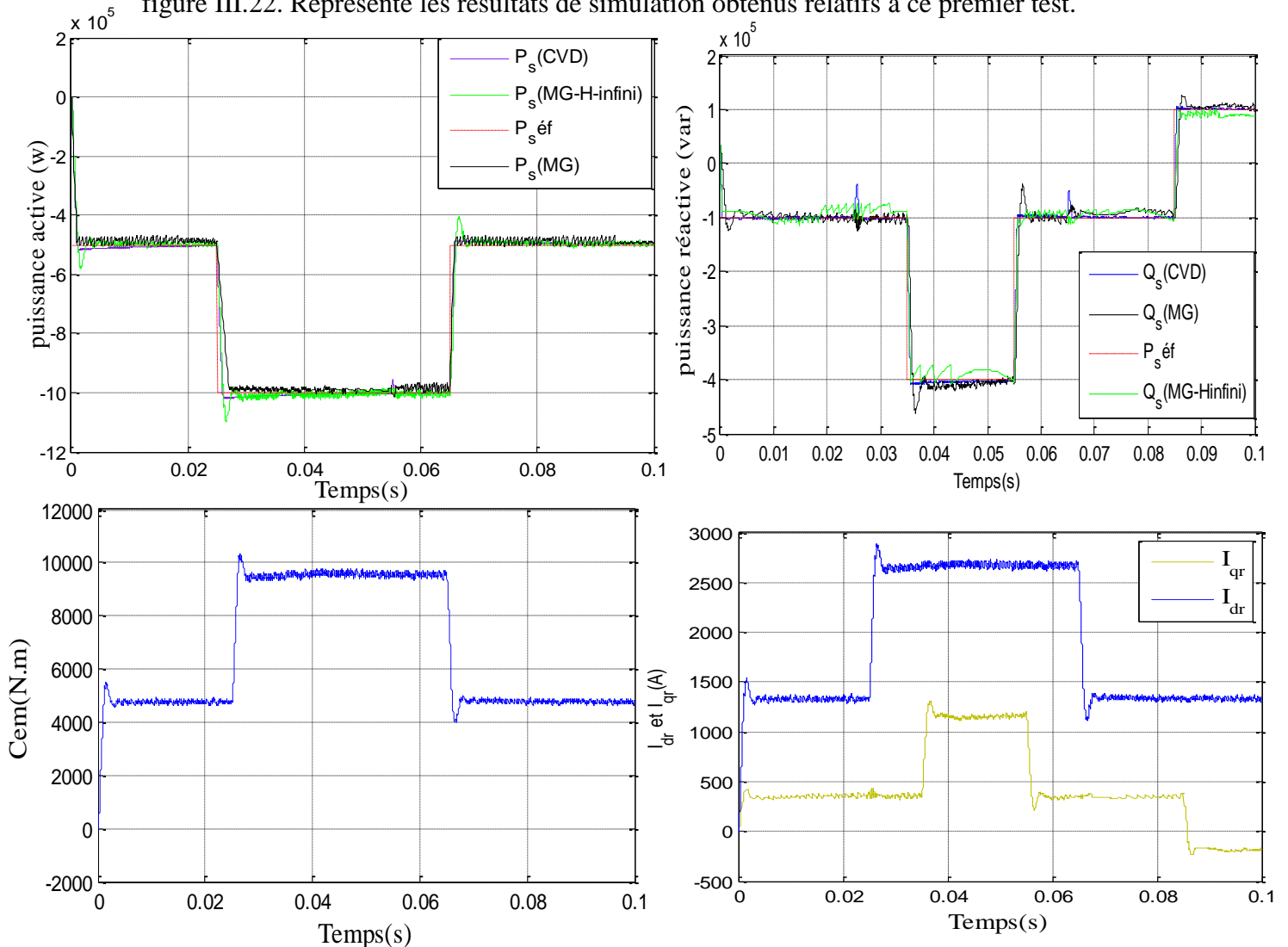


Figure III.22 : résultat de simulation (Test de suivi de consigne )

