



République Algérienne Démocratique et Populaire



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Akli Mohand Oulhadj de Bouira

Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées

Département Genie électrique

Mémoire de Master en électrotechnique

Spécialité : Électrotechnique Industriel

Thème

Étude comparative des stratégies de contrôle pour le
Générateur Asynchrone à Double Alimentation dans
les systèmes de conversion éolienne

Encadré par

— MELLAH HACENE

Réalisé par

— CHABANI BILAL

— LAIB ISMAIL

2023/2024

Remerciements

Avant tout, nous remercions Allah le Tout-puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'études. C'est grâce à Lui que ce travail a pu être réalisé.

Nous tenons à exprimer nos plus sincères remerciements à Mr. Mellah Hacene, notre encadreur, Maître de conférences à l'Université Akli Mouhand Oulhadj. Nous le remercions pour ses précieux conseils, qui ont permis une progression concrète dans ce projet.

Nos remerciements vont également à tous les membres de jury :

Monsieur A.BOUZIDA, pour nous avoir fait l'honneur présider ce jury.

Madame N.YASSA, pour avoir accepté de juger ce travail en qualité d'examineur.

Nos remerciements vont aussi aux enseignants du département de génie électrique de l'Université Akli Mouhand Oulhadj, Bouira.

Pour terminer, nous remercions du fond du nos cœurs nos parents, pour leur soutien inconditionnel. Ils sont notre source inépuisable de motivation, et tous ceux qui ont pu nous aider dans la réalisation de ce travail sans oublier les amis et les collègues pour leur présence à nos côtés tout au long de cette étude.

Dédicace

A ma chère mère, A mon cher père, pour leurs soutiens inconditionnels, leurs encouragements, et pour m'avoir permis de réaliser mes études dans les meilleures conditions.

A Laib Ismail, la personne avec laquelle je fais ce projet. Le fait de marcher tous les deux en parallèle a été essentiel pour le bon déroulement de ce projet. J'ai beaucoup apprécié toute son aide et ses discussions. Il n'y a pas un plaisir plus grand pour moi que de pouvoir continuer à travailler avec lui.

A mes amis : K.Abd Raouf, L.Yassine, T .Rayan, B. Lounas, KH. Youba, D. Sohaib, M.sohaib, Ch.abdessalam, Pour leurs aides et supports dans les moments difficiles.

Les plus proches amis de mon cœur mes sœurs, et mes frères Ibrahim et Ayoub. Et bien sûr sans oublier les petits anges Rayan, Mahdi, Iyad, Aroua et wassime.

Qui ont partagé avec moi tous les moments d'émotion lors de la réalisation de ce travail.

A tous ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée de mes études, je dédie ce modeste travail.

Chabani Bilal

Dédicace

A ma chère mère SALIHA, A mon cher père ALI. Qui n'ont jamais cessé, de formuler des prières à mon égard, de me soutenir et de m'épauler pour que je puisse atteindre mes objectifs.

A mes frères KARIM, AHMAD, IBRAHIM et MUSTAPHA Qui ont partagé avec moi tous les moments d'émotion lors de la réalisation de ce travail.

A ma future épouse H.Ouardia de m'avoir soutenu dans les moments difficiles.

A mon cher binôme Bilal pour son entente et son sympathie.

A mes chers amis, C.Adel, A. Yassine, K.Abd Raouf, L.Yassine, T .Rayan B. Lounas, KH. Yuba, D. Sohaib, Pour leurs aides et supports dans les moments difficiles.

A ma famille, mes proches et à ceux qui me donnent de l'amour et de la vivacité.

A tous mes amis qui m'ont toujours encouragé, et à qui je souhaite plus de succès.

A tous ceux que j'aime et ceux qui m'aiment.

Laib Ismail

Table des matières

1	Généralité sur l'énergies éoliennes et Etude de la MADA	14
1.1	Introduction	15
1.2	Historique de l'éolien	15
1.3	Développement des éoliennes en Algérie	15
1.4	Fonctionnement des éoliennes	16
1.5	Types d'éoliennes	17
1.5.1	Eoliennes à axe vertical	17
1.5.2	Eoliennes à axe horizontal	18
1.6	Principe de conversion de l'énergie éolienne	19
1.6.1	Fonctionnement à vitesse fixe	19
1.6.2	Fonctionnement à vitesse variable	20
1.7	Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne	21
1.8	Description de La machine asynchrone	21
1.9	Description de la MADA	22
1.10	Mode de Fonctionnement de la MADA	22
1.10.1	Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone	22
1.10.2	Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone	23
1.10.3	Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone	23
1.10.4	Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone	24
1.11	Domaines d'application de la MADA	24
1.12	Eolienne à vitesse variable à base de la MADA	25
1.13	Structure des éoliennes à MADA	25
1.14	Structure retenu pour le fonctionnement en génératrice	26
1.15	Principes de fonctionnement de la MADA	26
1.16	Régimes de fonctionnement de la MADA	27
1.17	Les avantages et les inconvénients de la MADA	28
1.18	Conclusion	28
2	Modélisation de la MADA et la commande vectoriel.	29
2.1	Introduction	30
2.2	Modélisation de la MADA	30
2.2.1	Hypothèses simplificatrices	30
2.2.2	Modèle de la GADA dans le repère triphasé	30
2.2.3	Transformation de Park	31
2.2.4	Modèle de la machine dans le référentiel (d, q)	33

2.2.5	Mise en équation d'état	34
2.2.6	Expression du couple	35
2.2.7	Expressions des puissances	36
2.3	Stratégie de commande de la MADA	36
2.3.1	Méthode directe	40
2.3.2	Méthode indirecte	42
2.4	Résultats de simulation par la commande PI	44
2.4.1	Test de suivi de consigne	44
2.4.2	Test de robustesse	47
2.5	conclusion	49
3	Commandes PI Fractionnaire et par mode glissant	50
3.1	Introduction	51
3.2	Correcteur fractionnaire	51
3.2.1	Principe de Correcteur fractionnaire	51
3.2.2	Domaines d'application	52
3.2.3	coreceur PI fractionnaire	52
3.3	Calcul des paramètres du régulateur PI^α	53
3.4	Les avantages et les inconvénients de PI^α	54
3.5	Résultats de simulation par la commande PI Fractionnair	56
3.5.1	Test de suivi de consigne	56
3.5.2	Test de robustesse	58
3.5.3	Comparaison des écarts sur les puissances actives et réactives des deux méthodes de commande	59
3.6	COMMANDE PAR MODE GLISSANT	61
3.7	Principe de la commande à MODE GLISSANT	61
3.7.1	Mode de convergence	61
3.7.2	Mode de glissement	61
3.7.3	Mode de régime permanent	61
3.8	conception de la commande par Mode GLISSANT	62
3.8.1	Choix de la surface de glissement	62
3.8.2	Condition de convergence	63
3.8.3	Calcul de commande	63
3.9	Commande par mode glissant du MADA	64
3.9.1	Contrôle de la puissance active	64
3.9.2	Contrôle de la puissance réactive	65
3.10	Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant	66
3.11	Résultats de simulation par la commande mode glissant :	67
3.11.1	Test de suivi de consigne :	67
3.11.2	Test de robustesse :	69
3.11.3	Comparaison des écarts sur les puissances actives et réactives des trois méthodes de commande :	70
3.12	Elimination du chattering :	71
3.12.1	Remplacement de la fonction "sign" par une fonction continue	71
3.13	Conclusion :	73
A	Annex A	75
B	Annex B	76

Bibliographie

81

Table des figures

1.1	Carte des vents de l'Algérie à 10 m d'altitude [1].	16
1.2	Conversion de l'énergie cinétique du vent.	17
1.3	Eolienne à axe vertical	18
1.4	Éolienne à axe horizontal	18
1.5	Fonctionnement à vitesse fixe.	19
1.6	Fonctionnement à vitesse variable.	20
1.7	Relation entre la puissance éolienne et la vitesse du vent.	21
1.8	Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA	22
1.9	Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone	23
1.10	Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone	23
1.11	Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.	24
1.12	Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone	24
1.13	l'architecture d'une éolienne MADA.	25
1.14	Schéma d'alimentation de la MADA en mode génération.	26
1.15	Plage de vitesse de la MADA contrôlée par le rotor uniquement.	27
2.1	Représentation simplifié de la MADA.	30
2.2	Référentiel lié au flux statorique	37
2.3	Schéma bloc de la GADA.	40
2.4	Schéma bloc de la commande directe.	41
2.5	Système régulé par un PI.	41
2.6	Schéma bloc de la commande indirecte sans boucle de puissance.	43
2.7	Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles de puissance.	44
2.8	Profils de références des puissances active et réactive imposées dans les simulations.	45
2.9	Commande en puissances de la GADA par la méthode indirecte.	46
3.1	possibilités des correcteurs a trois actions.	51
3.2	Schéma de commande utilisant la structure PI fractionnaire	53
3.3	Construction du PI fractionnaire	55
3.4	schéma bloc de commande PI fractionnaire	55
3.5	Test de suivi de consigne de Commande PI fractionnaire	57
3.6	Test de robustesse de la commande PI Fractionnaire de la GADA.	58
3.7	Comparaison des écarts sur les puissances actives et réactives des deux méthodes de commande.	59
3.8	Les modes de trajectoire dans le plan de phase.	62

3.9	Test de suivi de consigne de Commande par mode glissant.	68
3.10	Test de robustesse de la commande par mode glissant de la GADA.	69
3.11	Comparaison des écarts sur les puissances actives et réactives des trois méthodes de commande	70
3.12	Définition de la fonction "sat"	72
3.13	Définition de la fonction "sign + sat"	72
B.1	Schéma bloc de simulation par la commande PI classique	76
B.2	Schéma bloc de Park inverse	77
B.3	Schéma bloc du l'ONDULEUR	77
B.4	Schéma bloc du Park	78
B.5	Contrôle du mode coulissant	78
B.6	Surface de contrôle de puissance active	79
B.7	Contrôle permanent	79
B.8	Contrôle discontinu	80

Liste des tableaux

- 1.1 Avantages et inconvénients des éoliennes à axe horizontal et à axe vertical [2]. 19
- 1.2 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne 21
- 1.3 Les avantages et les inconvénients de la MADA. 28

- 3.1 Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant [3]. 66
- 3.2 Comparaison entre les commandes PI classiques, fractionnaires et par mode glissant. 71

Liste des abréviations

C_{em} (N.m) : couple électromagnétique
 C_r (N.m) : couple de charge
 f (N.m.s/rd) : coefficient de frottement visqueux
 FOC : Field Oriented Control
 J (kg.m²) : Moment d'inertie
 I_s a, b, c (A) : Courants statorique triphasées
 I_s d,q (A) : Courants statorique diphasées dans le repère (d, q)
 GADA : Génératrice Asynchrone à Double Alimentation
 L_r : Inductance cyclique rotorique par phase
 l_r : Inductance de fuite rotorique par phase
 l_s : Inductance propre d'une phase statorique
 L_s : Inductance cyclique statorique par phase
 M : Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor)
 MADA : Machine Asynchrone à Double Alimentation
 p (-) : Nombre de paires de poles
 PI : Proportionnel Intégral
 P_s (W) : Puissance active statorique
 Q_s (Var) : Puissance réactive statorique
 R_r : Résistance rotorique par phase
 R_s : Résistance statorique par phase
 V_s a,b,c (V) : Tensions statoriques triphasées
 V_s d,q (V) : Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q)
 V_r a, b, c (V) : Tensions statoriques triphasées
 V_r d,q (V) : Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q)

Grandeurs de commande de la GADA

P_{sref} (W) : Consigne de la puissance active statorique
 Q_{sref} (var) : Consigne de la puissance réactive statorique
 V_{dr}^*, V_{qr}^* (V) : Tensions rotoriques de référence dans le repère (d, q)
 K_p, K_i : Composantes proportionnelle et intégrale du correcteur PI
 $S(X)$: Surface de glissement d'une variable à réguler
 S_1 (W) : Surface de glissement de la puissance active statorique
 S_2 (var) : Surface de glissement de la puissance réactive statorique
 r (-) : Degré relatif de la surface de glissement
 V_{dr}^n, V_{qr}^n (V) : Composantes normales des tensions rotoriques
 V_{dr}^{eq}, V_{qr}^{eq} (V) : Composantes équivalentes des tensions rotoriques
 K_i, l_i, ρ : Gains de la commande par mode glissant d'ordre 2

Résumé

Le mémoire porte sur une étude comparative des stratégies de commande pour le générateur à induction à double alimentation dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne. L'objectif de ce mémoire est d'analyser et de comparer les performances des trois stratégies de commande, à savoir la commande PI classique, la commande PI fractionnaire et le mode glissant. Le chapitre 1 présente une introduction générale sur le sujet, tandis que le chapitre 2 se concentre sur la commande PI classique. Le chapitre 3, quant à lui, aborde la commande PI fractionnaire et le mode glissant, en plus de proposer une comparaison entre les trois stratégies de commande. La machine utilisée pour cette étude est le générateur à induction à double alimentation, qui est largement utilisé dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne. En résumé, ce mémoire vise à évaluer les performances des différentes stratégies de commande pour cette machine spécifique, afin de contribuer à l'amélioration des systèmes de conversion d'énergie éolienne.

Les mots clés : générateur à induction à double alimentation, systèmes de conversion d'énergie éolienne, commande PI classique, commande PI fractionnaire, mode glissant, performances, comparaison, machine spécifique, amélioration.

ملخص:

يقدم هذا البحث دراسة مقارنة لاستراتيجيات التحكم في مولد التيار الحثي المزدوج في أنظمة تحويل الطاقة الرياحية. الهدف هو تحليل ومقارنة أداء ثلاث استراتيجيات تحكم: التحكم بالـ PI التقليدي، التحكم بالـ PI الكسري، والوضع المنزلق. يقدم الفصل 1 مقدمة عامة حول الموضوع، بينما يركز الفصل 2 على التحكم بالـ PI التقليدي. يتناول الفصل 3 التحكم بالـ PI الكسري والوضع المنزلق، بالإضافة إلى مقارنة بين الاستراتيجيات الثلاث للتحكم. الآلة المحددة المستخدمة في هذه الدراسة هي مولد التيار الحثي المزدوج، المستخدم على نطاق واسع في أنظمة تحويل الطاقة الرياحية. في الختام، يهدف هذا البحث إلى تقييم أداء استراتيجيات التحكم المختلفة لهذه الآلة المحددة، مساهماً في تحسين أنظمة تحويل الطاقة الرياحية.

الكلمات المفتاحية: مولد التيار الحثي المزدوج، أنظمة تحويل الطاقة الرياحية، التحكم بالـ PI التقليدي، التحكم بالـ PI الكسري، الوضع المنزلق، الأداء، المقارنة، الآلة المحددة، التحسين

Summary

This thesis presents a comparative study of control strategies for the doubly fed induction generator in wind energy conversion systems. The objective is to analyze and compare the performance of three control strategies : classical PI control, fractional PI control, and sliding mode. Chapter 1 provides a general introduction to the subject, while Chapter 2 focuses on classical PI control. Chapter 3 addresses fractional PI control and sliding mode, along with a comparison of the three control strategies. The specific machine used for this study is the doubly fed induction generator, widely utilized in wind energy conversion systems. In summary, this thesis aims to evaluate the performance of different control strategies for this specific machine, contributing to the improvement of wind energy conversion systems.

Keywords : Doubly Fed Induction Generator, Wind Energy Conversion Systems, classical PI control, fractional PI control, sliding mode, performance, comparison, specific machine, improvement

INTRODUCTION GENERALE

Notre dépendance croissante aux énergies fossiles polluantes menace gravement l'environnement et l'avenir de la planète. Le secteur de la production électrique, principal consommateur d'énergie fossile, est un domaine clé pour réduire notre impact. En effet, les deux tiers de l'électricité produite proviennent de la combustion de ces ressources non renouvelables.

Heureusement, des solutions techniquement et économiquement viables existent pour s'orienter vers un modèle énergétique durable. Accroître la production d'électricité à partir de sources renouvelables comme l'énergie solaire, éolienne, géothermique ou hydraulique est une nécessité impérieuse. Cette transition énergétique permettra de réduire considérablement les émissions de gaz à effet de serre et de lutter contre le changement climatique. Elle contribuera également à améliorer la qualité de l'air, à préserver la santé publique et à créer de nouveaux emplois verts. Investir dans les énergies renouvelables est un investissement dans l'avenir de notre planète et dans le bien-être des générations futures [4].

La conversion de l'énergie éolienne est devenue un domaine de recherche important dans le secteur des énergies renouvelables. L'un des principaux composants des systèmes de conversion d'énergie éolienne est le générateur asynchrone à double alimentation (GADA), qui est largement utilisé en raison de sa capacité à fournir un contrôle actif sur la puissance générée [5].

Dans ce mémoire, il est essentiel de réaliser une étude comparative des différentes stratégies de commande pour la GADA afin d'améliorer l'efficacité et la fiabilité des systèmes de conversion d'énergie éolienne. En effet, la commande joue un rôle crucial dans le contrôle de la puissance générée par la GADA, ainsi que dans la régulation de la tension et de la fréquence du réseau électrique.

Dans cette étude, nous nous concentrerons sur trois stratégies de commande principales pour la GADA : la commande PI classique, la commande PI fractionnaire et la commande en mode glissant. Chacune de ces stratégies présente des avantages et des inconvénients en termes de performances dynamiques, de stabilité et de robustesse du système.

La commande PI classique est largement utilisée en raison de sa simplicité et de sa facilité de mise en œuvre. Cependant, elle peut présenter des limitations en termes de performances dynamiques, surtout dans des conditions de fonctionnement non linéaires.

La commande PI fractionnaire offre une meilleure adaptabilité aux conditions de fonctionnement non linéaires, mais elle nécessite une conception plus complexe et une mise en œuvre plus délicate.

Enfin, la commande en mode glissant présente des avantages en termes de robustesse et de performances dynamiques, mais elle peut être plus complexe à mettre en œuvre et à régler.

Cette étude comparative est pour évaluer les performances de ces trois stratégies de commande pour la GADA dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne, afin de fournir des recommandations pour l'optimisation des performances du système.

Chapitre **1**

Généralité sur l'énergies éoliennes et Etude
de la MADA

1.1 Introduction

Parmi les diverses sources d'énergie renouvelable pour la production d'électricité, les éoliennes qui exploitent la force du vent suscitent un vif intérêt. Dans la première section de ce chapitre, nous présentons un aperçu détaillé de l'énergie éolienne. Nous exposons les différents modèles d'aérogénérateurs couramment employés pour convertir l'énergie du vent. Ensuite, nous examinons de plus près la machine asynchrone à double alimentation, largement utilisée dans les éoliennes à vitesse variable.

1.2 Historique de l'éolien

L'énergie éolienne est une source bien connue et utilisée depuis longtemps, ayant été l'une des premières exploitées par l'homme après le bois. Elle avait diverses applications dans le passé, comme la propulsion des navires et l'exploitation des moulins à blé. Cependant, ce n'est qu'à la fin du 19^{ème} siècle, avec les progrès de la technologie électrique, que l'idée d'utiliser des éoliennes pour produire de l'électricité a émergé. Cette innovation a donné naissance au terme "éoliennes". Le professeur Poul La Cour du Danemark a joué un rôle crucial en pionnier de la conversion de l'énergie éolienne en électricité. Soutenue par l'initiative du gouvernement danois visant à amener l'électricité dans les zones rurales, La Cour a construit la première éolienne dotée d'un générateur de courant continu, également connue sous le nom de "dynamo", en 1891 [4].

La reprise de la recherche et des progrès éoliens a coïncidé avec la crise pétrolière de 1973, incitant de nombreux pays à allouer des fonds pour améliorer la technologie des éoliennes, aboutissant finalement au développement d'éoliennes contemporaines [5].

1.3 Développement des éoliennes en Algérie

Dans sa quête d'énergie durable, l'Algérie s'est fixé pour objectif de produire 40% de son électricité à partir de sources renouvelables d'ici 2030, l'énergie éolienne en étant une composante importante. Une analyse complète des régimes de vent et des conditions météorologiques est cruciale pour obtenir des informations précises sur l'exploitation de cette abondante source d'énergie.

L'élaboration de cartes de vent en Algérie constitue depuis plusieurs années une préoccupation majeure de nombreux chercheurs de l'EPST CDER. Dans une étude menée par le Dr Sidi Mohammed Boudia en 2013, la carte des vents a été actualisée à une hauteur de 10 m [1].

En utilisant des données météorologiques mises à jour et un nombre accru de points de mesure, cette étude surpasse les recherches précédentes dans son exhaustivité. En 2011, le Dr Farouk Chellali, lauréat du prix de thèse DESERTEC pour la région MENA, a mené une enquête approfondie sur les émissions de gaz éoliens en Algérie, en se concentrant spécifiquement sur le site de Hassi-RMel. Grâce à la mise en œuvre de l'analyse spectrale, cette étude améliore et modernise avec succès la carte des vents de l'Algérie, mettant en lumière le rôle crucial que jouent les régimes de vent dans la région.

En 2006, le Dr Nachida Kasbadji Merzouk a mené une étude pionnière de cartographie du vent à une hauteur de 10 mètres, ce qui en fait l'une des premières du genre dans le pays [6].

En utilisant des analyses statistiques et des méthodes de distribution, les chercheurs de l'EPST CDER ont réussi à dresser un atlas éolien complet basé sur les données fournies par le Bureau Météorologique National (NMO). Malgré le nombre limité de points de mesure, ces cartes de vent peuvent servir de références précieuses pour les acteurs du secteur socio-économique qui cherchent à favoriser la croissance de cette source d'énergie renouvelable au pays.

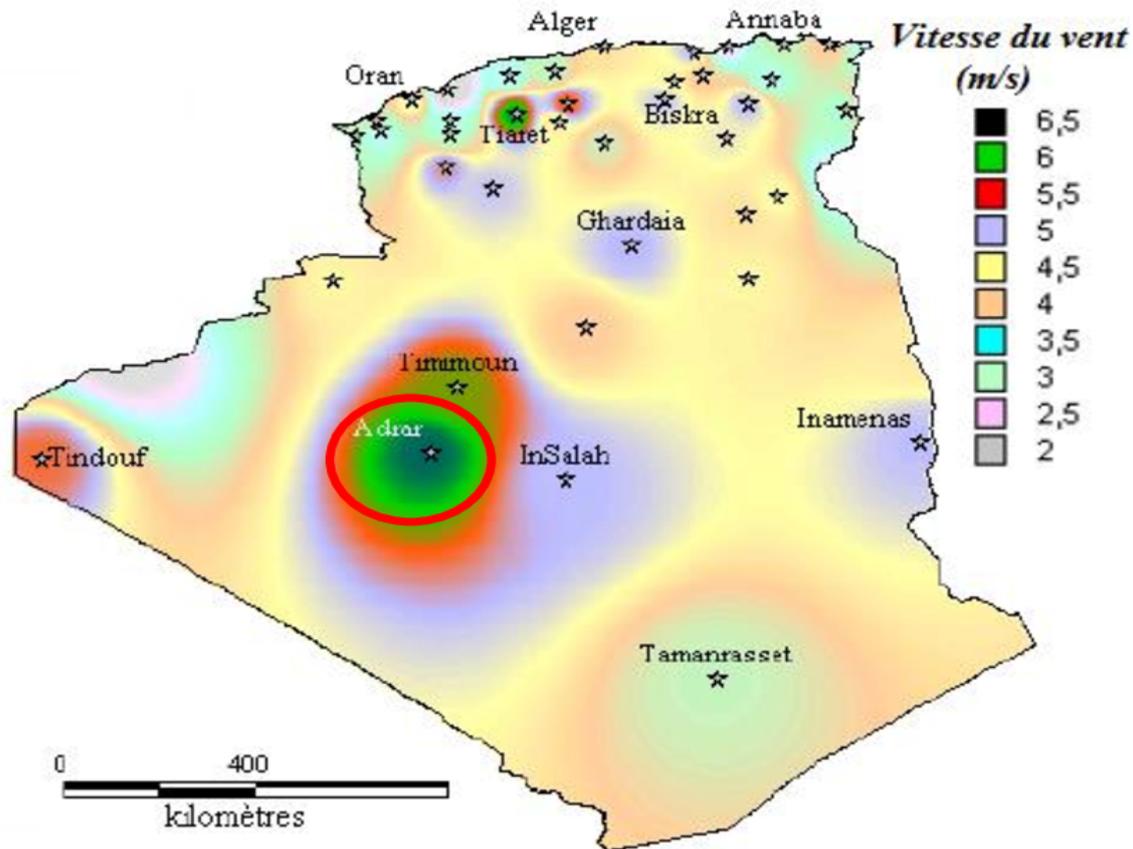


FIGURE 1.1 – Carte des vents de l'Algérie à 10 m d'altitude [1].

1.4 Fonctionnement des éoliennes

Afin de convertir l'énergie éolienne en énergie électrique, les éoliennes nécessitent à la fois un composant mécanique et un composant électrique. La partie mécanique de la turbine capte l'énergie cinétique du vent et la convertit en énergie mécanique de rotation. Cette énergie est ensuite transmise à un générateur électrique via un système d'entraînement, comprenant généralement une boîte de vitesses. Le générateur électrique est chargé de transformer l'énergie mécanique en énergie électrique [7].

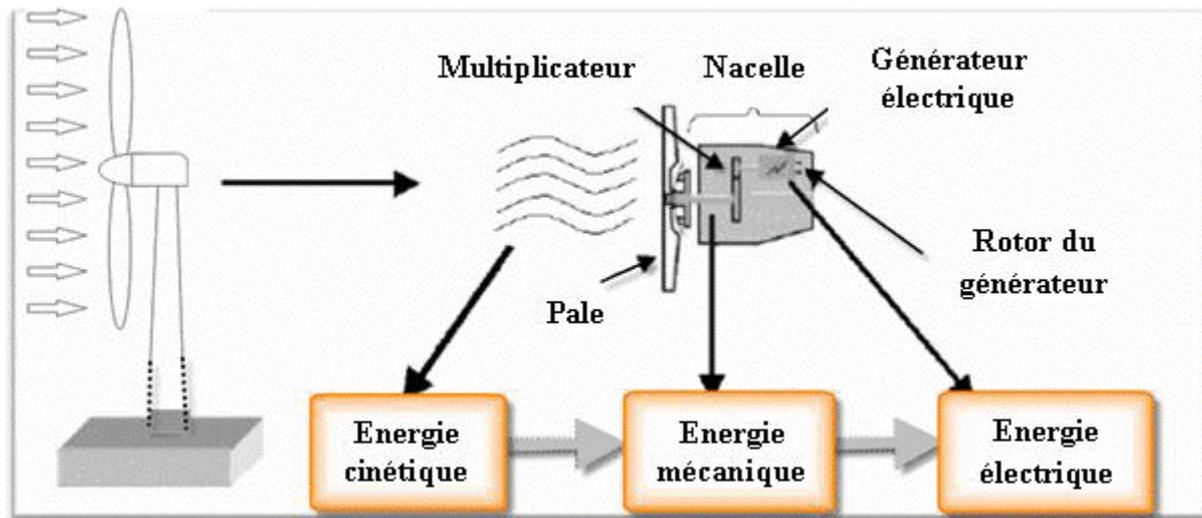


FIGURE 1.2 – Conversion de l'énergie cinétique du vent.

1.5 Types d'éoliennes

Il existe deux types principaux d'éolienne : les éoliennes à axe horizontal et les éoliennes à axe vertical.

1.5.1 Eoliennes à axe vertical

Des recherches approfondies ont été menées sur l'éolienne représentée à la figure 1.3. L'un de ses principaux avantages est qu'il ne nécessite pas de système d'orientation des pales et que ses composants mécaniques, tels que la multiplication et le générateur, sont idéalement situés au niveau du sol, facilitant ainsi les interventions de maintenance. Cependant, certains modèles de ces éoliennes nécessitent un entraînement externe lors du démarrage, et le mât, souvent assez lourd, est soumis à des contraintes mécaniques importantes. En conséquence, les fabricants se sont principalement tournés vers les éoliennes à axe horizontal, abandonnant ces éoliennes particulières (sauf pour les applications de très faible puissance) [8].

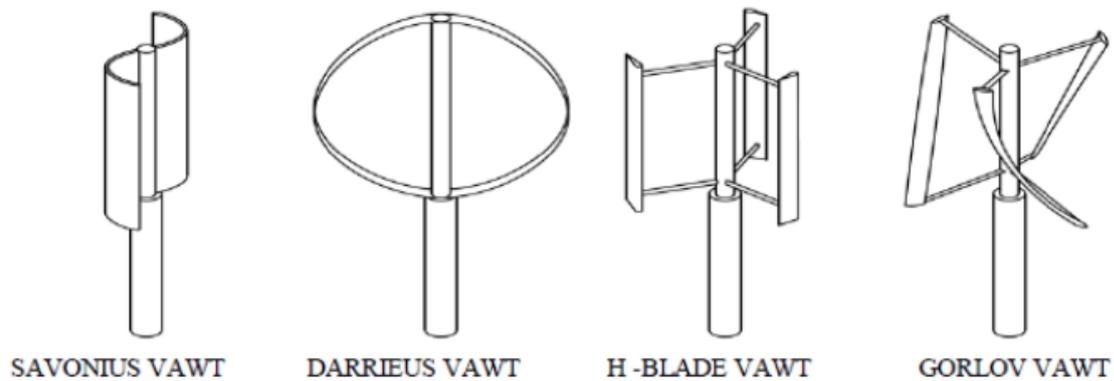


FIGURE 1.3 – Eolienne à axe vertical

1.5.2 Eoliennes à axe horizontal

Les éoliennes à axe horizontal, également connues sous le nom d'éoliennes, fonctionnent sur le principe de l'utilisation d'hélices à deux ou trois pales. L'utilisation de trois pales est préférée en raison de sa capacité à trouver un équilibre entre le coefficient de puissance, le coût, la vitesse de rotation de l'éolienne et l'esthétique [2].

En raison de leur efficacité aérodynamique supérieure, de leur résistance aux limitations mécaniques et de leur rentabilité, les éoliennes horizontales sont largement préférées aux éoliennes verticales.

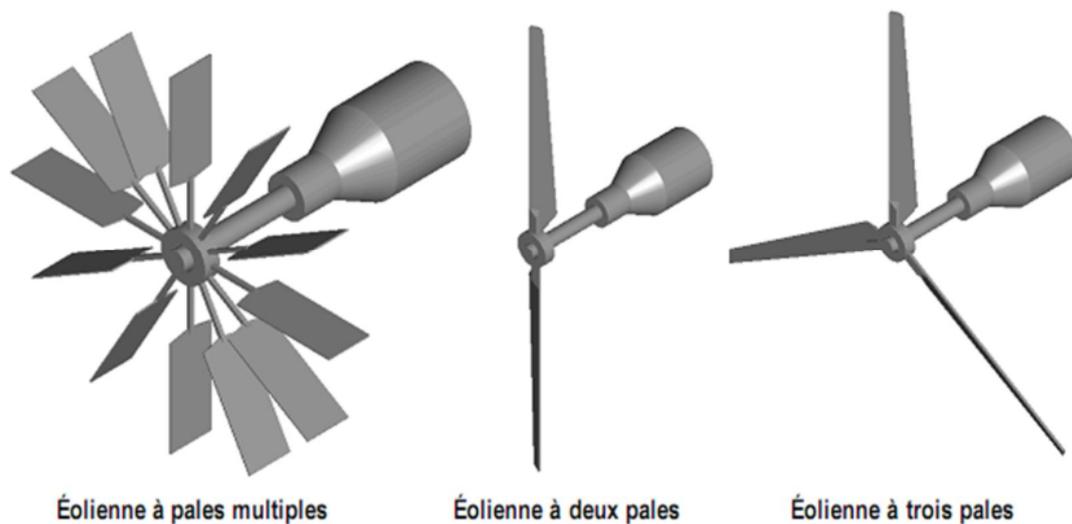


FIGURE 1.4 – Éolienne à axe horizontal

Les éoliennes horizontales et verticales présentent des avantages et des inconvénients distincts. Ceux-ci sont présentés au tableau 1.1 [9].

	Avantages	Inconvénients
AXE HORIZONTAL	<ul style="list-style-type: none"> • Efficacité de conversion d'énergie élevée • Auto démarrage possible. • Rotor positionné en hauteur donnant accès à des vents élevés. 	<ul style="list-style-type: none"> • Coût d'installation élevé. • Nécessite une tour robuste. • Nécessite de longs câbles Electriques.
AXE VERTICAL	<ul style="list-style-type: none"> • Coût d'installation réduit. • Maintenance des équipements plus aisée. • Ne nécessite pas de dispositif d'orientation de la turbine dans l'axe du vent. 	<ul style="list-style-type: none"> • Efficacité de conversion d'énergie faible. • Haute variation du couple mécanique et des forces sur les éléments des pales. • Doit démarrer en moteur. • Options limitées pour le contrôle de la vitesse ou de la puissance.

TABLE 1.1 – Avantages et inconvénients des éoliennes à axe horizontal et à axe vertical [2].

1.6 Principe de conversion de l'énergie éolienne

Le concept fondamental de l'énergie éolienne est plutôt simple :

Le vent fait tourner des pales, ce qui entraîne la rotation du générateur de l'éolienne. Le générateur transforme ensuite l'énergie mécanique du vent en énergie électrique de type éolienne. L'électricité éolienne est utilisée pour fournir de l'électricité au réseau électrique ou pour la stocker dans des batteries.

1.6.1 Fonctionnement à vitesse fixe

La méthode conventionnelle consiste à relier le générateur directement au réseau (généralement une machine asynchrone à cage d'écureuil), éliminant ainsi le besoin d'un convertisseur de puissance (voir Figure 1.5). La vitesse mécanique du générateur reste constante et est déterminée par la fréquence de fonctionnement du réseau et/ou le nombre de pôles sur le générateur. Pour obtenir un fonctionnement synchrone, il est essentiel d'établir un système d'orientation des pales de l'éolienne, ainsi qu'un multiplicateur de vitesse pour aligner la vitesse de la turbine sur celle du générateur.

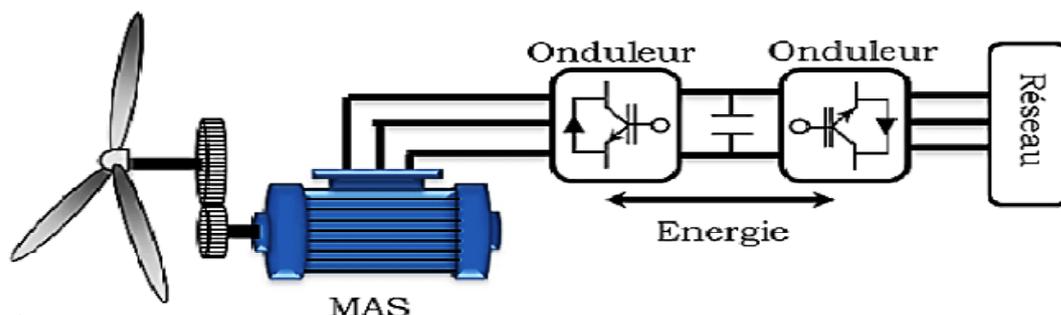


FIGURE 1.5 – Fonctionnement à vitesse fixe.

1.6.2 Fonctionnement à vitesse variable

Dans le but de surmonter les défis posés par le fonctionnement incohérent des vitesses variables, notamment les problèmes liés aux systèmes d'orientation, de maintenance et d'efficacité, notre objectif était d'exploiter pleinement l'énergie cinétique du vent. Pour y parvenir, il est impératif de réguler en permanence la vitesse du générateur en fonction de la vitesse du vent. Les commandes de la turbine, ainsi que les composants électrotechniques tels que le générateur électrique et/ou les paramètres de contrôle du convertisseur électronique de puissance, peuvent être utilisés pour optimiser le rendement souhaité (voir figure 1.6) [2].

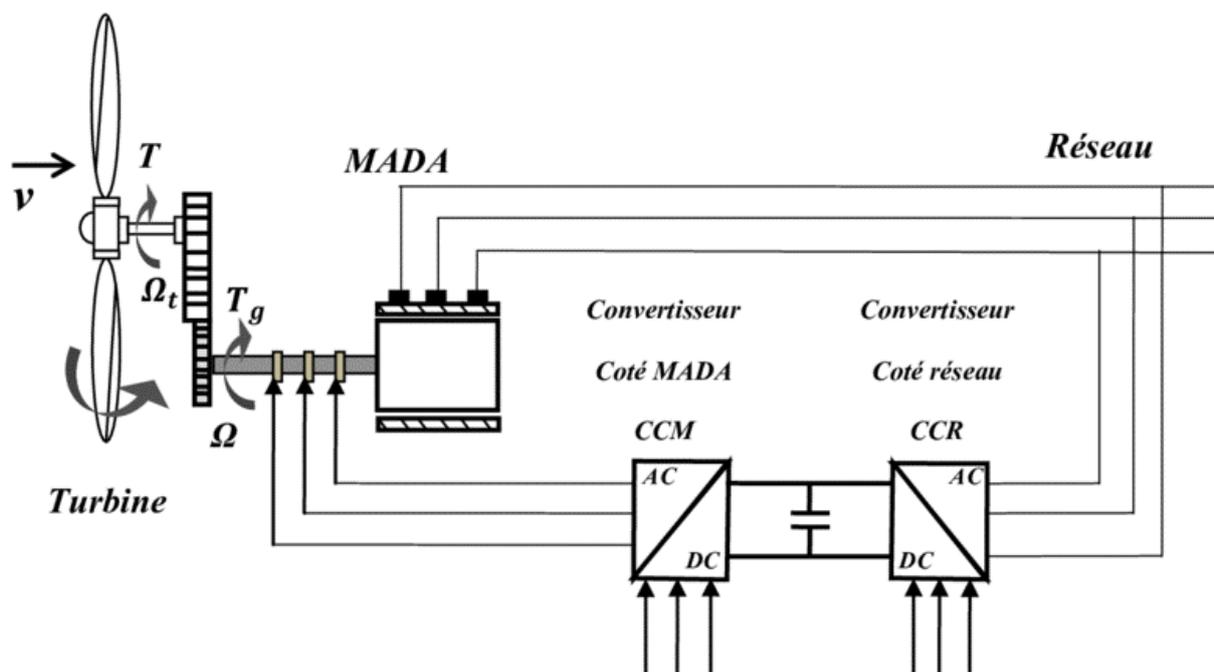


FIGURE 1.6 – Fonctionnement à vitesse variable.

— Intérêt de la vitesse variable :

Le choix d'un générateur à vitesse variable s'appuie sur la possibilité d'exploiter la puissance optimale de l'éolienne, comme illustré par la figure 1.7. Cette caractéristique implique l'existence d'une vitesse de rotation optimale pour chaque vitesse de vent, correspondant au coefficient de puissance maximal. Cette vitesse de rotation idéale permet à l'éolienne de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie électrique avec une efficacité maximale [7].

Compte tenu de ces caractéristiques, il apparaît clairement que les maximums théoriques des courbes de puissance ne sont pas utilisés lorsque l'éolienne et le générateur fonctionnent à vitesse constante (par exemple 1600 tr/min). Pour obtenir un transfert de puissance optimal et atteindre le maximum théorique pour chaque vitesse de vent, il est impératif que la machine ait la capacité de fonctionner dans une plage de 1 100 à 1 900 tr/min dans ce scénario [7].

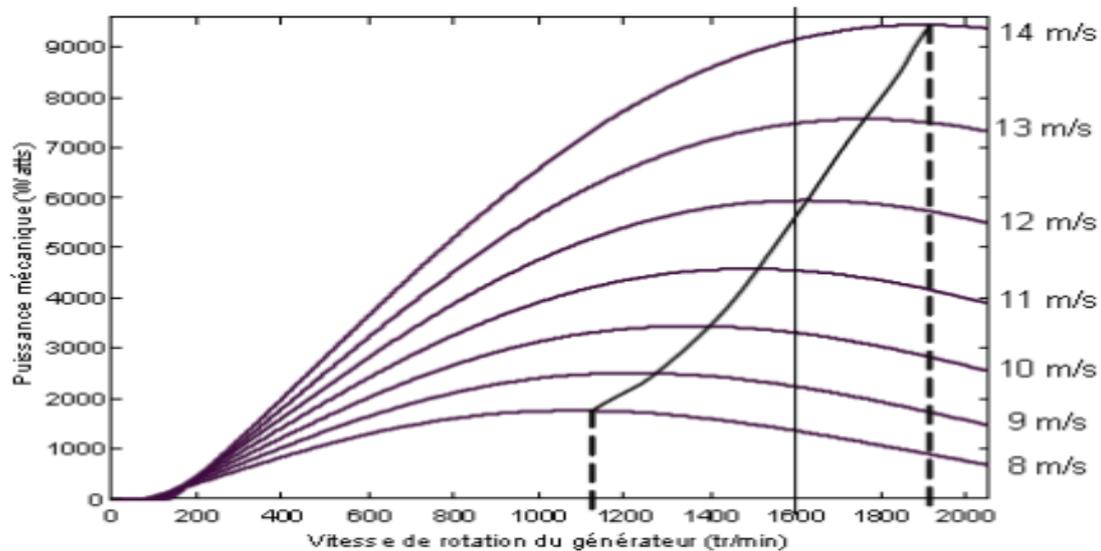


FIGURE 1.7 – Relation entre la puissance éolienne et la vitesse du vent.

1.7 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

La croissance et l'évolution de l'énergie éolienne par rapport aux autres sources d'énergie sont favorisées par ses avantages propres, ce qui lui confère un rôle important à l'avenir, à condition d'éviter les conséquences de ses inconvénients [10].

Avantages	inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • L'énergie éolienne est avant tout une énergie qui sauvegarde l'environnement. • L'énergie éolienne est une énergie renouvelable • C'est l'énergie la moins chère entre les énergies renouvelables • Le coût d'investissement nécessaire est faible par rapport à des énergies plus traditionnelles. • Ce type d'énergie est facilement intégré dans un système électrique existant déjà. 	<ul style="list-style-type: none"> • Le bruit, il a nettement diminué, notamment le bruit mécanique qui a pratiquement disparu grâce aux progrès réalisés au niveau du multiplicateur. • La puissance électrique produite par les aérogénérateurs n'est pas constante. • La qualité de la puissance produite n'est pas toujours très bonne.

TABLE 1.2 – Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

1.8 Description de La machine asynchrone

La machine asynchrone est la machine électrique la plus utilisée dans l'industrie, car elle est à la fois coûteuse et solide. Elle est très peu entretenue et opère directement dans le domaine alternatif. Les machines asynchrones, à la différence des machines synchrones, sont essentiellement des moteurs. Elles peuvent aussi servir de générateurs lorsqu'on entraîne le rotor dans le sens du champ tournant à une vitesse supérieure à celle du synchronisme.

1.9 Description de la MADA

La DFIM, également connue sous le nom de machine à induction double alimentation, trouve ses origines anglo-saxonnes. Même s'il ne s'agit peut-être pas d'une invention récente, puisqu'elle est apparue pour la première fois en 1899, elle représente une nouvelle approche de la fourniture d'énergie. Le MADA donne accès aux composants du stator et du rotor. En termes de fonctionnalité, elle ressemble à une machine synchrone qui maintient une vitesse constante grâce aux fréquences imposées aux deux armatures. Cependant, son caractère asynchrone est attribué à la différence de vitesse entre le champ central et le rotor. La magnétisation du MADA est obtenue grâce à l'utilisation de deux armatures alimentées par des sources de courant alternatif. Ce mode de fonctionnement peut être succinctement décrit comme une "machine synchrone à excitation alternative" [11].

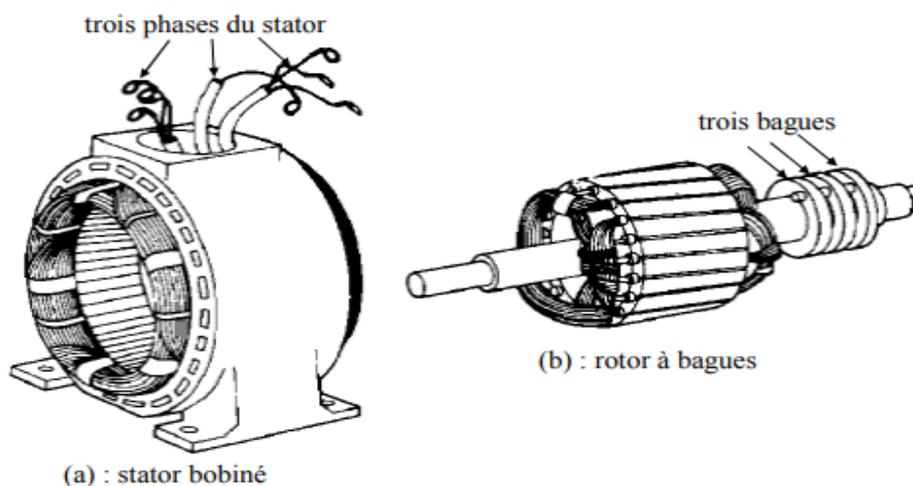


FIGURE 1.8 – Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA

1.10 Mode de Fonctionnement de la MADA

Le MADA a la polyvalence nécessaire pour fonctionner à la fois comme moteur et comme générateur, mais ce qui le distingue des autres machines est que son mode de fonctionnement n'est pas déterminé uniquement par sa vitesse de rotation. Dans le cas d'une machine à cage, la vitesse de synchronisation doit être inférieure à celle d'un moteur et supérieure à celle d'un générateur [12].

Le contrôle des tensions du rotor est la méthode utilisée par le MADA pour gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine. Cela permet de faire fonctionner la machine en hyper-synchronisme ou en hypo-synchronisme, qu'elle fonctionne en moteur ou en générateur.

1.10.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

- La puissance est fournie par le réseau au stator.
- La puissance de glissement" est renvoyée au réseau.
- La vitesse de rotation est inférieure au synchronisme.

- La machine asynchrone à cage peut être fonctionné ainsi mais la puissance de glissant est Alor dissipée en pertes Joule dans le rotor [13].