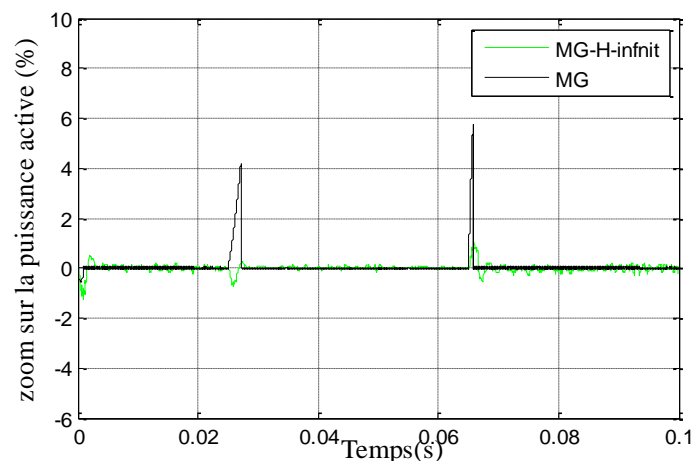
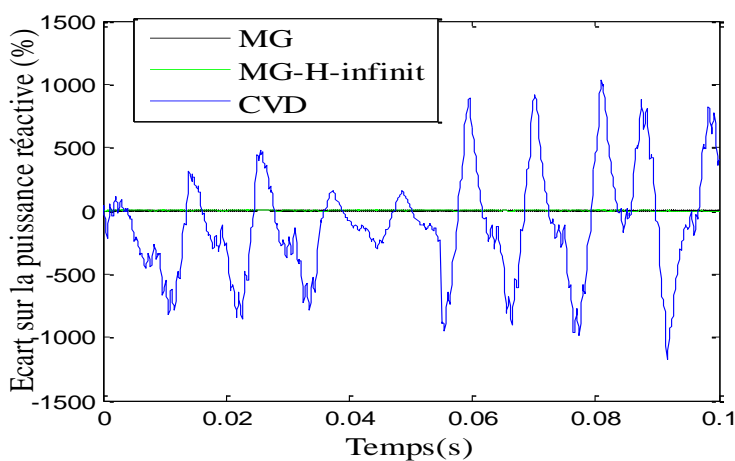
La figure (III.22) illustre les résultats de la commande  $MG-H^\infty$  appliquée à la GADA. Les simulations montrent que le contrôleur proposé suit efficacement les variations de la puissance active en fonction du temps par rapport à la référence souhaitée, tout en maintenant constante la puissance réactive du stator. Contrairement à la commande MG conventionnelle, où le phénomène de chattering est présent, il est largement réduit avec le contrôleur  $MG-H^\infty$ . Cela permet d'éviter les principaux inconvénients de l'algorithme de commande MG, assurant ainsi une meilleure stabilité de la dynamique contrôlée et des performances globales accrues. Par ailleurs, le contrôleur  $MG-H^\infty$  offre un découplage plus efficace des axes  $d-q$  par rapport aux autres techniques de commande.

### III.6.1. Test de robustesse

Pour tester la robustesse de la commande hybride proposée, les paramètres de la GADA ont été modifiés de manière similaire à ceux utilisés dans le chapitre précédent. Ces variations permettent de simuler les perturbations possibles dans le modèle de la machine et d'évaluer la robustesse du contrôleur face à ces variations.

Une comparaison a été effectuée avec les autres types de commandes : la CVD et la commande par MG. Les résultats de simulation, illustrés dans la figure (III.23), montrent que les variations des paramètres ont engendré une légère augmentation de l'erreur statique, particulièrement sur les courbes de puissance active, dans toutes les méthodes de contrôle évaluées. Cependant, l'erreur statique a été significativement réduite avec la commande hybride  $MG-H^\infty$ , comme le montre la figure (III.23).

En conclusion, les tests montrent que la commande hybride  $H^\infty$ -MG est la plus performante en termes de réduction du chattering, de minimisation de l'erreur statique, et de maintien de la stabilité et de la robustesse du système, malgré les variations des paramètres du modèle.