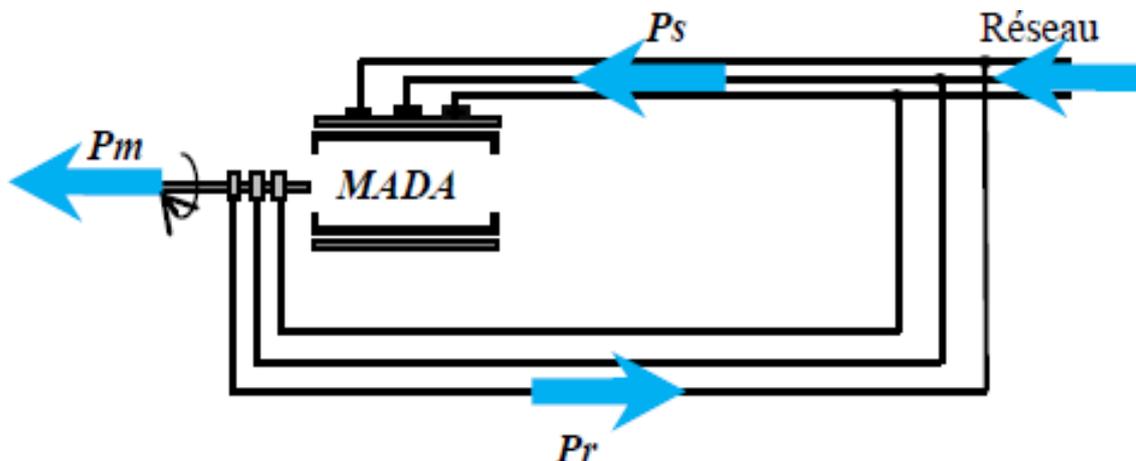


FIGURE 1.9 – Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

1.10.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

- La puissance fournie par le réseau va au rotor et stator.
- La vitesse de la machine au-dessus de la vitesse de synchronisme,
- La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce fonctionnement [14].

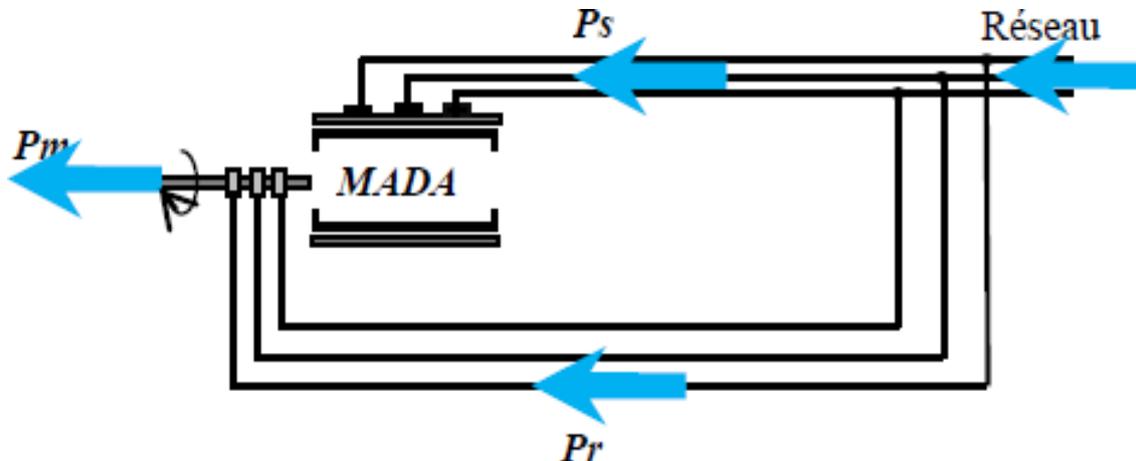


FIGURE 1.10 – Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

1.10.3 Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone

- La puissance est fournie au réseau par le stator.
- Une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor.
- La vitesse de rotation en dessous de la vitesse de synchronisme.
- La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce fonctionnement [13].

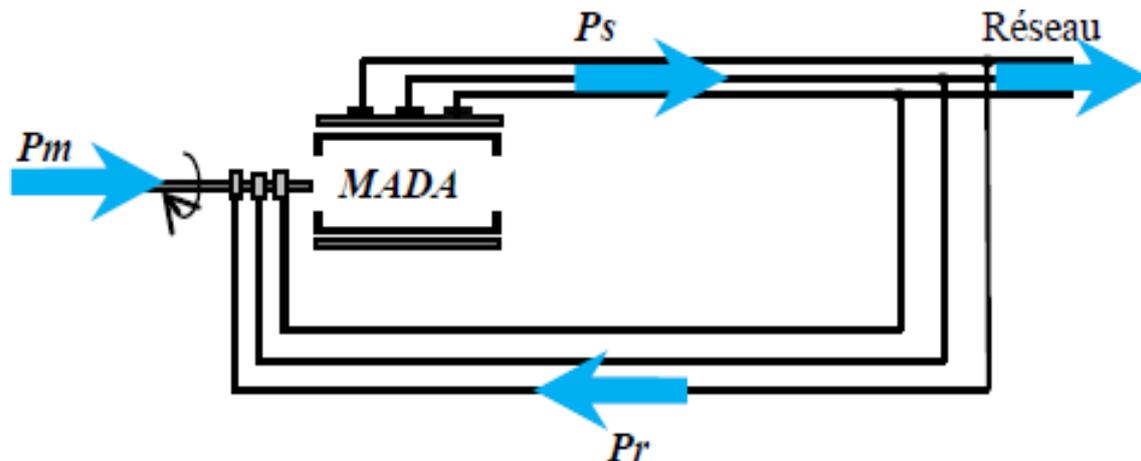


FIGURE 1.11 – Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.

1.10.4 Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone

- La puissance est fournie au réseau par le stator.
- La puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau.
- La vitesse de la machine au-dessus de la vitesse de synchronisme.
- La machine asynchrone à cage peut être fonctionnée ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [15].

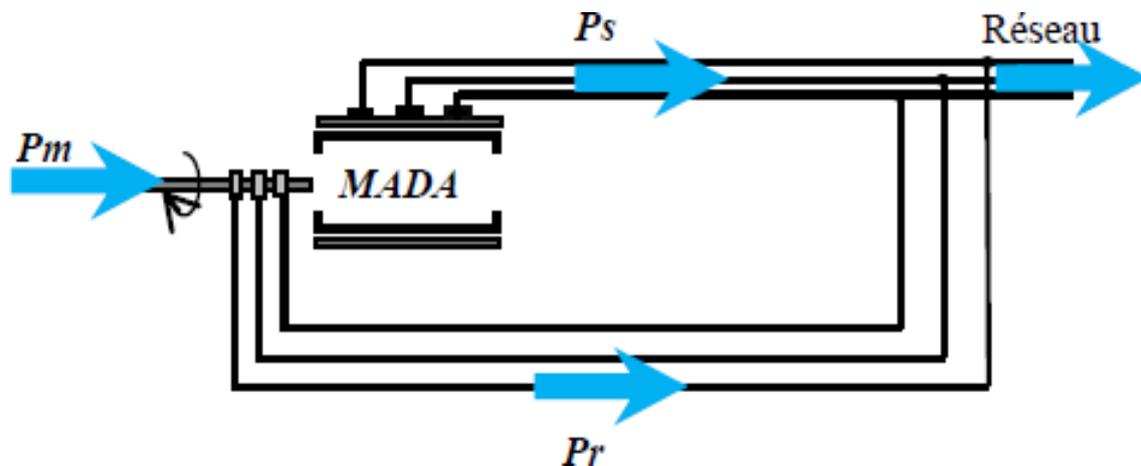


FIGURE 1.12 – Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone

1.11 Domaines d'application de la MADA

L'objectif principal de la création du MADA était de concevoir un moteur capable de fonctionner efficacement sur un large spectre de vitesses. L'application initiale de cette technologie consiste à utiliser le MADA pour modifier la vitesse de fonctionnement en manipulant la fréquence d'alimentation des enroulements du rotor. En mettant en œuvre un MADA, des économies significatives peuvent être réalisées grâce au placement de convertisseurs entre le rotor et le réseau, ce qui entraîne une réduction de taille d'environ 70%. De plus, en fournissant une puissance à fréquence variable au circuit du rotor, le stator est capable de recevoir une fréquence fixe même en présence de fluctuations de

vitesse, permettant au MADA de fonctionner comme un générateur. Dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisés [15].

- L'utilisation de MADA comme substitut viable aux machines asynchrones traditionnelles est mise en évidence. Cela inclut la génération de réseaux embarqués pour les navires ou les avions.
- Unités de puissance utilisant la technologie hydraulique avec la possibilité d'ajuster le débit et la vitesse.
- Les éoliennes ou les hydroliennes pouvant fonctionner à des vitesses variables.
- Groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de Faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation du carburant.

1.12 Eolienne à vitesse variable à base de la MADA

Les turbines éoliennes à vitesse variable utilisent des génératrices asynchrones à double alimentation (MADA) avec un convertisseur de puissance partiel. Dans le domaine de l'énergie éolienne, cette technologie a été élaborée dans les années 1990 par Vestas Wind System. Actuellement, elle est la plus répandue pour les éoliennes de grande puissance [16].

1.13 Structure des éoliennes à MADA

Les composants essentiels d'une éolienne utilisant une MADA, ainsi que leur agencement spatial, sont illustrés dans la figure 1.13, représentant une éolienne de 2,5 MW fabriquée par la société Nordex [4].

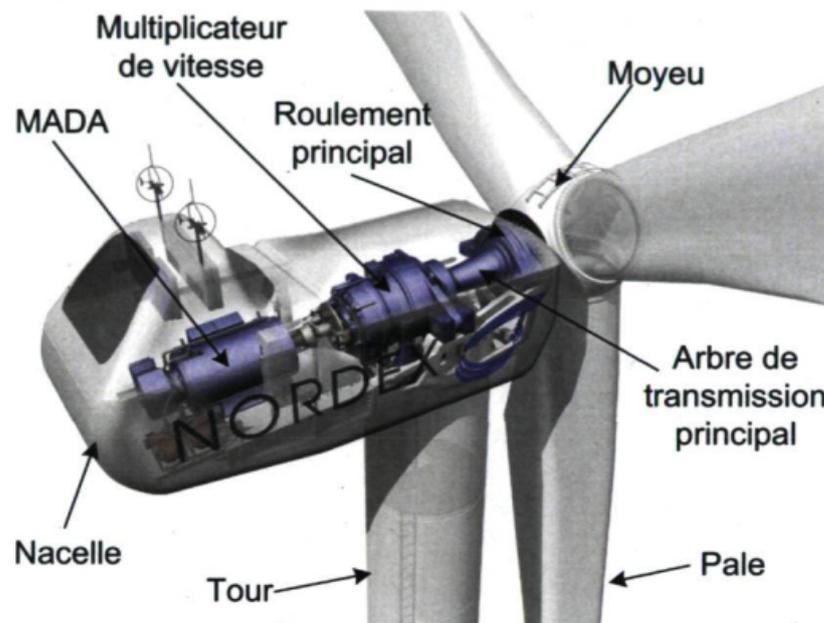


FIGURE 1.13 – l'architecture d'une éolienne MADA.

1.14 Structure retenu pour le fonctionnement en génératrice

La MADA a été largement adoptée en tant que générateur dans l'industrie éolienne. Les systèmes éoliens à vitesse variable équipés de MADA utilisent généralement cette configuration (voir figure 1.14). Il s'agit de la variante de la topologie, nommée d'après son inventeur, Arthur Scherbius, qui implique l'utilisation de convertisseurs statiques de puissance électronique. Dans ce schéma, le rotor est alimenté par un convertisseur tandis que le stator est directement connecté au réseau [16].

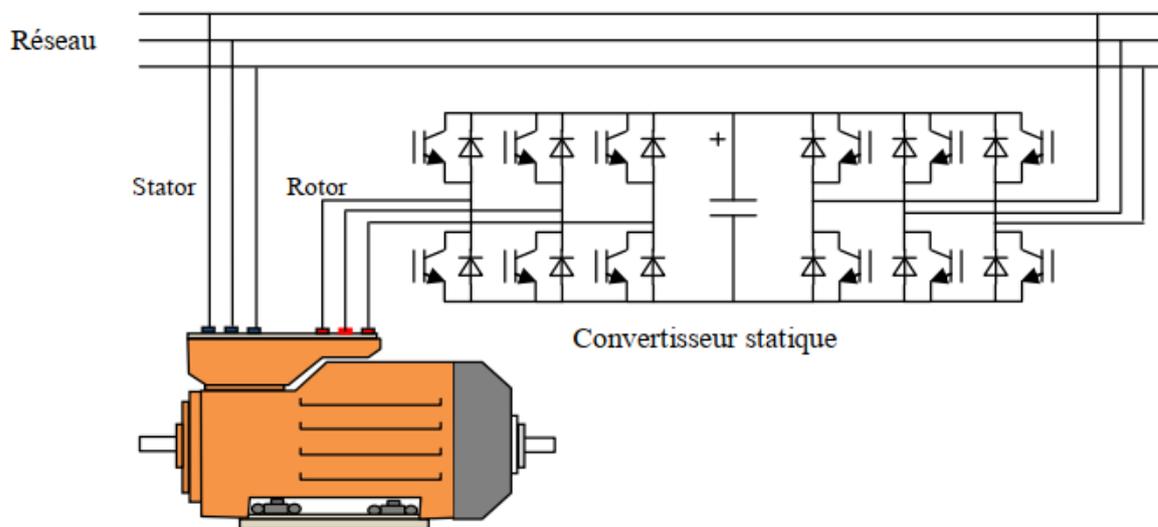


FIGURE 1.14 – Schéma d'alimentation de la MADA en mode génération.

Ce choix permet de contrôler le flux et la vitesse de rotation de la génératrice asynchrone du côté de la machine, ainsi que de réguler les puissances actives et réactives transitant du côté du réseau. La puissance du rotor peut être ajustée dans les deux sens, grâce à la bidirectionnalité du convertisseur du rotor, ce qui permet des modes de fonctionnement hyper et hypo synchrone, ainsi que le contrôle du facteur de puissance du côté du réseau. Pour assurer la synchronisation du signal injecté sur le réseau, une boucle à verrouillage de phase (PLL) est utilisée.

1.15 Principes de fonctionnement de la MADA

En manipulant le flux de puissance du générateur, on peut manipuler efficacement le glissement et ainsi contrôler la vitesse du générateur. Ceci est réalisé en connectant le stator directement au réseau, tandis que le rotor est connecté au réseau via un convertisseur de puissance. Le résultat est la possibilité d'ajuster la vitesse du générateur en fonction de sa vitesse de synchronisation.

Dans les applications de motorisation ou de génération où le contrôle de la machine est limité au côté rotor, la plage de variation de vitesse est relativement étroite, comme le montre la figure 1.15. La fréquence du stator est effectivement déterminée par le réseau.

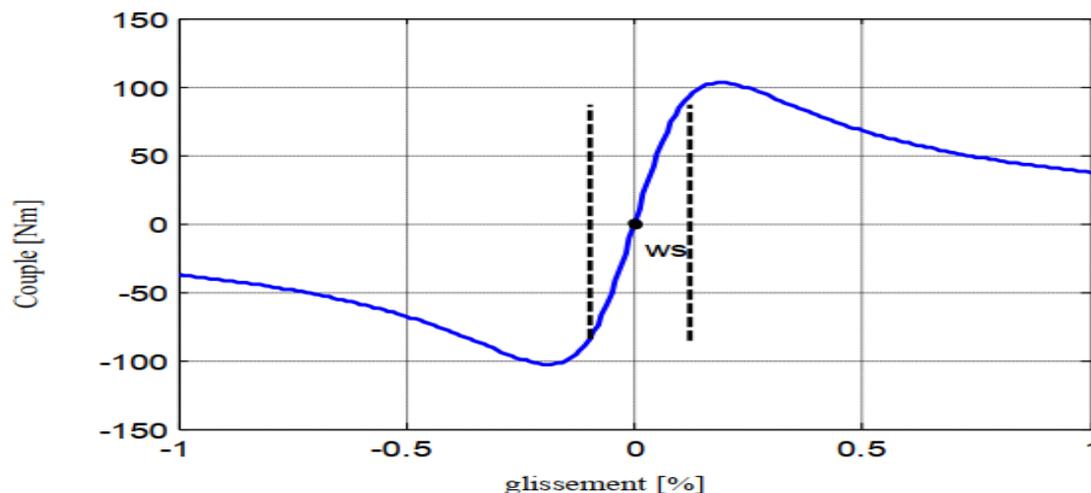


FIGURE 1.15 – Plage de vitesse de la MADA contrôlée par le rotor uniquement.

La MADA est capable de générer de l'énergie électrique à une fréquence constante à partir d'un système d'entraînement à vitesse variable, tout en restant proche du point de synchronisation. En raison de sa conception asynchrone, elle peut s'ajuster aux fluctuations de vitesse pour maintenir une fréquence stable au niveau de son stator.

$$\omega_s = \omega_r + P\Omega \quad (1.1)$$

1.16 Régimes de fonctionnement de la MADA

Les divers modes de fonctionnement de la MADA peuvent être classés en fonction du glissement de la manière suivante :

$$g = \frac{f_r}{f_s} = \frac{N_s - N_m}{N_s} \quad (1.2)$$

Pour une vitesse du rotor variable et une pulsation statorique constante imposée par le réseau, il est donc nécessaire de garantir une pulsation rotorique conforme à la relation précédente. Cela se réalise par le contrôle de l'onduleur alimentant le rotor.

Stationnaire ($g = 1$) : Le stator est directement alimenté par le réseau avec une fréquence f_s . Par conséquent, le rotor est soumis à une force électromotrice (f.é.m.) induite ayant une fréquence f_r identique à f_s . Dans ces conditions, la MADA fonctionne simplement comme un transformateur [17].

Synchrone ($g = 0$) : Lorsque la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse de synchronisme, f_r devient nulle. Dans ce cas, les enroulements du rotor tournent à la même vitesse que le flux statorique, de sorte que le rotor ne perçoit aucun mouvement relatif par rapport à ce flux. On observe alors que la puissance du stator est égale à celle du réseau, tandis que celle du rotor est nulle [17].

Hyper synchrone ($g < 0$) : La puissance est fournie au réseau par le stator, tandis que la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée dans le réseau. Avec une accélération supplémentaire, le flux rotorique rattrape le flux statorique et la fréquence du rotor devient négative. L'augmentation de la vitesse des enroulements

du rotor par rapport à celle du flux statorique entraîne une augmentation de la tension induite dans le rotor [17].

Hypo synchrone ($0 < g < 1$) : La puissance est fournie au réseau par le stator, et la puissance de glissement est absorbée par le rotor. Lorsque le rotor tourne dans la direction du flux statorique, la fréquence f_r commence à diminuer. Plus la vitesse du rotor se rapproche de celle du synchronisme, plus f_r tend vers zéro, et plus la tension induite dans le rotor diminue linéairement, atteignant une valeur très faible correspondant à la vitesse de synchronisme [17].

1.17 Les avantages et les inconvénients de la MADA

Nous présentons brièvement dans ce tableau les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) lors de son fonctionnement à vitesse variable :

avantages	inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • L'accessibilité au rotor et au stator rend la mesure des courants possible, ce qui offre une grande flexibilité et précision pour le contrôle de flux et du couple électromagnétique. • Elle offre plusieurs possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application. • Elle présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines de grandes puissances. • Fonctionnement possible à couple constant au-delà de la vitesse nominale. 	<ul style="list-style-type: none"> • Machine plus volumineuse et plus coûteuse que celle à cage à cause de la présence du système balais – bague. • Elle est moins fiable que celle à cage à cause de la présence du système balais-bague et le bobinage du rotor. • Nécessite une maintenance périodique, ce qui va augmenter le coût d'exploitation. • Le nombre de capteurs déployé pour pouvoir faire fonctionner le système.

TABLE 1.3 – Les avantages et les inconvénients de la MADA.

1.18 Conclusion

Dans la première section de ce chapitre, nous avons proposé un aperçu concis des origines des éoliennes, suivi d'un examen des différents types d'éoliennes utilisées dans les industries contemporaines de production d'électricité. Parmi celles-ci, la machine à double alimentation se distingue par ses nombreux avantages, la rendant très polyvalente dans les systèmes de production d'énergie électrique. Le premier avantage de la MADA réside dans le fait que le convertisseur, connecté au circuit rotor, ne gère qu'une partie d'environ 20 à 30% de la puissance totale du système. Cette fonctionnalité permet de réduire les pertes et les coûts de production, ce qui en fait une option très efficace pour les systèmes de production d'énergie électrique.

Sachant que le modèle de la MADA est fortement couplé, le chapitre suivant se concentrera sur l'identification des commandes permettant le découplage du contrôle de la puissance active et réactive.

Chapitre 2

Modélisation de la MADA et la commande vectoriel.

2.1 Introduction

L'évolution de l'informatique et du génie logiciel a ouvert la voie à une modélisation et une optimisation efficaces des machines électriques, ce qui représente des étapes essentielles dans leur développement. Ce chapitre se concentre sur la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) dans le référentiel du champ tournant. L'objectif est d'établir un modèle mathématique précis qui permette un contrôle indépendant des puissances active et réactive au niveau du stator de la MADA.

2.2 Modélisation de la MADA

2.2.1 Hypothèses simplificatrices

Le modèle de la machine à double alimentation (GADA) utilisé dans cette thèse est basé sur les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Entrefer constant.
- Effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Influences de l'effet de peau et de l'échauffement non prises en compte.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Absence de régime homopolaire puisque le neutre n'est pas connecté.

En raison de ces hypothèses, tous les coefficients d'inductance propre de la machine sont constants et les coefficients d'inductance mutuelle dépendent uniquement de la position relative des enroulements [18].

2.2.2 Modèle de la GADA dans le repère triphasé

La MADA comporte trois bobines statorique A_s, B_s, C_s décalées entre elles par un angle de $(\frac{2\pi}{3})$, et aussi trois bobines rotorique identique de répartition et similaire à celles du stator, (A_r, B_r, C_r) .

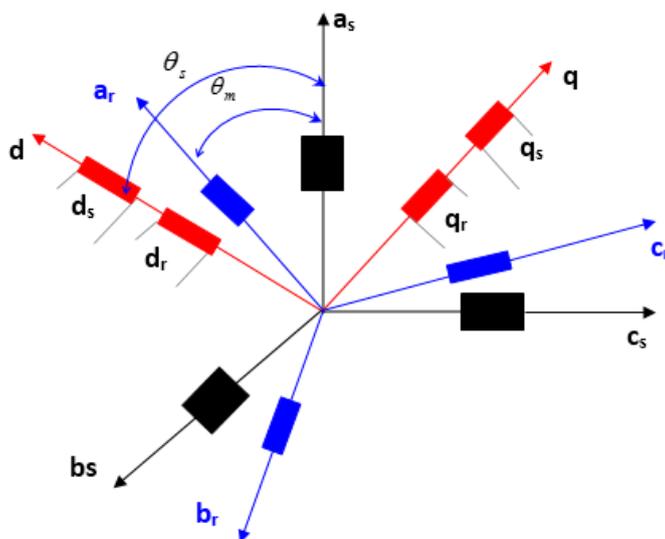


FIGURE 2.1 – Représentation simplifié de la MADA.

Compte tenu des hypothèses simplificatrices susmentionnées, les équations des circuits électriques prennent en compte les inductances propres et mutuelles, permettant ainsi d'exprimer les flux en fonction des courants. Ces équations peuvent être représentées sous la forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Avec respectivement :

$\varphi_{sa,b,c}$ et $\varphi_{ra,b,c}$: les flux statoriques et rotoriques de la machine .

$v_{sa,b,c}$ et $v_{ra,b,c}$: les tensions statoriques et rotoriques de la machine .

$i_{sa,b,c}$ et $i_{ra,b,c}$: les courants statoriques et rotoriques de la machine .

R_s et R_r : les résistances des enroulements statorique et rotoriques de la machine.

A) Équations magnétiques

Les équations magnétiques sous forme de matrice sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Avec :

$$[\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}; [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

B) Equation mécanique

$$C_{e_m} - C_r = j \frac{d\omega_m}{dt} \Rightarrow \frac{\Omega}{m} = \frac{1}{j} (C_{e_m} - C_r) \quad (2.5)$$

2.2.3 Transformation de Park

Cette transformation, qui permet de passer d'un système triphasé à un système bi-phasé, consiste à faire correspondre les composantes homopolaires, directes et quadraturelles aux variables réelles.

Lorsqu'elle est appliquée aux courants, aux tensions et aux flux, elle permet d'obtenir des équations différentielles à coefficients constants. L'équation suivante représente l'équation de la tension.

A) Choix de référentiel

Pour effectuer une étude par simulation d'une machine asynchrone, il est recommandé de choisir un système d'axes de référence permettant d'obtenir le système différentiel

le plus simple possible, car le résultat final est indépendant du choix du système de coordonnées. Cependant, la complexité des calculs peut varier [7].

Les composantes homopolaires sont supposées nulles à partir du système d'axe (U, V).

B) Référentiel lié au stator (α, β)

Les axes de référence sont fixés par rapport au stator d'où :

$$W_{coord} = 0 \Leftrightarrow \begin{bmatrix} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Avec :

— W :Vitesse rotorique.

— W_{coord} :Vitesse du système d'axe (U, V).

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs rotoriques.

C) Référentiel lié au rotor (x, y)

Les axes de référence sont fixés par rapport au rotor d'où :

$$W_{coord} = W \Leftrightarrow \begin{bmatrix} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{bmatrix}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{xs} \\ V_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xs} \\ I_{ys} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -W \\ W & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} V_{xr} \\ V_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xr} \\ I_{yr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xr} \\ \Phi_{yr} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Ce référentiel est utilisé pour l'étude des grandeurs statoriques.

D) Matrice de Park

Cela consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable impliquant l'angle entre l'axe d'une phase statorique (V_a) et le système d'axes (d, q), défini comme suit [7] :

$$[Ap] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\Pi/3) & \cos(\theta + 2\Pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\Pi/3) & -\sin(\theta + 2\Pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

L'angle θ dans la matrice $[Ap]$ prend la valeur (θ_s) pour les grandeurs statoriques et ($\theta_s - \theta_m$) pour les grandeurs rotorique.

D'autre part :

$$[Ap]^{-1} = \sqrt{2/3} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\Pi/3) & -\sin(\theta - 2\Pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\Pi/3) & -\sin(\theta + 2\Pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

L'application de la transformation de Park : La transformation de Park du système d'équations (2-11) :

$$[Ap]^{-1} \cdot [Vdqo] = [R] \cdot [Ap]^{-1} \cdot [idqo] + \frac{d}{dt} [[Ap]^{-1} [\Phi dqo]] \quad (2.13)$$

$$[Vdqo] = [R] \cdot [idqo] + \frac{d}{dt} [\Phi dqo] + [Ap] \cdot \left[\frac{d}{dt} [Ap]^{-1} [\Phi dqo] \right] \quad (2.14)$$

$$[Ap] \cdot \left[\frac{d}{dt} [Ap]^{-1} \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \quad (2.15)$$

Tel que :

- $\theta = \theta_s$: Pour les grandeurs statorique.
- $\theta = \theta_s - \theta_m$: Pour les grandeurs rotorique.

2.2.4 Modèle de la machine dans le référentiel (d, q)

On remplace la relation (2-14) dans (2-15) on obtient le modèle biphasé suivant :

$$\left[\begin{cases} V_d = Ri_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \Phi_q \\ V_q = Ri_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Phi_d \\ V_o = Ri_o + \frac{d\Phi_o}{dt} \end{cases} \right] \quad (2.16)$$

La composante homopolaire du système (2-16) est nulle pour un système équilibré. A partir de ce qui précède on obtient les équations suivantes :

$$\left[\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{cases} \right] \quad (2.17)$$

Avec :

$$\left[\begin{cases} \theta = \theta_s \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s & : \text{Pour les grandeurs statorique.} \\ \theta = \theta_s - \theta_m \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \frac{d(\theta_s - \theta_m)}{dt} = \omega_s - \omega_m & : \text{Pour les grandeurs rotorique.} \end{cases} \right] \quad (2.18)$$

2.2.5 Mise en équation d'état

Dans ce cas, on considère les flux rotorique i_{dr}, i_{qr} , et les courants statorique i_{ds}, i_{qs} variable d'état. Ainsi que les tensions $v_{ds}, v_{qs}, v_{dr}, v_{qr}$ comme variables de commande, on a donc :

$$[X = [i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]] \quad (2.19)$$

$$[U = [V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}]] \quad (2.20)$$

$$\left[\frac{dX}{dt} = AX + BU \right] \quad (2.21)$$

D'après l'équation :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

nous avons :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{dr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \end{array} \right. \quad (2.23)$$

On remplace les équations (2-22) et (2-23) dans l'équation (2-16) après le calcul et la simplification, on obtient le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) i_{qs} - \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) i_{ds} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \\ V_{dr} = -R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} + \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = -R_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs} + \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (2.24)$$

Tel que :

$$[\sigma = L_s [1 - (\frac{L_m^2}{L_s L_r})]] = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) \quad (2.25)$$

$$[T_r = \frac{L_r}{R_r}] \quad (2.26)$$

Après l'arrangement du système d'équations (II-24), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = - \left[\frac{R_s}{\sigma} + \frac{L_m^2}{L_r T_r \sigma} \right] i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \left[\frac{L_m}{L_r T_r \sigma} \right] \Phi_{dr} + \left[\frac{L_m}{L_r \sigma} \right] \omega_m \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma} V_{ds} - \left[\frac{L_m}{L_r \sigma} \right] V_{dr} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \left[\frac{R_s}{\sigma} + \frac{L_m^2}{L_r T_r \sigma} \right] i_{qs} - \left[\frac{L_m}{L_r \sigma} \right] \omega_m \Phi_{dr} + \left[\frac{L_m}{L_r T_r \sigma} \right] \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma} V_{qs} - \left[\frac{L_m}{L_r \sigma} \right] V_{qr} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} + V_{dr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} + V_{qr} \end{array} \right. \quad (2.27)$$

L'écriture Sous forme matricielle devient :

$$[\dot{X} = AX + BU] \quad (2.28)$$

Où :

$$[X = [i_{ds}, i_{qs}, dr, qr]] \quad (2.29)$$

$$[U = [V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}]] \quad (2.30)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{L_m^2}{L_r \sigma T_r}\right) & (\omega_s) & \left(\frac{L_m}{\sigma T_r L_r}\right) & \left(\omega_m \frac{L_m}{\sigma L_r}\right) \\ -(\omega_s) & -\left(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{L_m^2}{\sigma T_r L_r}\right) & -\left(\omega_m \frac{L_m}{\sigma L_r}\right) & \left(\frac{L_m}{\sigma T_r L_r}\right) \\ \left(\frac{L_m}{T_r}\right) & 0 & -\left(\frac{1}{T_r}\right) & (\omega_s - \omega_m) \\ 0 & \left(\frac{L_m}{T_r}\right) & -(\omega_s - \omega_m) & -\left(\frac{1}{T_r}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \left(\frac{1}{\sigma}\right) & 0 & -\left(\frac{L_m}{\sigma L_r}\right) & 0 \\ 0 & \left(\frac{1}{\sigma}\right) & 0 & -\left(\frac{L_m}{\sigma L_r}\right) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

2.2.6 Expression du couple

A partir de la relation de la puissance active suivant :

$$[P_{abs} = V_{ds}i_{ds} + V_{qs}i_{qs}] \quad (2.32)$$

En remplace les tensions par leurs valeurs on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{abs} = R_s i_{ds}^2 + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} i_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} i_{ds} + R_s i_{qs}^2 + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} i_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} i_{qs} \\ P_{abs} = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \left(\frac{d\Phi_{ds}}{dt} i_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} i_{qs}\right) + \omega_s (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \\ P_{abs} = P_j + P_r + P_{el} \end{array} \right. \quad (2.33)$$

$$\Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} P_j = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \\ P_r = \frac{d\Phi_{ds}}{dt} i_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} i_{qs} \\ P_{el} = \omega_s (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \end{array} \right. \quad (2.34)$$

A partir de la relation qui donne l'énergie électromagnétique en fonction du couple :

$$[P_{el} = \omega_s C_{em}] \quad (2.35)$$

En distingue l'expression du couple :

$$[C_{em} = np(\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds})] \quad (2.36)$$

On remplace l'équation (2-23) dans l'expression du flux statorique de l'équation (2-22) et

enfin, on substitue le tout dans l'expression du couple électromagnétique (2-24) :

$$[C_{em} = np \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds})] \quad (2.37)$$

Donc l'équation mécanique devient :

$$\left[\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{j} \cdot [np \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \cdot (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) - C_r] \right] \quad (2.38)$$

2.2.7 Expressions des puissances

Les expressions des puissances active et réactive sont données par :

$$\left[\begin{array}{l} P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} \cdot i_{ds} - v_{qs} \cdot i_{qs}) \\ Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} \cdot i_{ds} - v_{ds} \cdot i_{qs}) \end{array} \right] \quad (2.39)$$

2.3 Stratégie de commande de la MADA

En utilisant la transformation PARK et en modifiant les repères, il est possible de simplifier les équations différentielles qui contrôlent la machine asynchrone. Cette simplification conduit à une compréhension plus approfondie du comportement physique de la machine, comme le suggèrent certaines hypothèses [19].

En examinant l'expression du couple de la machine asynchrone, il devient évident qu'elle résulte d'un écart entre les composantes en quadrature des flux du rotor et du stator. Cela conduit à une interaction complexe entre les différentes variables de la machine. Pour réguler ces variables, un mécanisme de contrôle est utilisé qui est aligné avec le champ tournant, l'axe "d" représentant la direction prévue du flux, qu'il s'agisse du rotor, du stator ou de l'entrefer. Cette approche permet une gestion efficace des multiples flux au sein de la machine. Notre objectif principal dans notre travail réside dans l'orientation des flux statoriques.

Puisque :

$$\Phi_{qs} = 0, \quad \Phi_{ds} = \Phi_s, \quad I_{ds} = 0$$

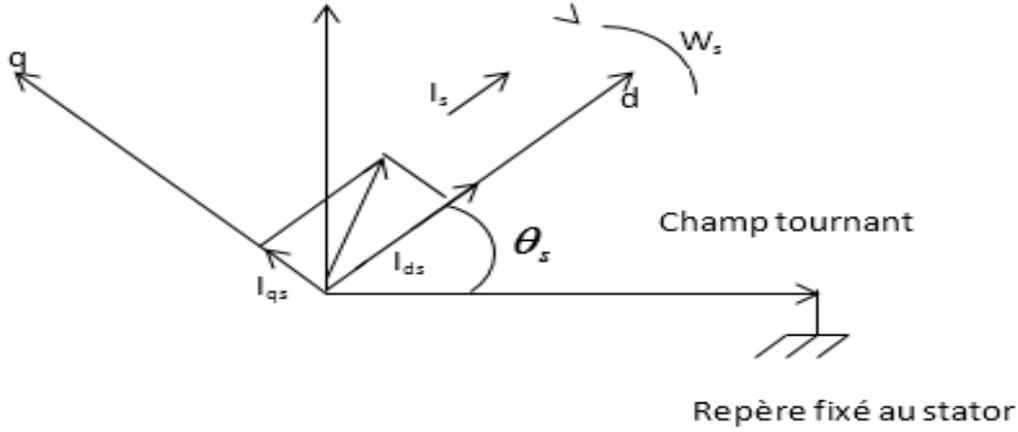


FIGURE 2.2 – Référentiel lié au flux statorique

En examinant simultanément le diagramme vectoriel de la figure (2.2) et les équations de PARK, nous nous concentrons sur les flux statoriques. En utilisant la contrainte ($\Phi_{qs} = 0$), les propriétés enchantées se présentent de la façon suivante :

- l'axe d est systématiquement aligné sur le vecteur flux statorique tel que ($\Phi_{ds} = \Phi_s$).
- Le courant I_{ds} est toujours nulle si le flux statorique est maintenu constant.
- Pour tout régime, le flux statorique et le courant restent en quadrature de sorte que l'évolution du couple suit celle d' I_{qr} qui peut alors être contrôlé par I_{qs} .

Puisque :

$$\Phi_{qs} = 0, \quad \Phi_{ds} = \Phi_s, \quad I_{ds} = 0$$

On aura pour l'équation :

$$[\Phi_{ds} = l_s I_{ds} + M I_{dr} = M I_{dr} \Rightarrow I_{dr} = \frac{\Phi_s}{M}] \quad (2.40)$$

$$\left[\frac{d\Phi_{qs}}{dt} = 0 = -W_s \Phi_s + \frac{M}{T_s} I_{qr} + V_{qs} \right] \quad (2.41)$$

Ce qui conduit à l'expression du couple :

$$[C_{em} = p \frac{M}{L_s} I_{qr} \varphi_{ds}] \quad (2.42)$$

Et l'équation des flux (II-37) devient :

$$\left[\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ 0 = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \right] \quad (2.43)$$

Lorsque l'on fait l'hypothèse que le réseau électrique est dans un état stable et une tension V_s , il en résulte un flux statorique φ_s constant.. En tenant compte de l'équation (2-24), on voit que le couple électromagnétique C_{em} est directement influencé par le courant rotorique en quadrature I_{qr} .

De plus, si l'on fait abstraction de la résistance des enroulements statoriques, qui est une hypothèse pratique pour les éoliennes de forte puissance, les équations régissant les

tensions statoriques de la machine peuvent être simplifiées comme suit :

$$\left[\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\varphi_s}{dt} \\ V_{qs} = \omega_s \varphi_s \end{cases} \right] \quad (2.44)$$

Avec ω_s la pulsation électrique des grandeurs statoriques.

L'hypothèse du flux statorique constant, on obtient :

$$\left[\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = \omega_s \varphi_s \end{cases} \right] \quad (2.45)$$

A l'aide de l'équation (2-4), on peut établir le lien entre les courants statoriques et rotoriques :

$$\left[\begin{cases} I_{ds} = -\frac{M}{L_s} + \frac{\phi_s}{L_s} \\ I_{qs} = -\frac{M}{L_s} I_{qr} \end{cases} \right] \quad (2.46)$$

Les puissances actives et réactives statoriques s'écrivent :

$$\left[\begin{cases} P_s = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \\ Q_s = V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} \end{cases} \right] \quad (2.47)$$

Ou bien encore, d'après l'équation (2-47) par :

$$\left[\begin{cases} P_s = V_s I_{qs} \\ Q_s = V_s I_{ds} \end{cases} \right] \quad (2.48)$$

Pour obtenir l'expression des puissances en fonction des courants rotoriques, on remplace dans l'équation précédente les courants par l'équation (2-48) :

$$\left[\begin{cases} P_s = V_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \\ Q_s = V_s \frac{M}{L_s} I_{dr} + V_s \frac{\phi_s}{L_s} \end{cases} \right] \quad (2.49)$$

A partir des équations (2-46) et (2-47), nous obtenons, pour le flux statorique, l'expression suivante :

$$[\phi_s = \frac{V_s}{\omega_s}] \quad (2.50)$$

L'expression des puissances peut donc se simplifier de la manière suivante :

$$\left[\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \\ Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{dr} + \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \end{cases} \right] \quad (2.51)$$

Lorsque l'inductance magnétisante M est maintenue constante, la puissance active du stator est directement liée au courant du rotor en quadrature. De plus, la puissance réactive est proportionnelle au courant continu du rotor, à un constant pré $\frac{V_s^2}{L_s \omega_s}$

Pour garantir un bon contrôle de la machine, il est crucial d'établir la corrélation entre les courants et les tensions appliqués au rotor.

On obtient :

$$\left[\begin{array}{l} \Phi_{dr} = (L_r - \frac{M^2}{L_s})I_{dr} + \frac{MV_s}{L_s\omega_s} \\ \Phi_{qr} = (L_r - \frac{M^2}{L_s})I_{qr} \end{array} \right] \quad (2.52)$$

En remplaçant l'expression des flux rotoriques de l'équation précédente (II-40) par leurs expressions dans l'équation :

$$\left[\begin{array}{l} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}\varphi_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}\varphi_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} \end{array} \right] \quad (2.53)$$

On obtient :

$$\left[\begin{array}{l} V_{dr} = R_r I_{dr} + (L_r - \frac{M^2}{L_s})\frac{dI_{dr}}{dt} - g\omega_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + (L_r - \frac{M^2}{L_s})\frac{dI_{qr}}{dt} - g\omega_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})I_{dr} \end{array} \right] \quad (2.54)$$

En utilisant les équations que nous avons récemment mises en œuvre, nous pouvons déterminer les liens entre les tensions administrées au rotor de la machine et les puissances statoriques qui en résultent. Par conséquent, nous pouvons désormais esquisser le schéma fonctionnel de la machine asynchrone à double alimentation, qui servira de bloc régulé dans le futur.

Grâce à l'analyse des équations (2-56) et (2-41), nous sommes en mesure de construire le schéma fonctionnel représenté dans la figure 2.3. Ce diagramme englobe les tensions du rotor en entrées et les puissances active et réactive du stator en sorties. Il est évident qu'il existe une relation directe entre les puissances et les tensions, qui peut être décrite par une fonction de transfert du premier ordre. De plus, la présence d'une faible valeur de glissement permet la mise en œuvre facile du contrôle vectoriel, car les effets des couplages sont minimales. Par conséquent, les axes d et q peuvent être régulés indépendamment, garantissant un contrôle efficace sur chaque axe.

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

La première méthode consiste à ignorer les interactions entre les axes et à installer un régulateur indépendant sur chaque axe afin de contrôler séparément les puissances active et réactive. Cette approche est nommée méthode directe car les régulateurs de puissance influencent directement les tensions des rotors de la machine [20].

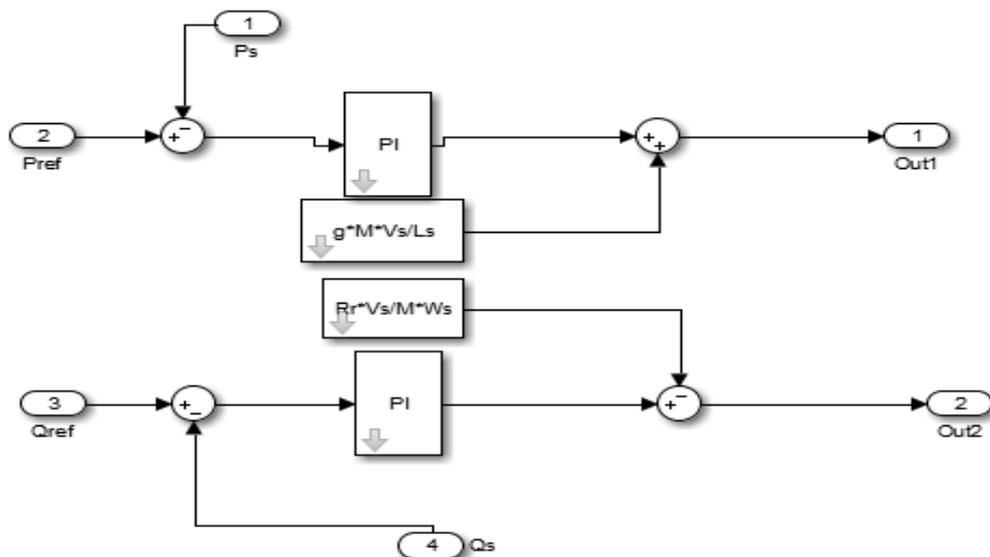


FIGURE 2.4 – Schéma bloc de la commande directe.

— Synthèse du régulateur PI

Le régulateur Proportionnel Intégral (PI), employé pour contrôler la MADA en tant que génératrice, est facile à mettre en place et offre des performances satisfaisantes, ce qui en fait un choix pertinent pour une analyse approfondie du système de génération éolienne [22].

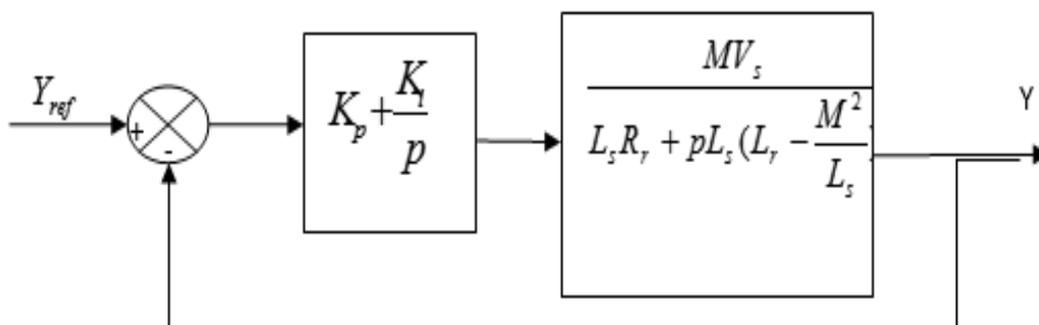


FIGURE 2.5 – Système régulé par un PI.

La Fonction de Transfert en boucle Ouverte (FTBO) avec les régulateurs s'écrit de la manière suivante :

$$[FTBO = \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{p}{K_p}} \cdot \frac{\frac{MV_s}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{p + \frac{L_s R_r}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}] \quad (2.55)$$

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 :

$$[\frac{K_i}{K_p} = \frac{L_s R_r}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}] \quad (2.56)$$

Cependant, il est important de souligner que la compensation des pôles n'est bénéfique que si les paramètres de la machine sont bien connus avec une certaine précision, car les gains des correcteurs en dépendent directement. En l'absence de cette connaissance précise, la performance de la compensation peut être réduite. En appliquant la compensation, voici la fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) obtenue :

$$[FTBO = \frac{K_p \frac{MV_s}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{p}] \quad (2.57)$$

Ce qui nous donne en boucle fermée :

$$[FTBF = \frac{1}{1 + \tau_r p} \quad avec \quad \tau_r = \frac{1}{K_p} \frac{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{MV_s}] \quad (2.58)$$

Tr le temps de réponse du système, est crucial pour les éoliennes, en particulier lorsque les fluctuations du vent sont progressives et que les constantes de temps mécaniques jouent un rôle important. Il est important de choisir une valeur suffisamment rapide pour Tr afin de garantir des performances optimales. Toutefois, la sélection d'une valeur inférieure n'améliore pas nécessairement les performances globales du système. En fait, cela pourrait potentiellement conduire à des perturbations lors de conditions transitoires, entraînant des dépassements et des instabilités indésirables.