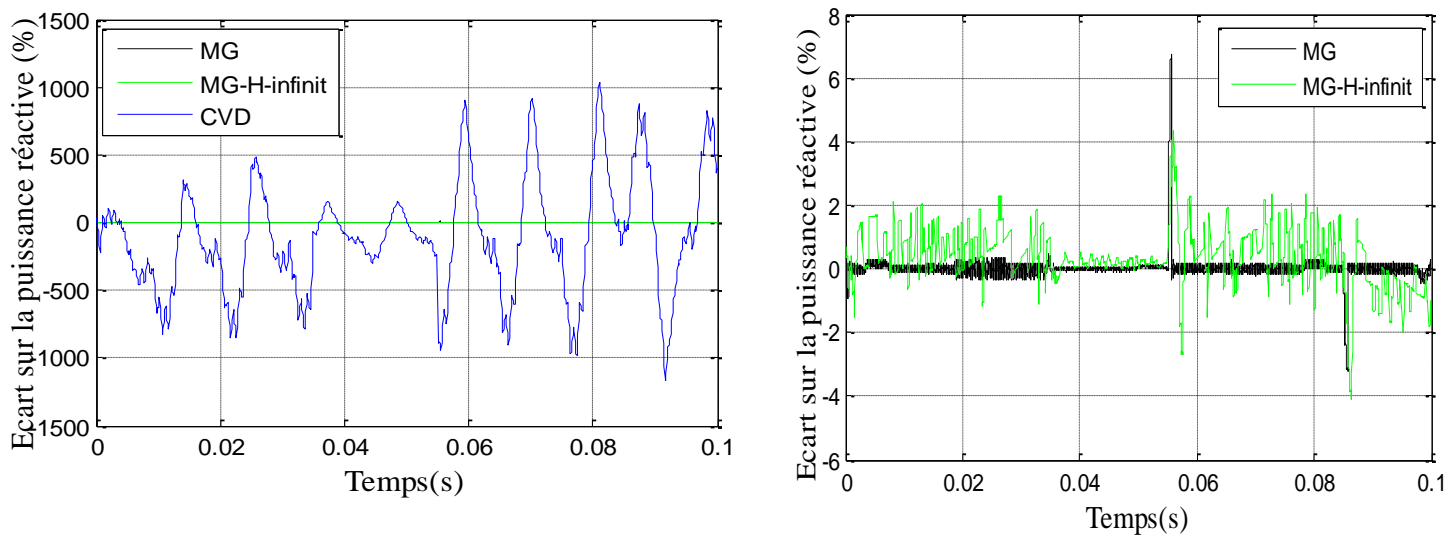


Figure III.23 : teste de robustesse (compression des cartes sur les puissances)

	Sans variations paramétriques				Avec variations paramétriques			
	Contrôle (PI-CVD)	Contrôle (MG)	Contrôle (H $\infty$ )	PA (%)	Contrôle (PI-CVD)	Contrôle (MG)	Contrôle (H $\infty$ )	PA (%)
(puissance active)	2.3246e+04	2.2785e+04	5.4880e+03	76.39	2.6584e+04	2.2856e+04	5.8795e+03	77.88
(puissance réactive)	2.4968e+04	2.4813e+04	1.6128e+04	35.40	2.4023e+04	2.3045e+04	2.1453e+04	10.69
(Courant $I_{rq}$ )	4.1004e+04	3.1250e+04	4.2318e+03	89.67	5.0804e+04	4.3332e+04	4.4929e+03	91.15
(Courant $I_{rd}$ )	3.0373e+04	3.5890e+04	1.6468e+04	45.78	3.9915e+04	3.1750e+04	1.8494e+04	53.66

Tableau 1-1- Performances des contrôleurs PI(CVD) et MG et H $\infty$

### III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord rappelé les principes de la commande par mode glissant pour les systèmes à structure variable, puis appliquer cette méthode en intégrant un contrôle hybride par MG et H $\infty$  sur la GADA. Cette approche vise à réduire le phénomène de chattering et améliorer la régulation de la puissance active et réactive. Les résultats de simulation ont montré que le contrôleur MG-H $\infty$  offre une meilleure performance par rapport aux méthodes classiques et à la commande vectorielle, garantissant stabilité, robustesse et découplage efficace entre les axes de contrôle. Ce schéma de contrôle représente une solution efficace pour optimiser les performances des systèmes de production d'énergie.

# **Conclusion générale**

## **Conclusion générale**

Cette étude met en lumière l'impact significatif des techniques de commande avancées, notamment le mode glissant et la méthode  $H_\infty$ , sur les performances de la GADA dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne. L'application de ces techniques sophistiquées a permis des améliorations substantielles en termes de qualité de commande et d'efficacité opérationnelle, renforçant ainsi la stabilité, la robustesse et la fiabilité du système, même dans des conditions de fonctionnement variées.