Les gains réalisés par les correcteurs peuvent désormais être quantifiés en fonction des paramètres de la Machine et du temps de réponse.

$$[K_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{MV_s} \quad K_i = \frac{1}{\tau_r} \frac{R_r L_s}{MV_s}] \quad (2.59)$$

Nous avons utilisé ici la méthode de compensation des pôles pour sa rapidité, il est évident qu'elle n'est pas la seule méthode valable pour la synthèse du régulateur PI.

2.3.2 Méthode indirecte

Le processus implique l'estimation des valeurs de tension du rotor sur la base des valeurs d'énergie active et réactive, ce qui entraîne une régulation indirecte des courants du rotor. Cette approche particulière est appelée méthode indirect, car elle ne repose pas

sur une boucle de contrôle de flux ni sur la nécessité d'une estimation du flux du stator. L'estimation du vecteur de flux dans cette approche est dérivée de la mesure des courants et de la vitesse du rotor, en utilisant les équations du circuit du rotor du moteur asynchrone dans un système de référence qui tourne en synchronisation avec le vecteur de flux du stator. Cependant, un inconvénient majeur de cette méthode est sa sensibilité aux changements des paramètres de la machine, en particulier de la constante de temps du rotor T_r , provoqués par la saturation magnétique et les fluctuations de température. La stratégie de contrôle est centrée autour de l'inversion de l'équation [23].

$$[V_{dr} = (R_r + L_r \delta S)I_{dr} + \frac{MS}{L_s} \Phi_s - W_r L_r \delta I_{qr}] \tag{2.60}$$

$$[V_{qr} = (R_r + L_r \delta S)I_{qr} + W_r \frac{M}{L_s} \Phi_s + W_r L_r \delta I_{dr}] \tag{2.61}$$

$$[I_{dr} = \frac{\Phi_s}{M}] \tag{2.62}$$

$$[I_{qr} = \frac{Cem}{K_t \Phi_s}] \tag{2.63}$$

A) Commande indirect sans boucle de puissance

En maintenant les mêmes hypothèses concernant la stabilité du réseau, le système de régulation illustré dans la figure 2.3 est conçu avec une boucle de régulation des courants rotoriques. Les consignes de cette boucle sont déterminées directement à partir des valeurs de puissance que l'on désire appliquer à la machine.

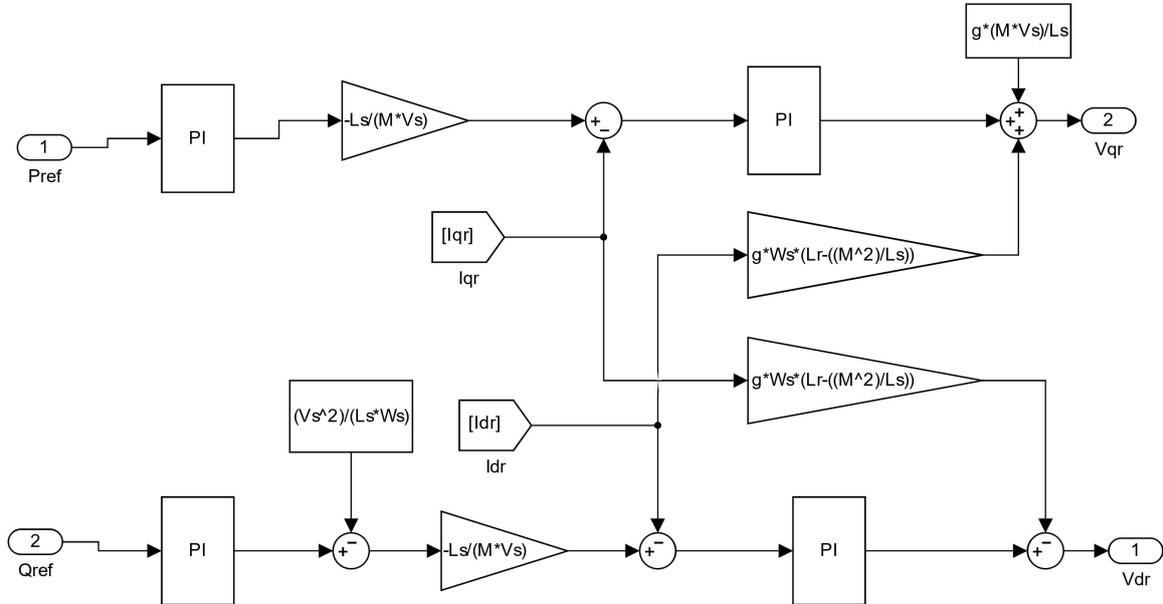


FIGURE 2.6 – Schéma bloc de la commande indirecte sans boucle de puissance.

B) Commande indirect avec boucle de puissance

Pour améliorer la commande précédente, nous introduisons une boucle de régulation supplémentaire concernant la puissance afin d'éliminer l'erreur statique tout en préservant la dynamique du système. Le diagramme de bloc présenté à la Figure 2.7 illustre clairement les deux boucles de régulation pour chaque axe : l'une pour réguler le courant et l'autre pour réguler la puissance.

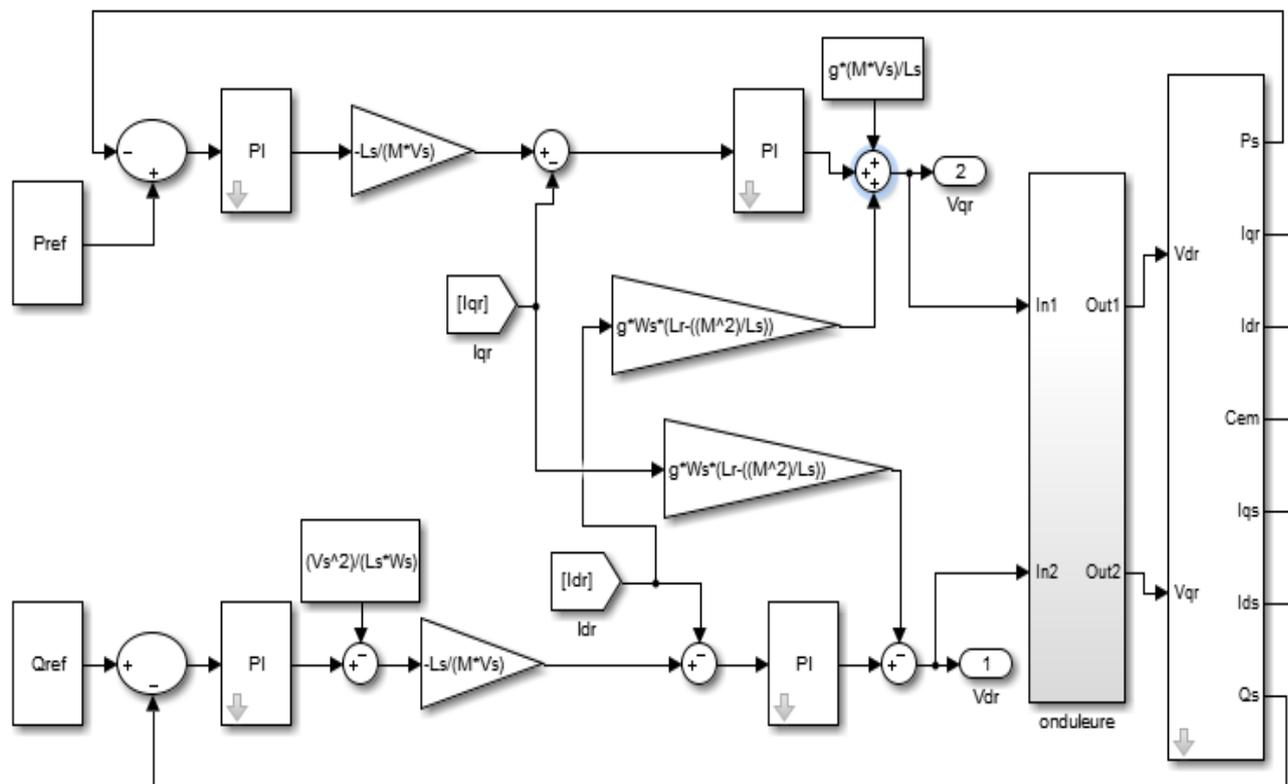


FIGURE 2.7 – Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles de puissance.

2.4 Résultats de simulation par la commande PI

La validation du contrôle de puissance de la GADA à l'aide de la méthode de contrôle PI a été réalisée par simulation numérique à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. Les paramètres du générateur utilisés dans la simulation se trouvent à l'annexe (A). Pour évaluer les performances du contrôle étudié, deux types de tests ont été réalisés : le suivi des consignes et l'analyse de robustesse face aux variations paramétriques.

2.4.1 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 ?? représente respectivement les profils des puissances active et réactive statoriques de référence. Nous avons ici des dynamiques appropriées pour les références des puissances afin de tester leur découplage.

La figure 2.9 représente, les résultats obtenus de la simulation de la méthode indirecte de commande en puissances de la GADA, relatif à ce premier test.

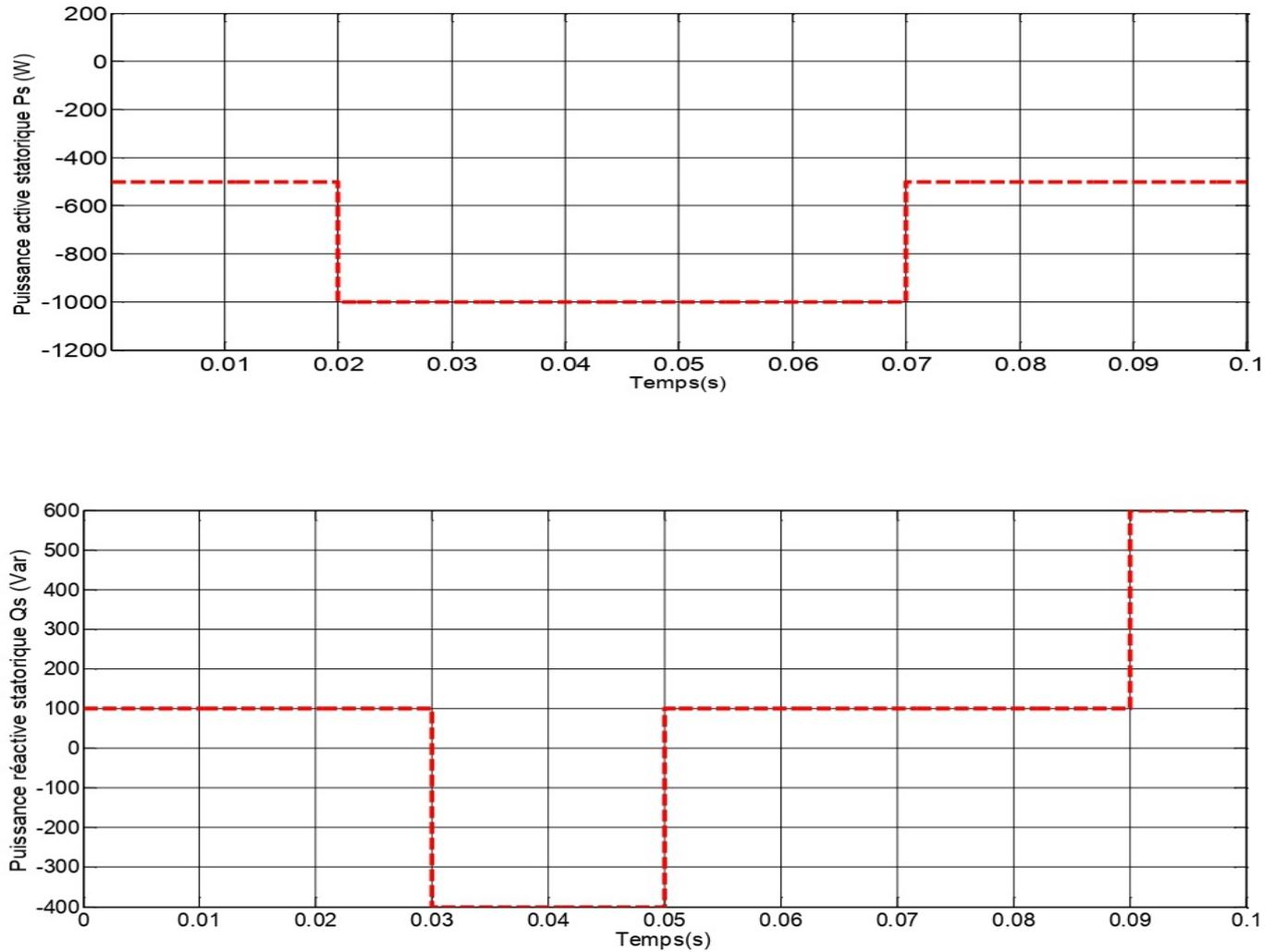


FIGURE 2.8 – Profils de références des puissances active et réactive imposées dans les simulations.

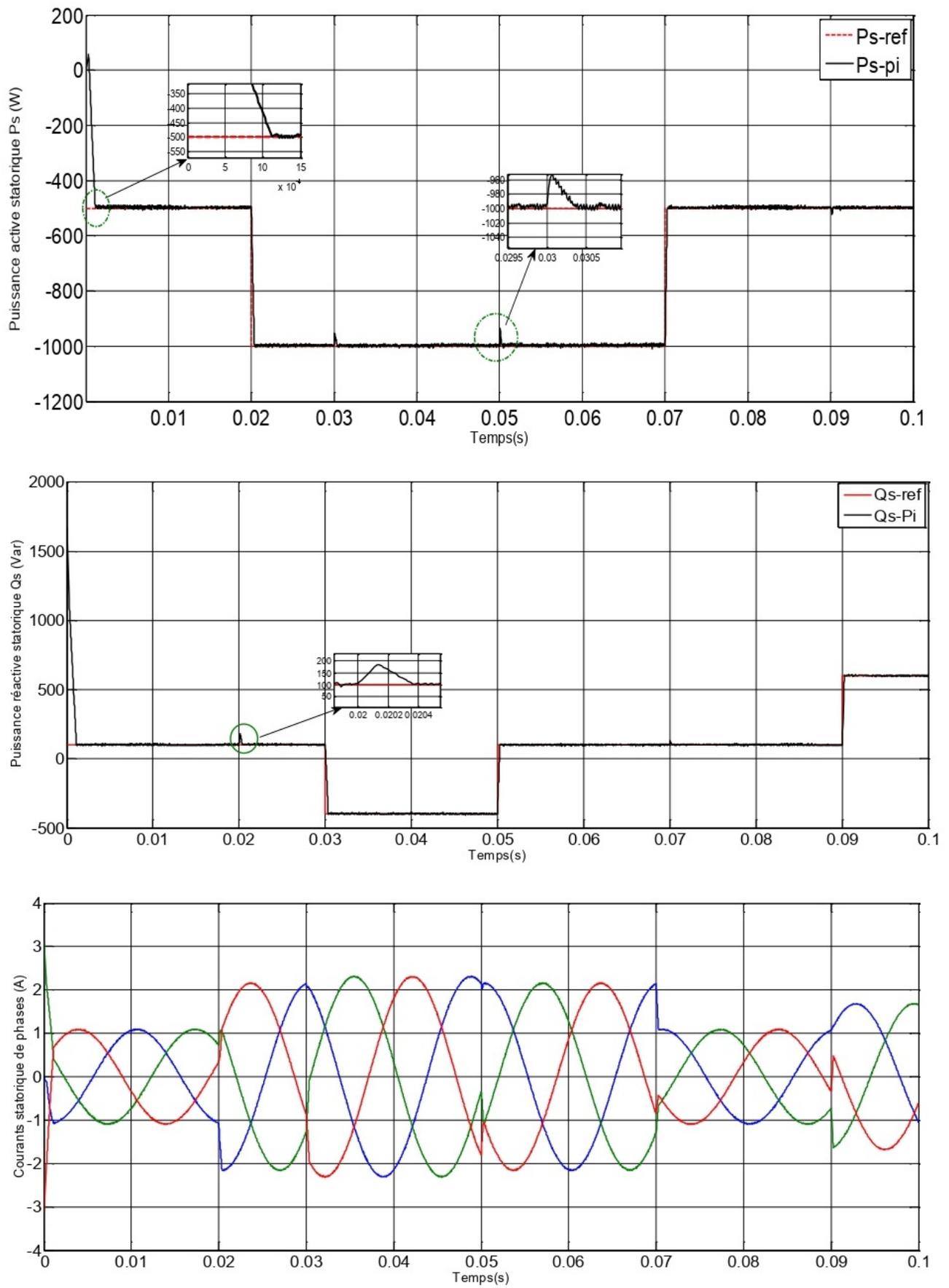


FIGURE 2.9 – Commande en puissances de la GADA par la méthode indirecte.

Sur la base des résultats fournis pour ce type de commande, on observe que les consignes de puissance sont bien suivies par la génératrice, tant pour la puissance active que pour la puissance réactive. Cependant, il est notable que le couplage entre les deux axes de commande (d et q) se manifeste : une variation brusque imposée à l'une des deux puissances (active ou réactive) provoque de légères oscillations sur l'autre.

Nous pouvons également remarquer que le couple électromagnétique dépend directement de la puissance active, comme en témoigne sa forme similaire à celle de la puissance active elle-même. En conséquence, la puissance active est principalement influencée par le couple électromagnétique, tandis que la puissance réactive est davantage influencée par l'excitation du circuit rotorique.

En outre, les composantes directes et quadratiques des courants statorique et rotorique présentent des motifs similaires, ce qui est conforme à l'équation (2.38).

Par ailleurs, les résultats obtenus montrent que les courants statoriques de phases ont des formes presque sinusoïdales, ce qui signifie une bonne qualité d'énergie fournie au récepteur.

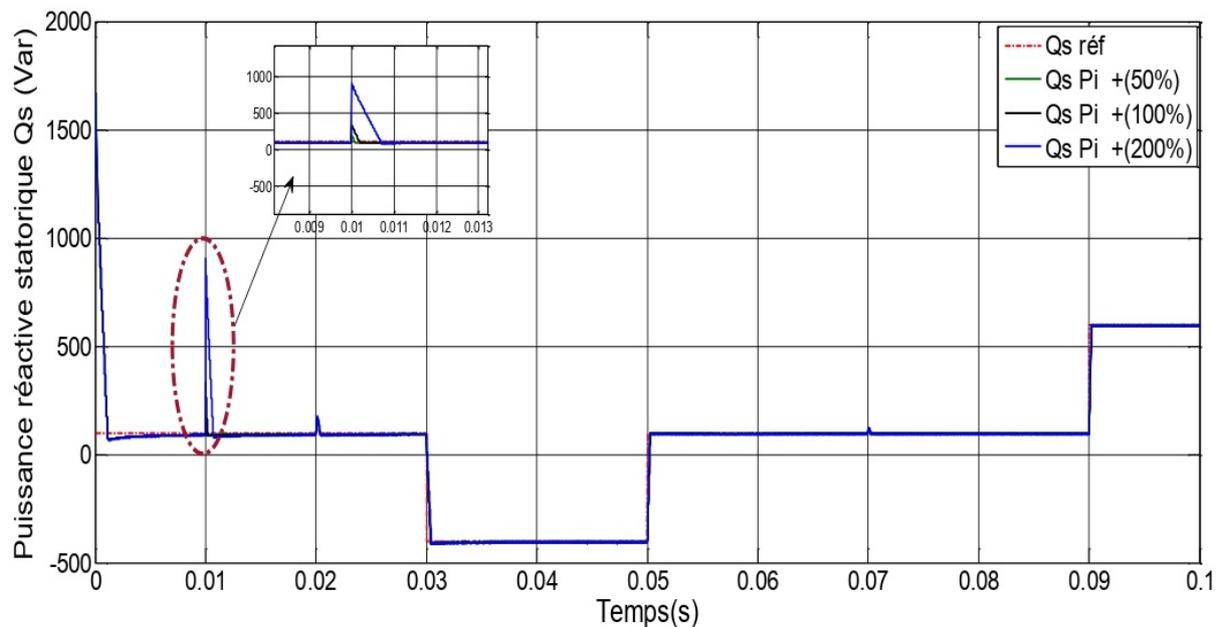
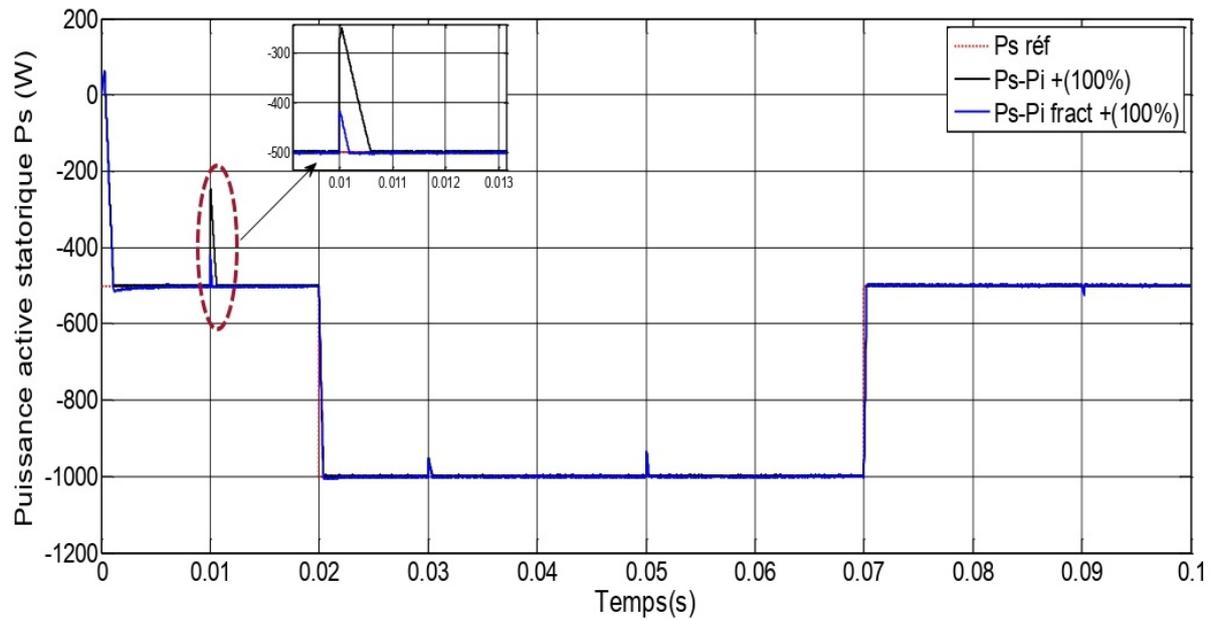
2.4.2 Test de robustesse

Le processus d'identification paramétrique de la machine ne donne pas de valeurs précises et concluantes. De plus, ces valeurs, qui représentent les paramètres de la machine, dépendent souvent de l'état de fonctionnement de la machine. Pour résoudre ce problème, nous avons jugé plus approprié d'examiner l'impact des erreurs potentielles de paramètres sur l'efficacité du contrôle indirect. Le test de robustesse implique de modifier les paramètres du modèle GADA utilisé. En réalité, les calculs des correcteurs s'appuient sur des fonctions de transfert avec des paramètres supposés fixes. Cependant, l'identification de ces paramètres est sujette à des inexactitudes provenant de la méthodologie utilisée et des instruments de mesure utilisés.