Afin d'atteindre ces objectifs, nous avons, la modélisation du système de génération d'énergie éolienne basé sur une machine asynchrone à double alimentation et de son alimentation constituée de deux convertisseurs de puissance, un redresseur triphasé non commandé, suivit d'un onduleur équipé d'une commande à MLI de type «sinus-triangle». Ce chapitre nous a permis de donner les équations de la génératrice dans le repère triphasé, puis dans le référentiel biphasé tournant d'axe  $d, q$  par la transformation de Park. Une représentation de ce modèle dans l'espace d'état a été défini, en vue de la commande de la GADA.

Ensuite, nous avons brièvement résumé le principe de la commande vectorielle, deux méthodes ont été exposé commande directe et indirecte est nos avons choisi la commande directe a cousue de sa simpliste. Ces techniques permettent de découpler le modèle de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) et de contrôler séparément l'échange des puissances active et réactive entre la GADA et le réseau. Après avoir synthétisé le régulateur PI utilisé dans cette stratégie de contrôle, la méthode directe a été choisie pour les simulations numérique a cousue de sa simpliste. Les résultats ont montré que cette dernière à donnée de bonne en termes de suivi de consigne. Cependant, le régulateur PI a montré une moindre efficacité en termes de sensibilité aux perturbations et de capacité à s'adapter aux variations des paramètres du générateur.

Dans le troisième chapitre, nous avons également abordé la technique de contrôle par mode de glissement. Les bases théoriques ont été présentées au début du chapitre, où nous avons expliqué les principes du contrôle par mode de glissement et justifié notre choix de cette méthode pour contrôler le générateur à double alimentation (GADA). Nous avons ensuite appliqué cette technique au contrôle du GADA, en concevant des régulateurs pour les puissances actives et réactives du stator, en ajustant les paramètres en fonction du modèle simplifié non linéaire dérivé de la régulation du flux constant à travers les efforts de rétroaction. Les résultats de simulation ont montré des améliorations notables pour ce type de

## *Conclusion générale*

---

réglages (MG) par rapport aux régulateurs traditionnels PI, en termes de vitesse, de stabilité et de capacité à s'adapter aux variations des paramètres du GADA.

Cependant, cette méthode de contrôle (MG) souffre d'un inconvénient majeur : le phénomène de "chattering" dû au contrôle discontinu. Pour pallier ce problème, nous avons intégré la méthode  $H_\infty$  dans l'algorithme de contrôle par mode glissant. La comparaison avec le mode glissant conventionnel et la commande vectorielle (CVD) a démontré que le contrôleur MG- $H_\infty$  proposé est particulièrement efficace, même face à des trajectoires de référence variables, des changements de vitesse et des variations des paramètres du GADA. Le temps de réponse amélioré grâce au contrôleur MG- $H_\infty$ , tout en assurant une stabilité et une robustesse accrues avec un bon découplage entre les axes de contrôle.

Ainsi, la combinaison du mode glissant et de la technique  $H_\infty$  se révèle prometteuse pour concevoir des systèmes de contrôle avancés pour les GADA dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne, offrant des outils efficaces pour optimiser les performances et garantir une haute qualité de l'énergie produite.

A la fin de Ce mémoire, on peut conclure que la technique de commande proposée (MG- $H_\infty$ ) est considérée comme une solution très efficace pour le contrôle des puissances Active et réactive de la GADA intégrée dans un système éolien.

# **Annexes**

## ANNEXES A

## A.1 Grandeurs nominales de la machine asynchrone à double alimentation

Paramètre	Symbole	Valeur
Résistance statorique	$R_s$	0.012 $\Omega$
Résistance rotorique	$R_r$	0.021 $\Omega$
Inductance statorique	$L_s$	0.0137 H
Inductance rotorique	$L_r$	0.0136 H
Inductance mutuelle	$M$	0.0135 H
Puissance nominale		1.5 Mw
Nombre de paires de pôles	$P$	2
Vitesse nominale	$N_n$	1500 tr/mn
Tension nominale	$V_s$	380 /660V

Tableau A.1 : Paramètres de la génératrice asynchrone à double alimentation [46].