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

- Résistances R_r +(50%,100%,200%).
- Inductance L_r +(50%,100%,200%).
- La vitesse mécanique est supposée fixe et égale à sa valeur nominale.

La figure (2.10), représentent les résultats obtenus de la simulation de la méthode indirecte de commande de la GADA, relatif à ce test.



Les résultats indiquent que les modifications excessives des paramètres du modèle de la GADA ont eu des répercussions significatives sur les courbes de puissance active et réactive. Ces effets se sont manifestés à la fois lors des régimes transitoires et permanents de la GADA. Dans les régimes transitoires, on observe une légère augmentation des temps de réponse des courbes de puissance, tandis que dans les régimes permanents, des perturbations ont été observées dans les résultats obtenus.

2.5 conclusion

L'objectif initial de ce chapitre était la présentation du modèle MADA, qui a subi l'application de la transformation de Park pour améliorer sa linéarité et son adéquation à des fins de contrôle. Le processus de modélisation impliquait l'utilisation du référentiel Park, avec une connexion au champ tournant, tout en intégrant un ensemble d'hypothèses simplificatrices. En mettant en œuvre la transformation Park, nous avons pu simplifier considérablement le modèle, passant d'un cadre triphasé à un cadre orthogonal. Notre investigation s'est ensuite concentrée sur le développement de la synthèse de contrôle vectoriel, également connue sous le nom de contrôle orienté flux (FOC). Cette méthode permet le contrôle indépendant des courants statoriques et des courants de flux magnétique, ce qui améliore les performances et la résilience du système. Le FOC s'avère particulièrement utile dans le contexte de MADA car il gère efficacement les relations complexes entre les variables internes, telles que le flux et le couple, tout en atténuant l'impact de la non-linéarité et de la saturation magnétique. La commande vectorielle 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 générale, les variations paramétriques de la machine.

Chapitre 3

Commandes PI Fractionnaire et par mode glissant

3.1 Introduction

Afin d'améliorer et de créer un système de contrôle fiable pour la machine asynchrone, le régulateur PI fractionnaire a été développé en utilisant à la fois des approches dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel. La commande par mode glissant, née en Union soviétique dans les années 1960, est un type de loi de commande robuste, facile à calculer et à mettre en œuvre, même pour les systèmes non linéaires. Cela implique de basculer entre différentes lois de contrôle, généralement linéaires, basées sur des critères spécifiques [29]. L'objectif initial de ce chapitre sera d'identifier les fonctions fréquemment utilisées qui offrent des solutions aux problèmes de calcul fractionnaire, ainsi que leurs domaines d'application spécifiques. Ensuite, nous approfondirons les principes et la structure du contrôle par mode glissant, tout en examinant également les avantages et les inconvénients associés à sa mise en œuvre.

3.2 Correcteur fractionnaire

Les correcteurs d'ordre fractionnaire sont des dispositifs de régulation utilisant trois actions : proportionnelle, intégrale et dérivée. Cependant, à la différence des correcteurs traditionnels, les ordres de ces intégrations et dérivations sont des nombres réels et non nécessairement des entiers.

3.2.1 Principe de Correcteur fractionnaire

Contrairement aux correcteurs classiques, les correcteurs d'ordre fractionnaire incluent deux paramètres supplémentaires, notés λ et μ qui représentent respectivement les ordres d'intégration et de dérivation. Selon la variation de ces deux paramètres, diverses configurations de correcteurs d'ordre fractionnaire peuvent être distinguées [24].

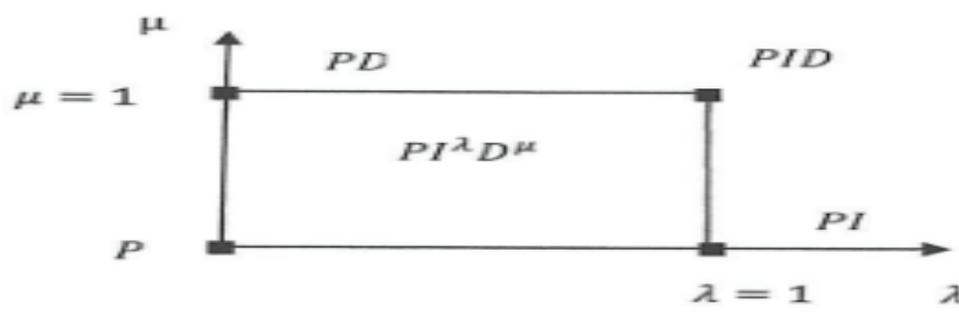


FIGURE 3.1 – possibilités des correcteurs a trois actions.

D'après cette figure, on peut donner les cas suivants :

Lorsque $\lambda = 0$ et $\mu = 0$, on a un correcteur PI classique.

Lorsque $\lambda = 1$ et $\mu = 0$, on a un correcteur PI classique.

Lorsque $\lambda = 0$ et $\mu = 1$, on a un correcteur PD classique.

Lorsque $\lambda = 1$ et $\mu = 1$, on a un correcteur PID classique.

Lorsque $0 < \lambda < 1$ et $\mu = 0$, on a un correcteur PI fractionnaire.

Lorsque $\lambda = 0$ et $0 < \mu < 1$, on a un correcteur PD fractionnaire.

Lorsque $0 < \lambda < 1$ et $0 < \mu < 1$, on a un correcteur PID fractionnaire.

Selon ces résultats, les correcteurs classiques apparaissent comme des cas particuliers des correcteurs d'ordre fractionnaire.

3.2.2 Domaines d'application

Les domaines d'application des correcteurs PI fractionnaires sont variés et incluent de nombreuses industries et technologies. Voici quelques exemples, accompagnés de références bibliographiques pour approfondir le sujet :

- **Systèmes électriques** : sont utilisés pour améliorer la performance des moteurs électriques, des générateurs et des systèmes de conversion de puissance [25].

- **Automatisation industrielle** : Ils optimisent les processus de fabrication, le contrôle des robots industriels et les systèmes de production automatisés [26].

- **Aérospatiale** : Utilisés dans le contrôle des avions, des drones et des systèmes de navigation pour une meilleure stabilité et précision [27].

- **Systèmes thermiques** : Ils régulent les températures dans les systèmes de chauffage, ventilation et climatisation (HVAC) et les réacteurs chimiques [28].

- **Traitement du signal** : Appliqués dans le filtrage et l'analyse des signaux pour améliorer la précision et réduire le bruit.

- **Énergie renouvelable** : Appliqués dans le contrôle des éoliennes, des panneaux solaires et des systèmes de stockage d'énergie pour maximiser l'efficacité et la stabilité.

- **Systèmes mécaniques** : Utilisés pour le contrôle de la vibration et le positionnement précis dans les systèmes mécaniques complexes [29].

Ces applications tirent parti de la flexibilité et de la robustesse des correcteurs PI fractionnaires pour améliorer la performance et la stabilité des systèmes dans divers domaines technologiques.

3.2.3 coreceur PI fractionnaire

Un correcteur PI fractionnaire est un dispositif de régulation qui étend le concept des correcteurs proportionnels-intégral (PI) traditionnels en introduisant des ordres fractionnaires pour les actions proportionnelle et intégrale. Contrairement aux correcteurs PI classiques, où les actions sont d'ordre entier (0 pour la proportionnelle et 1 pour l'intégrale), le correcteur PI fractionnaire utilise des ordres non entiers pour améliorer la flexibilité et la précision du contrôle [25].

La loi de commande d'un correcteur PI fractionnaire est donnée par :

$$[u(t) = K_p + K_p \frac{D_t^{-\alpha}}{T_i}] \quad (3.1)$$

Par transforme de Laplace, on obtient la fonction de transfert suivante :

$$[C(p) = K_p(1 + \frac{1}{T_i S^\alpha})] \quad (3.2)$$

Avec : K : le gain proportionnel.

— T_i : constant de temps de l'action intégral.

— α : ordre d'intégration.

La réponse fréquentielle est caractérisée par l'amplitude et la phase suivant :

L'amplitude :

$$||C(jw)|| = \frac{K_p [(1 + T_i w^\alpha \cos(\alpha \frac{\pi}{2}))^2 + (T_i w^\alpha \sin(\alpha \frac{\pi}{2}))^2]^{\frac{1}{2}}}{T_i w^\alpha} \quad (3.3)$$

La phase :

$$[\arg(C(w)) = \arctg(\frac{w^\alpha \sin(\alpha \frac{\pi}{2})}{1 + w^\alpha \cos(\alpha \frac{\pi}{2})} - T_i \alpha \frac{\pi}{2})] \quad (3.4)$$

L'avantage principal d'un correcteur PI fractionnaire est de permettre d'avoir un système plus robuste aux variations du gain (avoir même dépassement).

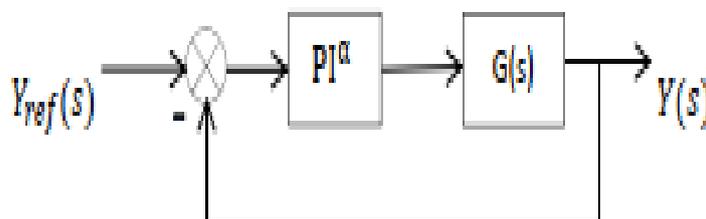


FIGURE 3.2 – Schéma de commande utilisant la structure PI fractionnaire

3.3 Calcul des paramètres du régulateur PI^α

La fonction de transfert d'un régulateur PI^α est donnée par :

$$[c(p) = K_p + \frac{K_i}{S^\alpha}] \quad (3.5)$$

La fonction de transfert du système à commander est supposée être du premier ordre :

$$[G(s) = \frac{G_0}{1 + T_s}] \quad (3.6)$$

On souhaite calculer les paramètres du K_p , K_i et α régulateur PI^α à partir des caractéristiques ω_c (pulsation de coupure) et $\Delta\phi$ (marge de phase) à imposer à la fonction de transfert en boucle ouverte qui est donnée par :

$$[G_{BO}(s) = (\frac{K_i + K_p s^\alpha}{S^\alpha})(\frac{G_0}{1 + T_s})] \quad (3.7)$$

Qui dans le domaine fréquentiel s'écrit

$$[G_{BO}(j\omega) = (\frac{K_i + K_p(j\omega)^\alpha}{(j\omega)^\alpha})(\frac{G_0}{1 + T(j\omega)})] \quad (3.8)$$

Cette expression montre que le calcul analytique des paramètres K_p , K_i et α du régulateur PI^α est très complexe, voir même impossible.

A partir de la (figure 3.2) on a :

$$\left[\frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} \right] \quad (3.9)$$

Soit $H(s)$ la fonction que l'on souhaite imposer à la boucle fermée ($H(s)$ étant la fonction idéale de Bode, de constante de temps τ_c répondant aux objectifs fixés).

$$\left[H(s) = \frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} = \frac{1}{1 + \tau_c s^{\alpha+1}} \right] \quad (3.10)$$

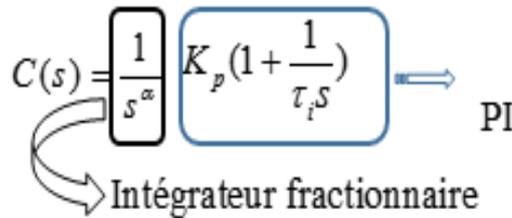
En utilisant la méthode de synthèse directe pour déterminer les différents paramètres du régulateur on obtient :

$$\left[C(s) = \frac{1}{G(s)} \frac{H(s)}{1 - H(s)} \right] \quad (3.11)$$

Donc :

$$\left[C(s) = \frac{1 + Ts}{G_0} \frac{\frac{1}{1 + \tau_c s^{\alpha+1}}}{1 - \frac{1}{1 + \tau_c s^{\alpha+1}}} = \frac{1 + Ts}{G_0} \frac{1}{\tau_c s^{\alpha+1}} = \frac{1}{s^\alpha} \left[\frac{T}{G_0 \tau_c} \left(1 + \frac{1}{Ts} \right) \right] \right] \quad (3.12)$$

Cette expression peut être décomposée selon :



Les paramètres du régulateur PI sont alors donnés par :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_p = \frac{T}{G_0 \tau_c} \\ \tau_i = T \end{array} \right. \quad (3.13)$$

3.4 Les avantages et les inconvénients de PI^α

- Les avantages : peuvent inclure une meilleure précision de contrôle, une plus grande robustesse face aux perturbations et une réduction de la sensibilité aux variations de charge. De plus, le PI^α peut améliorer la réponse dynamique du système et réduire les oscillations indésirables [25] [28].

- Les inconvénients : peuvent inclure une complexité accrue de la conception et de la mise en œuvre, des difficultés de réglage des paramètres du PI^α , ainsi que des défis potentiels liés à la stabilité du système. De plus, l'utilisation d'un PI^α peut nécessiter une expertise supplémentaire de la part des opérateurs pour assurer un fonctionnement optimal du système [25] [28].

En résumé, la commande par PI^α d'un MADA offre des avantages potentiels en termes de performances de contrôle, mais présente également des défis et des inconvénients qui doivent être pris en compte lors de sa mise en œuvre.

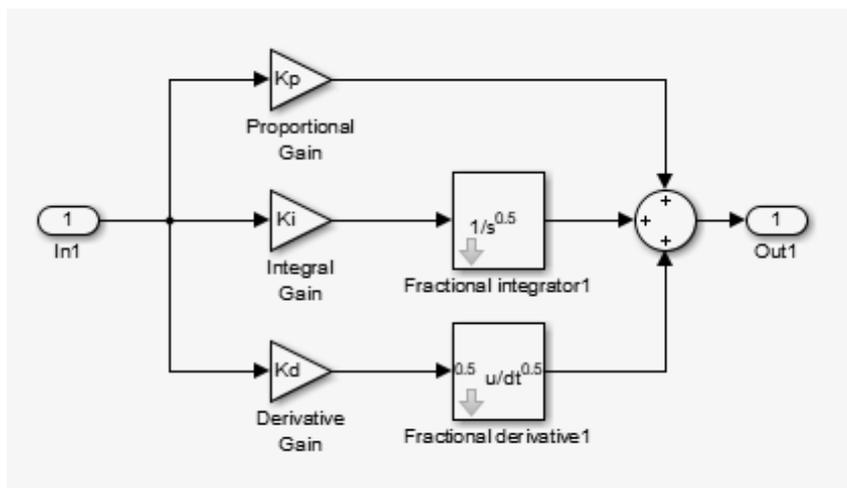


FIGURE 3.3 – Construction du PI fractionnaire

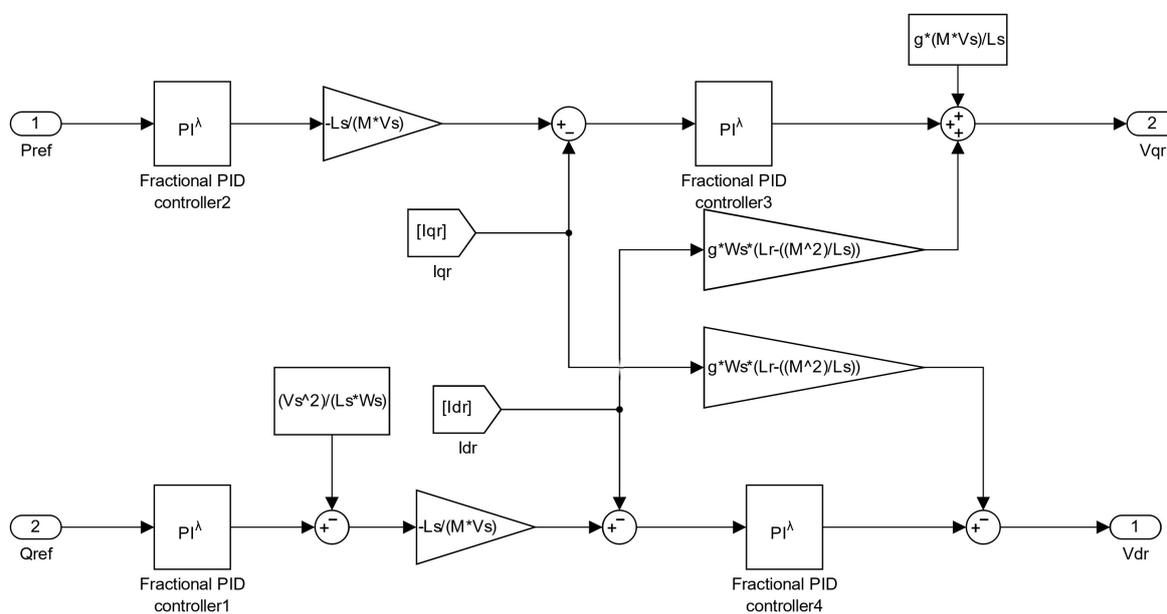


FIGURE 3.4 – schéma bloc de commande PI fractionnaire

3.5 Résultats de simulation par la commande PI Fractionnaire

La commande des puissances active et réactive statique de la GADA par un correcteur PI fractionnaire a été validée par simulation numérique à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. Les critères de performance utilisés sont identiques à ceux présentés dans le chapitre précédent. L'objectif de cette simulation est de comparer les performances d'un correcteur PI fractionnaire avec celles d'un correcteur PI classique. Les résultats obtenus sont détaillés dans les sections suivantes.

3.5.1 Test de suivi de consigne

Ce test consiste à imposer des échelons de puissance active et réactive alors que la machine est entraînée à sa vitesse variable.

La figure 3.5 représente, Les résultats de la simulation montrent que les deux contrôleurs PI fractionnaire et PI classique sont capables de suivre efficacement les consignes de puissance active et réactive. Cependant, le contrôleur PI fractionnaire présente une meilleure précision de suivi que le contrôleur PI classique, en particulier pour les variations de consigne rapides. Cela est dû à la capacité du contrôleur PI fractionnaire à ajuster indépendamment les gains proportionnels et intégraux pour chaque axe de contrôle.

Les deux contrôleurs PI fractionnaire et PI classique assurent une stabilité satisfaisante du système. Cependant, le contrôleur PI fractionnaire présente une réponse transitoire plus rapide et une atténuation plus rapide des perturbations que le contrôleur PI classique. Cela est dû à la capacité du contrôleur PI fractionnaire à ajuster indépendamment les gains proportionnels et intégraux pour chaque axe de contrôle.

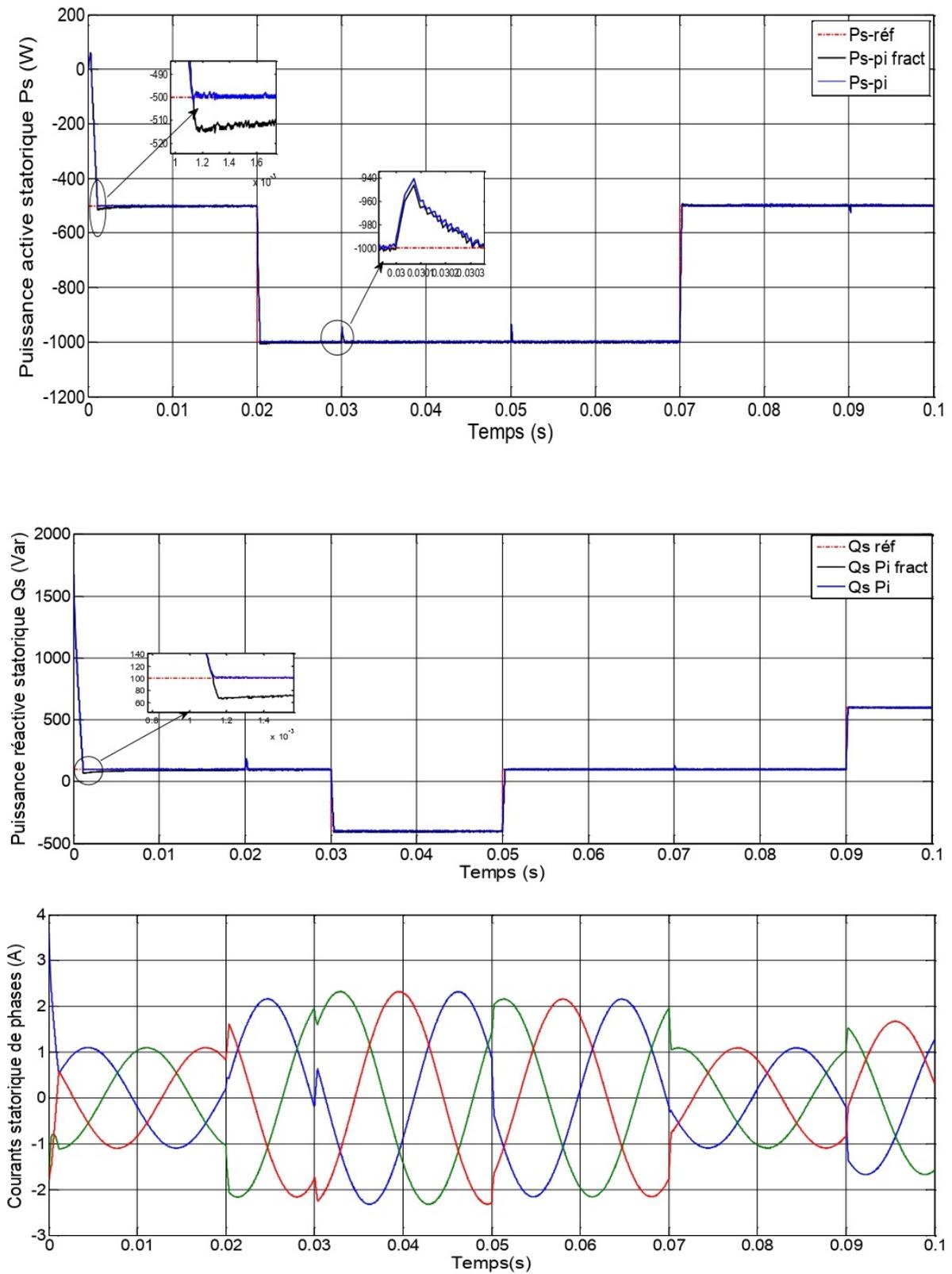


FIGURE 3.5 – Test de suivi de consigne de Commande PI fractionnaire

Sur la base des résultats de la simulation, le contrôleur PI fractionnaire présente des performances supérieures au contrôleur PI classique en termes de suivi de consigne de puissance, de stabilité du système et de qualité de l'énergie. Le contrôleur PI fractionnaire est donc mieux adapté au contrôle d'un MADA.

3.5.2 Test de robustesse

Les résultats de la simulation montrent que la commande PI fractionnaire présente une bonne robustesse face aux variations des paramètres du système et aux perturbations externes. La commande est capable de maintenir un suivi de consigne de puissance acceptable et une stabilité du système satisfaisante, même lorsque les paramètres du système et les perturbations externes varient dans une large plage.

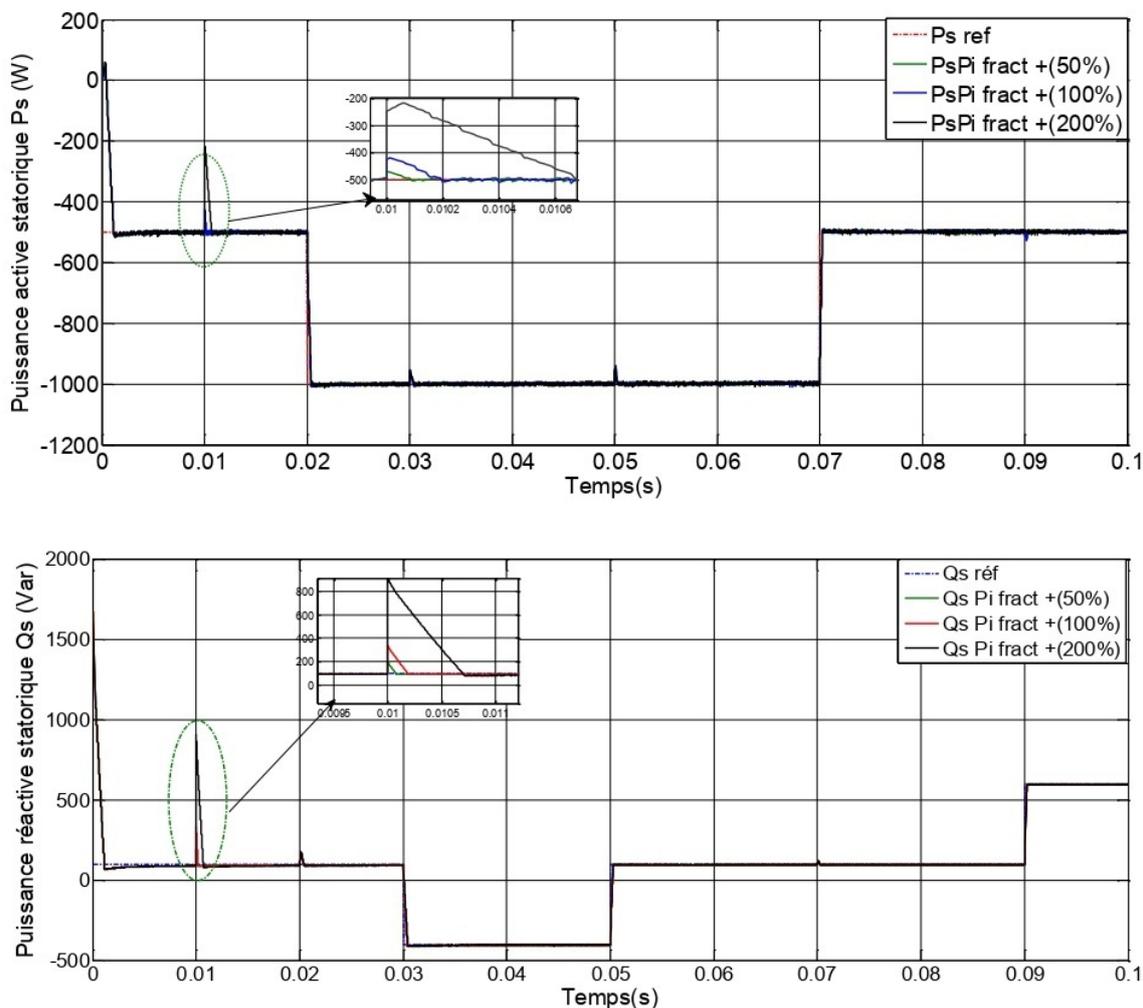


FIGURE 3.6 – Test de robustesse de la commande PI Fractionnaire de la GADA.

Sur la base des résultats de la simulation, la commande PI fractionnaire présente une bonne robustesse pour le contrôle d'un DFIG dans un WECS. La commande est capable de maintenir des performances acceptables face à des variations des paramètres du système et des perturbations externes.

3.5.3 Comparaison des écarts sur les puissances actives et réactives des deux méthodes de commande

Les résultats de la simulation dans la (figure 3.7) montre que les deux contrôleurs PI fractionnaire et PI classique présentent des écarts sur les puissances actives et réactives. Cependant, les écarts sont généralement plus faibles avec le contrôleur PI fractionnaire qu'avec le contrôleur PI classique. Cela est dû à la capacité du contrôleur PI fractionnaire à ajuster indépendamment les gains proportionnels et intégraux pour chaque axe de contrôle, ce qui lui permet de suivre plus précisément les consignes de puissance.

Les deux contrôleurs PI fractionnaire et PI classique assurent une stabilité satisfaisante du système. Cependant, le contrôleur PI fractionnaire présente une réponse transitoire plus rapide et une atténuation plus rapide des perturbations que le contrôleur PI classique. Cela est également dû à la capacité du contrôleur PI fractionnaire à ajuster indépendamment les gains proportionnels et intégraux pour chaque axe de contrôle.

Cependant, les résultats suggèrent que le contrôleur PI fractionnaire est plus robuste que le contrôleur PI classique face aux variations des paramètres du système et aux perturbations externes.

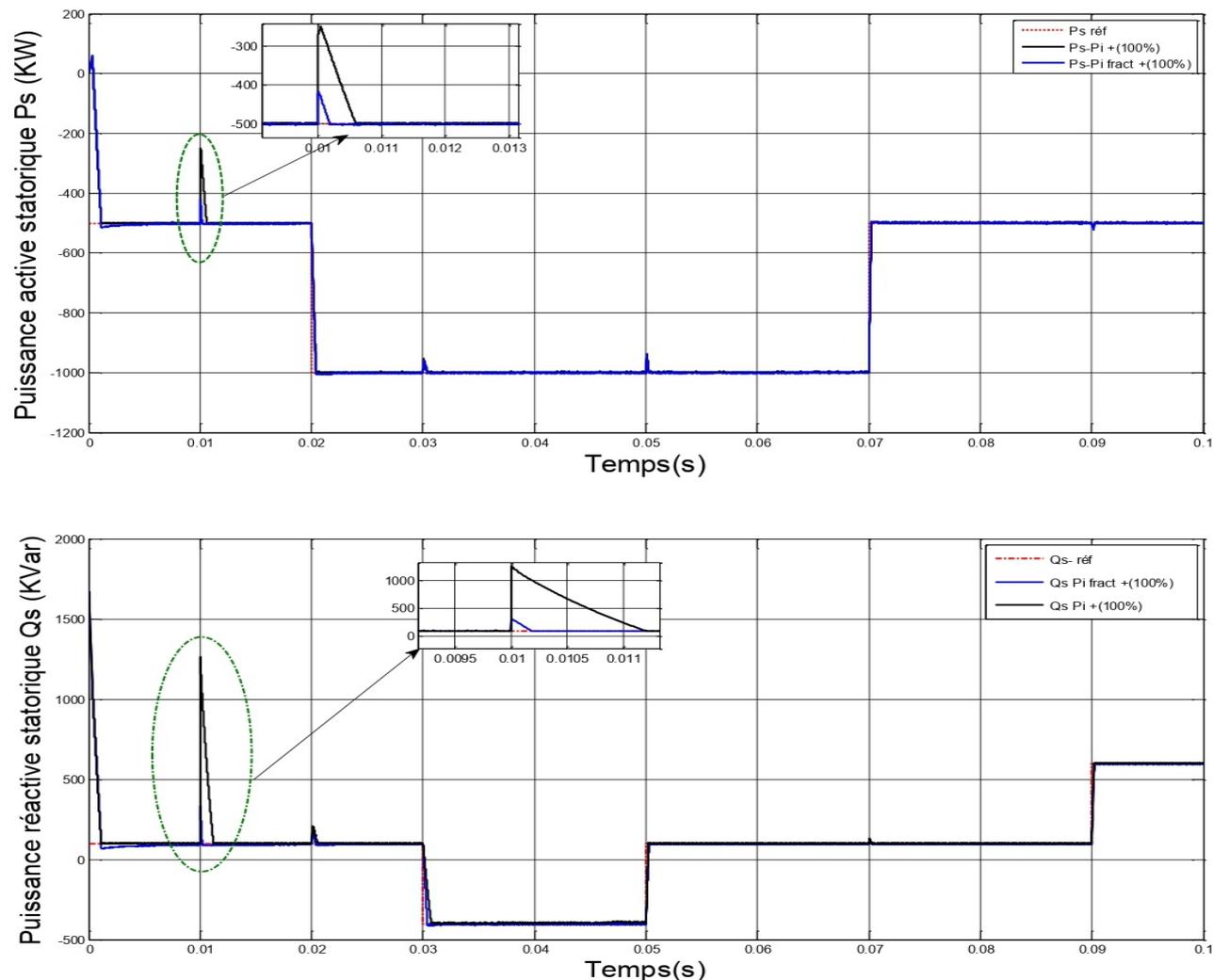


FIGURE 3.7 – Comparaison des écarts sur les puissances actives et réactives des deux méthodes de commande.

Sur la base des résultats de la simulation, dans la (figure 3.7) le contrôleur PI fractionnaire présente des performances supérieures au contrôleur PI classique en termes d'écart sur les puissances actives et réactives, de stabilité du système et de robustesse présumée. Le contrôleur PI fractionnaire est donc mieux adapté au contrôle d'un DFIG. Notre prochaine étude est consacrée 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.

3.6 COMMANDE PAR MODE GLISSANT

Le contrôle en mode glissant, méthode opérationnelle spécifique des systèmes à structure variable, a connu un succès important ces derniers temps. Il revêt une importance immense dans divers domaines, notamment la mécanique, la robotique et l'électrotechnique, pour un large éventail de systèmes non linéaires. La particularité du contrôle en mode glissant réside dans sa simplicité, car il utilise une surface glissante comme critère de commutation pour diviser l'espace d'état en deux régions, avec des lois de contrôle constantes attribuées à chaque demi-espace. Cette loi de contrôle est soigneusement formulée pour garantir que le système s'approche et reste à proximité de la surface de glissement, quelles que soient les incertitudes présentes dans les modèles du système. Cette approche présente deux avantages majeurs : tout d'abord, une fois que le système atteint le voisinage de la surface de glissement, son comportement dynamique est principalement déterminé par cette surface, plaçant ainsi le système en mode glissant. Ensuite, ce comportement se révèle non seulement robuste, mais aussi insensible à la catégorie d'incertitudes pour laquelle la commande a été paramétrée [30].

3.7 Principe de la commande à MODE GLISSANT

Elle consiste à ramener la trajectoire d'état vers une surface spécifique et à la faire osciller autour de celle-ci jusqu'à atteindre le point d'équilibre, en utilisant des éléments de commutation discontinus. Cette surface, qui correspond aux dynamiques souhaitées, est appelée surface de glissement. La commande assure que le point représentatif du système atteint cette hyper-surface en un temps fini. Cette trajectoire dans le plan de phase se compose de trois segments distincts, comme illustré à la (Figure 3.8), [30][31].

3.7.1 Mode de convergence

La variable à ajuster se déplace depuis n'importe quel point initial dans le plan de phase et converge vers la surface de commutation $S(x, y) = 0$. Ce mode est défini par la loi de commande ainsi que par le critère de convergence [32].

3.7.2 Mode de glissement

La variable d'état atteint la surface de glissement et se dirige vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est déterminée par la sélection de la surface de glissement $S(x, y)$.

3.7.3 Mode de régime permanent

Il est essentiel d'étudier la réponse du comportement d'un système autour de son point d'équilibre (l'origine du plan de phase). Cette étude est définie par la qualité et les performances de la commande.

Notre objectif constant est d'améliorer les performances dynamiques et de réduire les temps de réponse. Pour y parvenir, nous implémentons une bande d'arrêt autour de la surface de commutation en remplaçant la fonction signe par une fonction de saturation

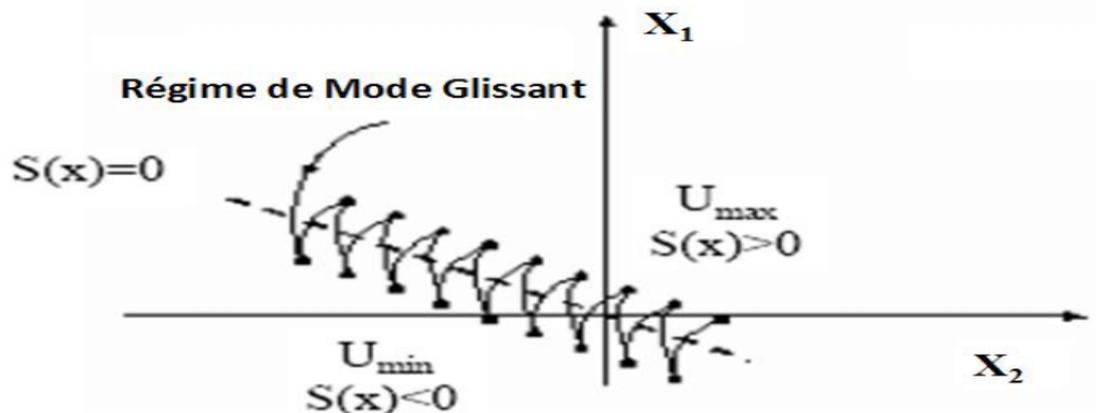


FIGURE 3.8 – Les modes de trajectoire dans le plan de phase.

plus progressive, plus douce et présentant des changements moins brusques proches de zéro.

Pour atténuer les effets du broutage, une solution implique possible la mise en œuvre d'un bloc intégrateur, impliquant efficacement les oscillations et favorisant la stabilité.

3.8 conception de la commande par Mode GLISSANT

La conception des régulateurs utilisant les modes glissants traite systématiquement les problèmes de stabilité et de performances souhaitées. La mise en œuvre de cette méthode de commande se déroule essentiellement en trois étapes [33][34].

- le choix de la surface.
- l'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- le calcul de la loi de commande.

3.8.1 Choix de la surface de glissement

Pour un système non-linéaire présenté sous la forme suivante :

$$[\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t).u(t)] \quad (3.14)$$

$$x \in R^n, u \in R^m$$

Où $f(x, t)$ et $g(x, t)$ sont deux fonctions non linéaires continues. On prend la forme d'équation générale proposée par J. Slotine pour déterminer la surface de glissement donnée par [41] :

$$[S(x) = (\frac{d}{dt} + \lambda x)^{n-1}.e(x)] \quad (3.15)$$

$e(x) = x^r - x$: erreur sur la grandeur à régler.

λ : coefficient positif.

n : ordre du système.

x^r : grandeur désirée.

x : variable d'état de la grandeur commandée.

Le but de la commande est de garantir que la réponse de l'équation différentielle linéaire $S(x)$ converge vers zéro. L'erreur $e(x)$ évolue de manière asymptotique avec une dynamique déterminée par le paramètre λx .

3.8.2 Condition de convergence

Les conditions assurant que les différentes dynamiques du système convergent vers la surface de glissement et y demeurent malgré les perturbations sont les conditions d'existence et de convergence. Deux conditions distinctes sont spécifiées [35] :

- Fonction directe de commutation : Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin [36].

Elle est donnée sous la forme :

$$\dot{S}(x).S(x) \leq 0$$

- Fonction de Lyapunov : Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$. Cette approche est utilisée pour améliorer les performances de la commande et étudier la robustesse et la stabilité des systèmes non linéaires, [37][38].

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x)$$

3.8.3 Calcul de commande

Une fois la surface de glissement et le critère de convergence choisis, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable contrôlée vers la surface, puis vers son point d'équilibre, tout en maintenant la condition d'existence des modes glissants. Une hypothèse essentielle dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants est que la commande doit commuter instantanément entre U_{\max} et U_{\min} (à une fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement. Cela entraîne des oscillations de très haute fréquence, appelées "broutement" ou "chattering", dans le mode de glissement [33].

$$[U = U_{\text{eq}} + U_{\mathbf{n}}] \quad (3.16)$$

U_{eq} correspond à la commande équivalente proposée par FILIPOV et UTKIN. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$[\dot{S}(x) = 0] \quad (3.17)$$

Alors pour la valeur de la commande discontinue U_n :

$$[U_n = K.\text{sign}S(x)] \quad (3.18)$$

Avec : K est un gain positif.

- Si K est très petit donc le temps de réponse sera très long.

- Si K est très grand donc il existe des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering).

3.9 Commande par mode glissant du MADA

Les courants rotoriques I_{qr} et I_{dr} représentent respectivement les images des puissances statoriques active P_s et réactive Q_s , qui doivent suivre leurs courants de référence [39]

3.9.1 Contrôle de la puissance active

Pour contrôler la puissance avec $n = 1$, l'expression de la surface de contrôle de la puissance active prend la forme suivante :

$$[S(P) = (P_{s.ref} - P_s)] \quad (3.19)$$

La dérivée de la surface est :

$$[\dot{S}(P) = (\dot{P}_{s.ref} - \dot{P}_s)] \quad (3.20)$$

On remplace l'expression de la puissance

$$[P_s = -V_s \cdot I_{qr} \cdot \frac{M}{L_s}] \quad (3.21)$$

$$[\dot{S}(P) = (\dot{P}_{s.ref} + V_s \cdot \dot{I}_{qr} \cdot \frac{M}{L_s})] \quad (3.22)$$

On tire l'expression du courant I_{qr} de l'équation de la tension

$$[V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot \frac{dI_{qr}}{dt} + g(L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot \omega_s I_{dr} + g \cdot \frac{M V_s}{L_s}] \quad (3.23)$$

$$[\dot{S}(P) = (\dot{P}_{s.ref} + V_s \cdot \dot{I}_{qr} \cdot \frac{M}{L_s})] \quad (3.24)$$

En remplaçant l'expression de \mathbf{V}_{qr} par $(V_{qr}^{eq} + V_{qr}^n)$, la commande apparaît clairement dans l'équation suivante :

$$[\dot{S}(P) = \dot{P}_{s.ref} + V_s \cdot \frac{M}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma} ((V_{qr}^{eq} + V_{qr}^n) - R_r I_{qr})] \quad (3.25)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$$S(P) = 0, \quad \dot{S}(P) = 0, \quad V_{qr}^n = 0.$$

On tire de l'équation précédente la grandeur de commande équivalente V_{qr}^{eq} qui s'écrit :

$$[V_{qr}^{eq} = (-P_{s_ref} \cdot \frac{L_r \cdot L_s \cdot \sigma}{M \cdot V_s}) + R_r \cdot I_{qr}] \quad (3.26)$$

Durant le mode de convergence, pour que la condition $\dot{S}(P) \cdot S(P) \leq 0$ soit vérifiée, on pose :

$$[\dot{S}(P) = -V_s \cdot \frac{M}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma} \cdot V_{qr}^n] \quad (3.27)$$

Par conséquent, le terme de commutation est donné par :

$$[V_{qr}^n = K \cdot V_{qr} \cdot \sin g(S(P))] \quad (3.28)$$

Pour vérifier la condition de stabilité du système, le paramètre $K \cdot V_{qr}$ doit être positif. Afin de réduire tout dépassement possible de la tension de référence V_{qr} , il est souvent utile d'ajouter un limiteur de tension qui s'exprime par :

$$[V_{qr}^{lim} = V_{qr}^{max} \cdot sat(p)] \quad (3.29)$$

3.9.2 Contrôle de la puissance réactive

Pour contrôler la puissance on prend $n=1$, l'expression de la surface de contrôle de la puissance réactive a pour forme :

$$[S(Q_s) = (Q_{s.ref} - Q_s)] \quad (3.30)$$

La dérivée de la surface est :

$$[\dot{S}(Q_s) = (\dot{Q}_{s.ref} - \dot{Q}_s)] \quad (3.31)$$

On remplace l'expression de la puissance

$$[Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{dr} + \frac{V_s^2}{L_s \cdot \omega_s}] \quad (3.32)$$

On tire l'expression du courant I_{dr} de l'équation de la tension V_{dr}

$$[V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot \frac{dI_{dr}}{dt} - g(L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot \omega_s I_{qr}] \quad (3.33)$$

$$[\dot{S}(Q) = \dot{Q}_{s.ref} + V_s \cdot \frac{M}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma} (V_{dr} - R_r I_{dr})] \quad (3.34)$$

En remplaçant l'expression de V_{dr} par $(V_{dr}^{eq} + V_{dr}^n)$ la commande apparaît clairement dans l'équation suivante.

$$[\dot{S}(Q) = Q_{s_ref} + V_s \cdot \frac{M}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma} ((V_{dr}^{eq} + V_{dr}^n) - R_r I_{dr})] \quad (3.35)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$$S(P) = 0, \quad \dot{S}(P) = 0, \quad V_{dr}^n = 0.$$

On tire de l'équation précédente la grandeur de commande équivalente V_{dr}^{eq} qui s'écrit :

$$[V_{dr}^{eq} = (-Q_{s_ref} \cdot \frac{L_r \cdot L_s \cdot \sigma}{M \cdot V_s}) + R_r \cdot I_{dr}] \quad (3.36)$$

Durant le mode de convergence, pour que la condition $\dot{S}(Q) \cdot S(Q) \leq 0$ soit vérifiée, on pose :

$$[\dot{S}(Q) = -V_s \cdot \frac{M}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma} \cdot V_{dr}^n] \quad (3.37)$$

Par conséquent, le terme de commutation est donné par :

$$[V_{dr}^n = K \cdot V_{dr} \cdot \sin g(S(Q))] \quad (3.38)$$

Pour vérifier la condition de stabilité du système, le paramètre doit être positif afin d'atténuer tout dépassement possible de la tension de référence $K \cdot V_{dr}$, Il est souvent utile de rajouter un limiteur de tension qui s'exprime par :

$$[V_{dr}^{lim} = V_{dr}^{max} \cdot sat(Q)] \quad (3.39)$$

3.10 Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant

Avantage	inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • La précision • La stabilité • La simplicité • Faible temps de réponse • La robustesse 	<ul style="list-style-type: none"> • Fait appel à un grand effort de commande, peut détériorer les organes de commande. • On n'a pas le glissement idéal sur la surface mais des zigzags autour de celle-ci. • Ce phénomène est appelé 'broutement' ou encore 'chattering', il engendre plusieurs effet indésirable sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système

TABLE 3.1 – Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant [3].

3.11 Résultats de simulation par la commande mode glissant :

La simulation numérique a été réalisée pour valider la commande par mode glissant des puissances active et réactive statorique de la GADA, en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Le cahier des charges utilisé a été le même que celui présenté dans le chapitre précédent. C'est ici qu'est établie une comparaison entre la commande robuste par mode glissant de la GADA et les commandes par PI et PI fractionnaire précédemment. Les conclusions de la simulation sont exposées dans les parties suivantes.

3.11.1 Test de suivi de consigne :

L'objectif de ce test est de faire varier les niveaux de puissance active et réactive pendant que la machine est entraînée à une vitesse fixe ou variable.

Les résultats de simulation obtenus concernant ce premier test sont illustrés dans la figure 3.9

Selon les résultats de la figure 3.9, il est possible de constater que pour les trois types de commandes simulées (commande par PI, PI fractionnaire et celle par mode glissant), la génératrice suit avec succès les consignes de puissance tant pour la puissance active que fortement réactive. Toutefois, il est remarqué que l'impact du couplage entre les deux axes de commande (d et q), observé sur les courbes obtenues avec la méthode indirecte par PI classique, est considérablement réduit dans le cas de la commande par mode glissant. En revanche, il est observé que la modification de la vitesse mécanique de la GADA n'a eu aucun impact sur les trois types de commande.