## A.2 Paramètres de la turbine éolienne

Paramètre	Symbole	Valeur
Rapport du multiplicateur	$G$	90
Rayon de la turbine	$R$	35.25 m

Tableau A.1 : Paramètres de la turbine éolienne[46]

# **Références bibliographiques**

## Références bibliographiques

- [1] Chen, J., Chen, J., Gong, C. "*Nouvelle stratégie globale de contrôle de puissance pour les éoliennes à vitesse variable et à pales fixes dans toute la plage de vitesses du vent*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, n° 7, pp. 2652-2660, 2013.
- [2] Li, H., Chen, Z. "*Aperçu des différents systèmes de générateurs éoliens et leurs comparaisons*", IET Renewable Power Generation, vol. 2, n° 2, pp. 123-138, 2008
- [3] Boyette A, « *Contrôle Commande d'un Générateur à double alimentation avec Système de Stockage pour la Production Eolienne* », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2006.
- [4] Brice B, « *Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation : Du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur* », docteur de l'université de bretagne occidentale sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne, 2010.
- [5] Z. Boudjema, "*Etude et commande d'un système de production d'électricité renouvelable locale (énergie éolienne et photovoltaïque)*", Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbès, Algérie, Février 2015.
- [6] Chatelain J, « *Machines électriques, Traite d'électricité* », Volume X, Presses Polytechniques et Universitaires romandes, Suisse, 1983.
- [7] Vicators H.S, J.A Tegopoulos , Fellow .IEEE « *Transient State Analysis of A Doubly FED induction generator under Three Phase short circuit* » IEEE national Technical University of Athens, Department of electrical engineering 106 82.
- [8] Vincent R, « *Modélisation simplifiée de sources de production décentralisée pour des études de dynamique des réseaux. Application à l'intégration d'une production éolienne dans un réseau de distribution insulaire* », Centre Nationale de Recherche Technologique de Lille, décembre2004
- [9] Elaimani S, « *Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension* », thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lille,2004.
- [10] Grellet G, G. Clerc, « *Actionneurs électriques* », Edition Eyrolles, 1997
- [11] Frédéric P, « *Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne* » ; Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes ; Le 19 décembre 2003.
- [12] Tang Y, L. Xu, « *A Flexible Active and Reactive Power Control Strategy for a variable Speed Constant Frequency Generating System* », IEEE transaction on power electronics, vol. 10, no. 4, pp. 472-478, July 1995

- [13] Brice B, « *Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation : Du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur* », docteur de l'université de Bretagne occidentale sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne, 2010.
- [14] Brice B, « *Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation : Du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur* », docteur de l'université de Bretagne occidentale sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne, 2010.
- [15] Ekanayake J, Holdsworth L, Wu X, et al, « *Dynamic modeling of doubly fed induction generator wind turbines* », IEEE Transactions on Power Systems, 2003 .
- [16] Brichant F, « *Les onduleurs autonomes. Conception et applications industrielles*», Editions Dunod, Bordas, Paris 1982
- [17] Segulier G, et F. Labrique, « *Les convertisseurs de l'électronique de puissance, La conversion continu-alternatif* », Volume 4, Edition Technique et doc. Lavoisier, 1989.
- [18] Belgacem Kh, « *Etude et mise en œuvre de lois de commande à structures variables par mode de glissement d'un moteur asynchrone à induction* », Thèse de Magister en Génie Electrique, ENSET, ORAN, 2009
- [19] Segulier G, F.Larbrique, R.Bausiere, « *Les convertisseurs de l'électronique de puissance* », volume 4, 2<sup>o</sup> édition revue et augmentée, Editions technique et documentation, Lavoisier, Paris 1995
- [20] H. Camblong, “*Minimisation de l'Impact des Perturbations d'Origine Eolienne dans la Génération d'Electricité par des Aérogénérateurs à Vitesse Variable*”, Thèse de Doctorat, ENSAM, Bordeaux, France, Décembre 2003.
- [21] Dendouga A, « *Contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation* », thèse de doctorat, université de Batna, 2010.
- [22] B. Hopfensperger, D. J. Atkinson, “*Doubly-fed a.c machines: classification and comparison*”, European conf. Power Electronics and Applications, pp.1-17, Graz, 2001
- [23] S. Muller, M. Deicke, R. W. De Doncker, “*Doubly fed induction generator systems for wind turbines*”, IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 8, No. 3, pp. 26-33, May–June 2002.
- [24] E. Bounadja, “*Commande d'une machine asynchrone à double alimentation en régime sature*”, Thèse de Doctorat en Automatique, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Janvier 2017.
- [25] V. I. Utkin, “*Variable structure systems with sliding modes*”, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 22, No. 2, p. 212-222, 1977.

- [26] P. E. Vidal, “*Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation*”, Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2004
- [27] Y. Djeriri, “*Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle*”, Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2015
- [28] A. Gayed, “*Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents*”, Thèse de Doctorat, Université de Nantes, France, 1996.
- [29] I. Matraji, “*Contribution à la commande non-linéaire robuste des systèmes d'alimentation en air des piles à combustible de type PEM*”, Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, France, Décembre 2013
- [30] V. Bregeault, “*Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants*”, Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, France, 2010.
- [31] J. J. E. Slotine, “*Sliding controller design for nonlinear systems*”, International Journal of Control, Vol. 40, No. 2, pp. 421-434, 1984
- [32] C. C. Chan, H. Q. Wang, “*New scheme of sliding mode control for high performance induction motor drives*”, IEE Proc. on Electric Power Applications, Vol. 143, No. 3, pp. 177- 185, May 1996.
- [33] M. Liserre, R. Cardenas, M. Molinas, and J. Rodriguez, « *Overview of multi-MW wind turbines and wind parks* ». IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 4, pp. 1081– 1095, Apr. 2011
- [34] R. Cardenas, R. Pena, S. Alepuz, and G. Asher, « *Overview of control systems for the operation of DFIGs in wind energy applications* ». IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 7, pp. 2776–2798, Jul. 2013.
- [35] H. Camblong, « *Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable* », thèse de doctorat de l'Ecole Nationale des Arts et Métiers de Bordeaux, Décembre 2003.
- [36] G. Sallom, «*Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation*», Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 13 Mars 2007.
- [37] T. Hongqi, “*Sliding mode control theory and its application*”, WuHan press, China, 1995, pp. 164-166.
- [38] A. Lahmer, «*Implantation expérimentale de la commande robuste par un contrôleur  $H_\infty$* », Mémoire de Magister, Université de Batna, 12 Janvier 2011.
- [39] G. Scorletti, V. Fromion, “*Introduction à la commande multivariable des systèmes : méthodes de synthèse fréquentielle  $H_\infty$* ”, Cours AU32 du Master Recherche ESCI 2A UFR de Sciences, Université de Caen/Basse Normandie, France, 2007
- [40] M. S. MAHGOUN, *Application de la commande  $H_\infty$  aux systèmes linéaires perturbés*,

- Mémoire de Magister en Électrotechnique, université Ferhat Abbas, Setif, Algérie, 2012.
- [41] G. Duc, S. Font, "*Commande  $H^\infty$  et  $\mu$  analyse*", Hermès Science Publication, 1999.
- [42] J.c. Doyle, K. Glover, P.P. Khargonekar, B.A. Francis, "*State-space solutions to standard and control problems*," IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 34, N°8, pp. 831-847, 1989.
- [43] K. Nabti , « *Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone* », Thèse de Doctorat en sciences, Université de Mentouri de Constantine, 2010
- [44]K. BELGACEM, « *Optimisation des performances des systèmes énergétiques dans la production d'énergie éolienne à vitesse variable* », Thèse Doctorat En sciences En Electrotechnique, UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES, 11/02/2014.
- [45]A.yahdo, « *Commande Hybride par Mode Glissant d'Ordre 2 d'un Système Eolien à Double Rotor* », Thèse Doctorat En sciences, Ecole Nationale Polytechnique,2017.
- [46]L.Saihi,B. Berbaoui, H.Glaoui1, D.Larbi , A.Slimani « *Robust Sliding Mode  $H^\infty$  Controller of DFIG Based on Variable Speed Wind Energy Conversion System* », Electrical Engineering and Computer Science, 64(1), pp. 53–63, 2020.