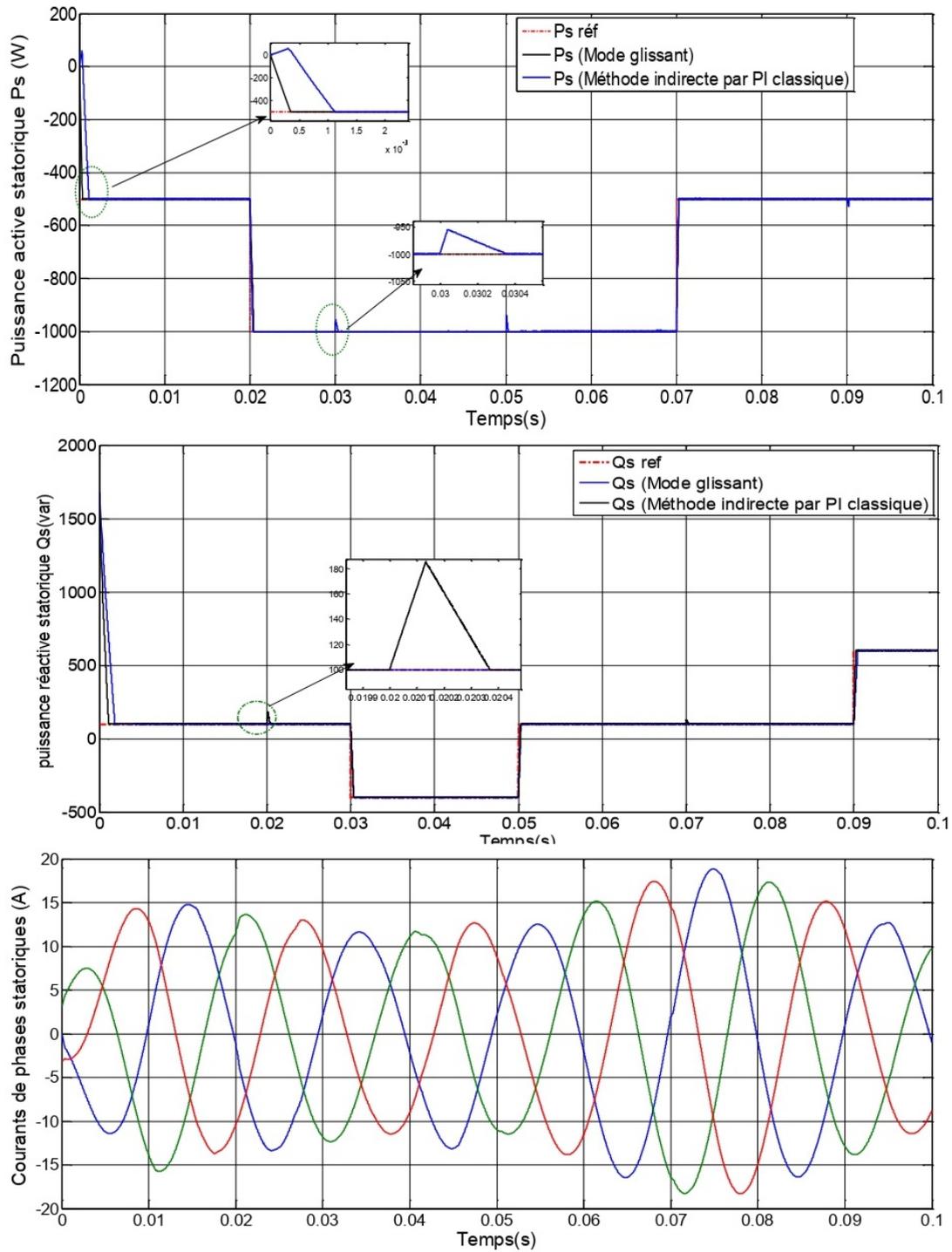


FIGURE 3.9 – Test de suivi de consigne de Commande par mode glissant.

3.11.2 Test de robustesse :

Nous avons également examiné l'impact des variations paramétriques sur les performances de la régulation de la GADA afin de tester la robustesse de la commande par mode glissant. Les différentes configurations du modèle de la GADA ont été modifiées de la même manière que dans le chapitre précédent. Ce test réalise également une comparaison avec la commande indirecte par PI traditionnelle. Les conclusions de la simulation sont présentées dans les graphiques 3.10 et 3.11

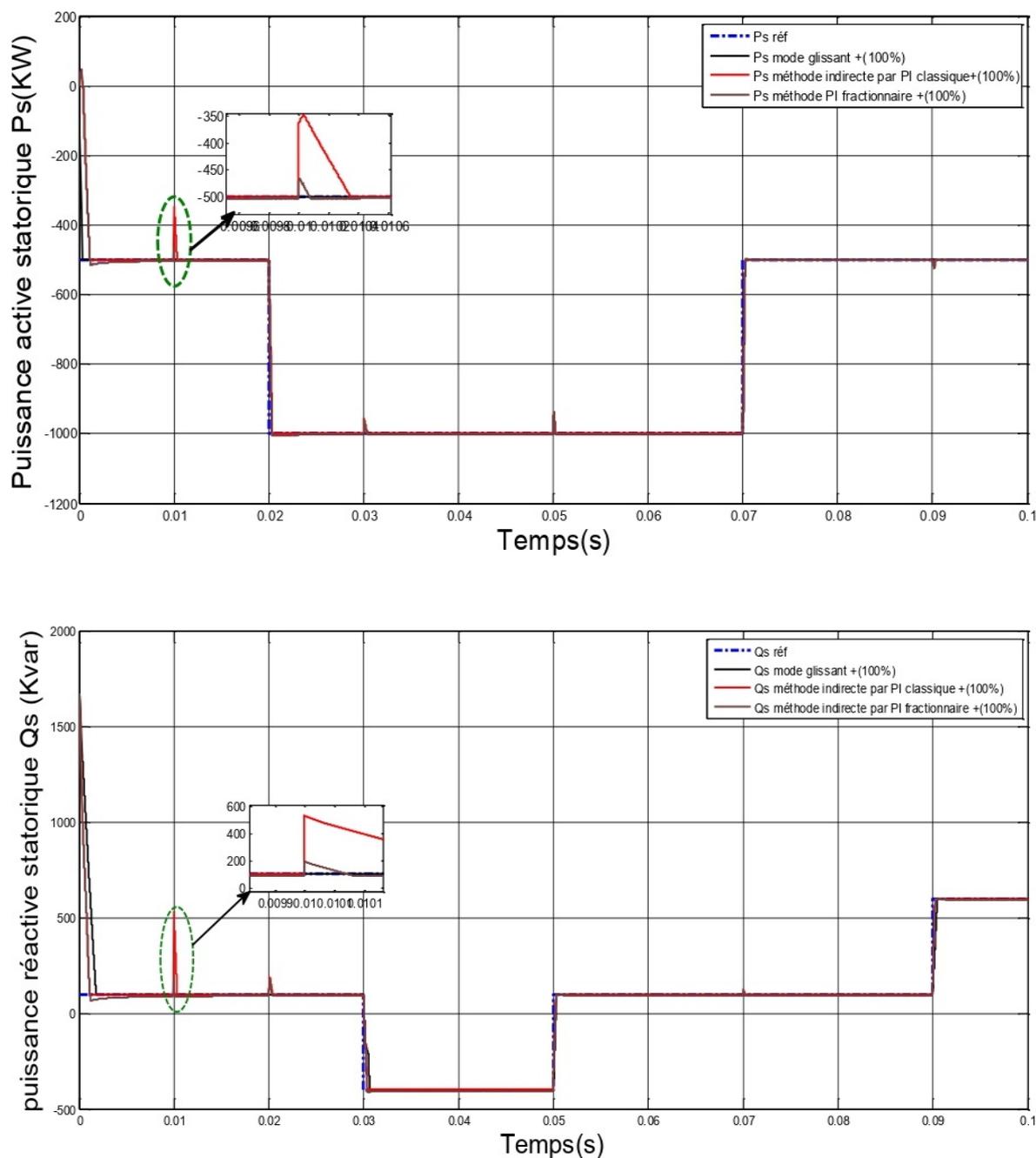


FIGURE 3.10 – Test de robustesse de la commande par mode glissant de la GADA.

3.11.3 Comparaison des écarts sur les puissances actives et réactives des trois méthodes de commande :

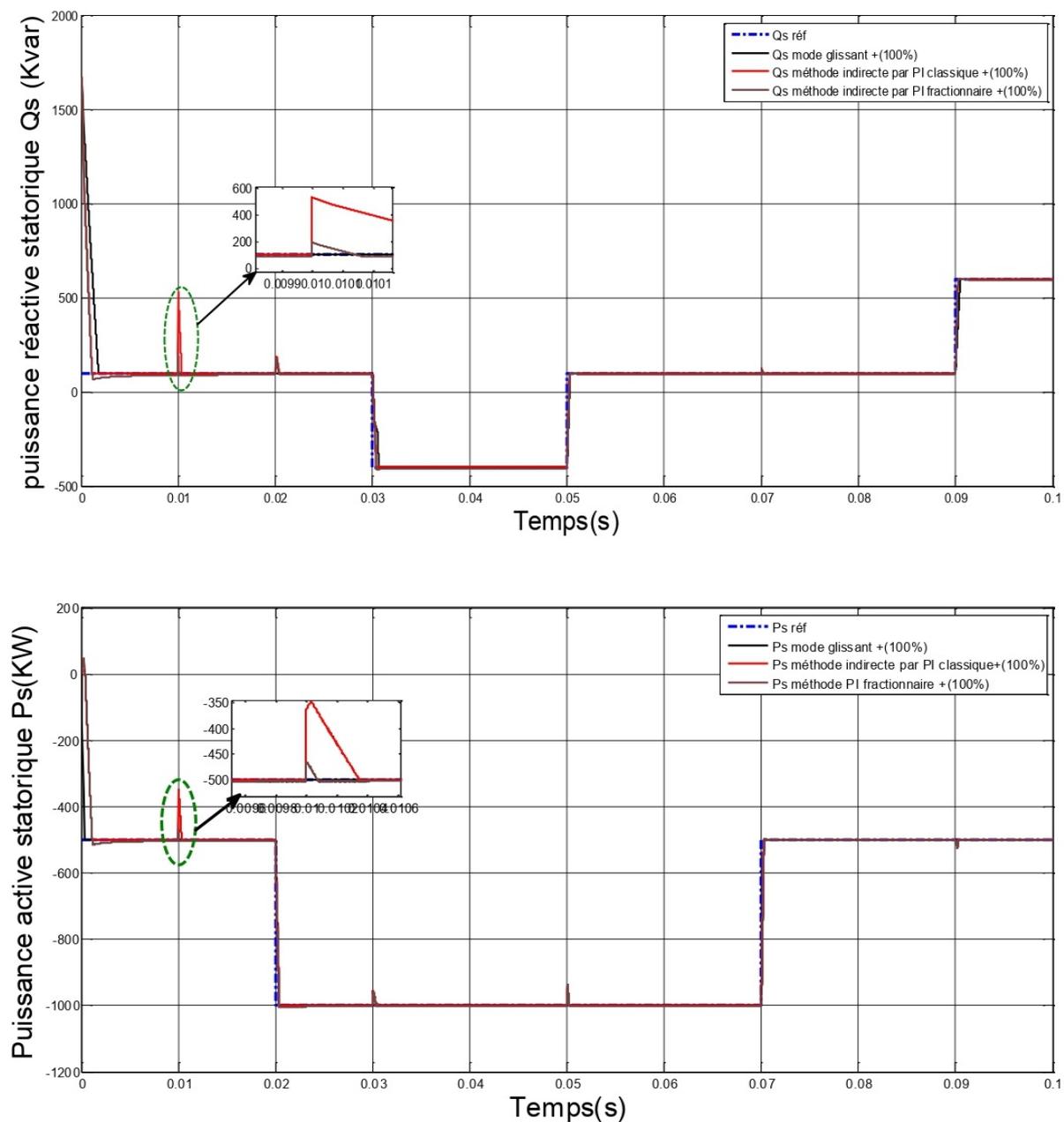


FIGURE 3.11 – Comparaison des écarts sur les puissances actives et réactives des trois méthodes de commande

Ces résultats montrent que pour les trois modes de commande, la génératrice suit toujours les consignes de puissances, tant pour la puissance active que pour la puissance réactive.

Toutefois, il est observé que les fluctuations paramétriques ont entraîné une légère augmentation de l'erreur statique sur les courbes de puissances (en particulier celle de la puissance active) obtenues par les trois méthodes. Cependant, ces fluctuations ont eu un

impact très faible (voir figure 3.11) sur la courbe de la puissance réactive obtenue par la commande par mode glissant par rapport à celle indirecte et PI fractionnaire.

Enfin, il est possible de conclure que la commande par mode glissant a été plus efficace que celle indirecte par PI et PI fractionnaire.

Cependant, des perturbations néfastes ont été observées, en particulier sur les courbes de puissances de la GADA, ce qui a réduit la disparité entre les trois méthodes. La principale cause de ces perturbations réside dans la présence du phénomène de chattering associé à la nature discontinue de la commande par mode glissant. Dans la section suivante, nous exposerons des solutions visant à résoudre et/ou réduire l'impact de ce phénomène.

Caractéristique	Contrôleur PI classique	Contrôleur PI fractionnaire	Contrôleur par mode glissant
Simplicité	Elevée	Moyenne	Faible
Robustesse	Bonne	Bonne	Excellente
Stabilité	Bonne	Bonne	Excellente
Précision	Moyenne	Bonne	Excellente
Suivi de consigne	Correct	Bon	Excellent
Insensibilité aux perturbations	Moyenne	Bonne	Excellente
Complexité de mise en œuvre	Faible	Moyenne	Elevée
Coût	Faible	Moyen	Elevé

TABLE 3.2 – Comparaison entre les commandes PI classiques, fractionnaires et par mode glissant.

3.12 Elimination du chattering :

Afin de réduire ou d'éliminer le phénomène de chattering, de nombreuses techniques ont été proposées. On cite dans cette section quelques techniques les plus utilisées.

3.12.1 Remplacement de la fonction "sign" par une fonction continue

Plusieurs solutions ont été suggérées pour diminuer ou éliminer ce phénomène. Il y a des techniques telles que celle de la couche limite (boundary layer) qui implique de substituer la fonction sign de la loi de commande par une approximation continue à gain élevé dans un proche voisinage de S , et saturée en dehors de ce voisinage. Le régime glissant qui en découle ne se limite plus à S , mais se situe dans un voisinage proche de celui-ci. Dans cette situation, on qualifie le système de régime pseudo-glissant.

Ces techniques diminuent la résistance de la commande. Elles sont réglées avec une constante positive δ afin de trouver un équilibre optimal entre la diminution du chattering et la préservation de la solidité. Lorsque δ est plus petit dans les méthodes exposées ici, l'approximation tend davantage vers la fonction sign, ce qui améliore la robustesse, au détriment de la réduction du chattering [40].

Les 2 fonctions les plus utilisées sont :

3.12.1.a La fonction saturation < sat > :

Il s'agit de substituer la fonction $\text{sign}(S)$ par la droite de pente $\frac{1}{\delta}$ à l'intérieur d'une bande de largeur 2δ aux deux extrémités de la surface de glissement, la discontinuité étant conservée à l'extérieur de cette bande. Elle est représentée par :

$$\text{sat}(S, \delta) = \begin{cases} \sin g(S) & \text{si } |S| > \delta \\ \frac{S}{\delta} & \text{si } |S| \leq \delta \end{cases}$$

et représentée avec $\delta = 1$ sur la figure ci-après.

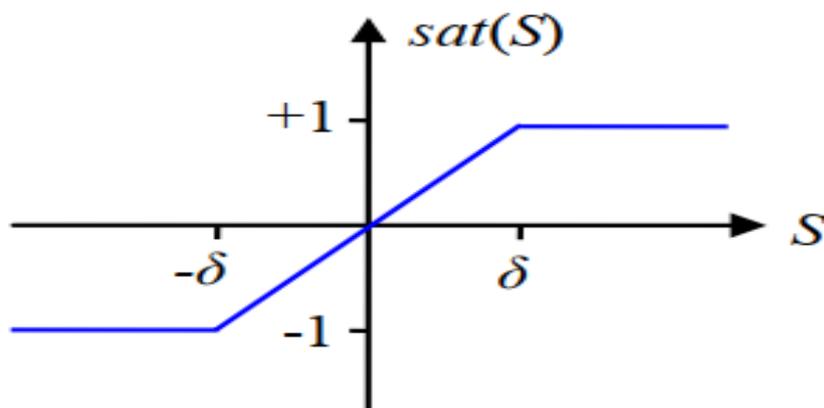


FIGURE 3.12 – Définition de la fonction "sat" .

3.12.1.b La fonction < sign + saturation > :

On peut combiner la fonction sat précédente avec la fonction sign.

$$\text{sat}(S, \delta) = \begin{cases} (a + b) \cdot \sin g(S) & \text{si } |S| > \delta \\ a \frac{S}{\delta} + b \cdot \sin g(S) & \text{si } |S| \leq \delta \end{cases}$$

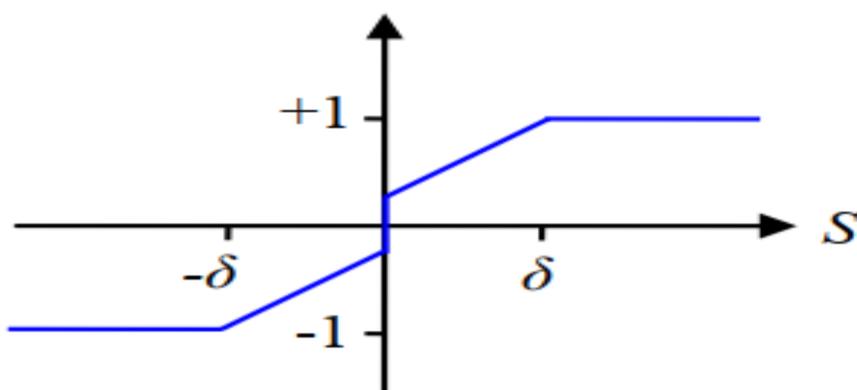


FIGURE 3.13 – Définition de la fonction "sign + sat" .

Lorsque $a > 0$, $b > 0$ et $a + b$ n'exécède pas l'amplitude maximale de la commande. On peut le voir dans la figure 3.12 où $\delta = 1$, $a + b = 1$ et $b = 0,3$. Cela permet de conserver l'intégralité des solidités des modes glissants pour des perturbations d'amplitude inférieure

à a b tout en diminuant le chattering par rapport à une commande d'amplitude $a+b$. Si l'amplitude de la perturbation est supérieure à b , la robustesse est altérée, comme dans le précédent cas. Ce choix est approprié si l'on anticipe des perturbations généralement faibles, mais qui peuvent parfois être très intenses.

3.13 Conclusion :

Ce chapitre examine les résultats des lois de commande non linéaire des puissances active et réactive statoriques sur la machine en poursuite, en régulation et en robustesse, en prenant en compte les variations paramétriques des résistances et des inductances. Tout d'abord, nous avons débuté en utilisant la commande par. En revanche, elle utilise des régulateurs proportionnels intégrateurs avec des coefficients fractionnaires afin d'ajuster de manière plus précise les paramètres de contrôle. Grâce à cette méthode, on peut augmenter la précision du contrôle et optimiser les performances du moteur en ce qui concerne sa réponse dynamique. Ensuite, l'utilisation du mode glissant repose sur la génération d'une variation de vitesse entre la consigne et la vitesse réelle du moteur, ce qui permet un contrôle précis du couple et de la vitesse. La dynamique de contrôle de cette méthode est excellente et elle est solide face aux fluctuations de charge et aux perturbations. Les résultats obtenus en utilisant les méthodes de commande suggérées démontrent des performances similaires. La commande par mode glissant a été trouvée très satisfaisante et présente une grande résistance face aux variations paramétriques pour la partie électrique de la génératrice.

CONCLUSION GENERALE

La GADA couplés à des systèmes de conversion d'énergie éolienne (SECÉ) nécessitent des stratégies de contrôle efficaces pour garantir un fonctionnement stable, performant et sécurisé. Parmi les techniques de contrôle couramment employées, les contrôleurs PI classique, fractionnaire et par mode glissant se distinguent par leurs approches et leurs performances spécifiques. Le contrôleur PI classique, simple à implémenter et robuste face aux variations de paramètres, offre un bon compromis entre stabilité et performances. Cependant, sa sensibilité aux perturbations et sa précision limitée peuvent le rendre moins adapté à certains SECÉ exigeants. Les contrôleurs PI fractionnaires, introduisant des degrés de liberté supplémentaires, permettent une meilleure précision et une meilleure robustesse par rapport aux contrôleurs PI classiques. Ils s'avèrent particulièrement utiles pour des applications nécessitant un suivi précis de consignes de puissance ou de couple. Les contrôleurs par mode glissant, basés sur la conception de surfaces glissantes, garantissent une convergence rapide vers l'état désiré et une insensibilité aux perturbations. Leur robustesse et leur précision les rendent attractifs pour des SECÉ soumis à des conditions dynamiques difficiles. Le choix de la stratégie de contrôle la plus adaptée pour un GADA dans un SECÉ particulier dépend de plusieurs facteurs, tels que les exigences en matière de précision, de robustesse, de stabilité et de complexité de mise en œuvre. En résumé que Les contrôleurs PI classiques offrent un bon compromis entre simplicité, robustesse, stabilité et performances. Ils sont faciles à implémenter et économiques, mais leur précision et leur insensibilité aux perturbations peuvent être limitées. Les contrôleurs PI fractionnaires offrent une meilleure précision et une meilleure robustesse que les PI classiques, tout en conservant une complexité de mise en œuvre raisonnable. Ils sont bien adaptés aux applications nécessitant un suivi précis de consignes. Les contrôleurs par mode glissant offrent les meilleures performances en termes de convergence rapide, d'insensibilité aux perturbations, de robustesse et de précision. Cependant, ils sont plus complexes à implémenter et plus coûteux. Le choix de la stratégie de contrôle dépendra des exigences spécifiques du système éolien, des conditions de fonctionnement et des ressources disponibles pour la mise en œuvre. Pour des applications nécessitant une robustesse élevée et une réponse rapide aux perturbations, la commande par mode glissant est souvent la plus appropriée. Pour des systèmes où la simplicité et la facilité de mise en œuvre sont prioritaires, la commande PI classique reste une option viable. La commande PI fractionnaire représente un compromis intéressant, offrant une performance améliorée par rapport à la commande PI classique tout en nécessitant une complexité modérée dans la mise en œuvre.

Annex A

Paramètre de MADA 1.5MW

$$V_s=380 \text{ (V)};$$

$$V_r=0 \text{ (V)};$$

$$R_s=4.85 \text{ } \Omega; R_r=3.805 \text{ } \Omega;$$

$$L_s=0.274 \text{ (H)}; L_r=0.274 \text{ (H)};$$

$$M=0.258 \text{ (H)};$$

$$P=2;$$

$$j=0.02;$$

$$f=0.0005 \text{ (Hz)}; f_s=50 \text{ (Hz)}; f_r=0 \text{ (Hz)};$$

$$W_s=2*\pi*f_s \text{ (rad/s)};$$

$$W_r=300 \text{ (rad/s)};$$

$$g=0.4459;$$

$$k_p=22.12;$$

$$k_i=18.36;$$

$$T_s=L_s/R_s;$$

$$T_r=L_r/R_r;$$

Annex B

1. Schéma bloc de simulation par la commande PI classique

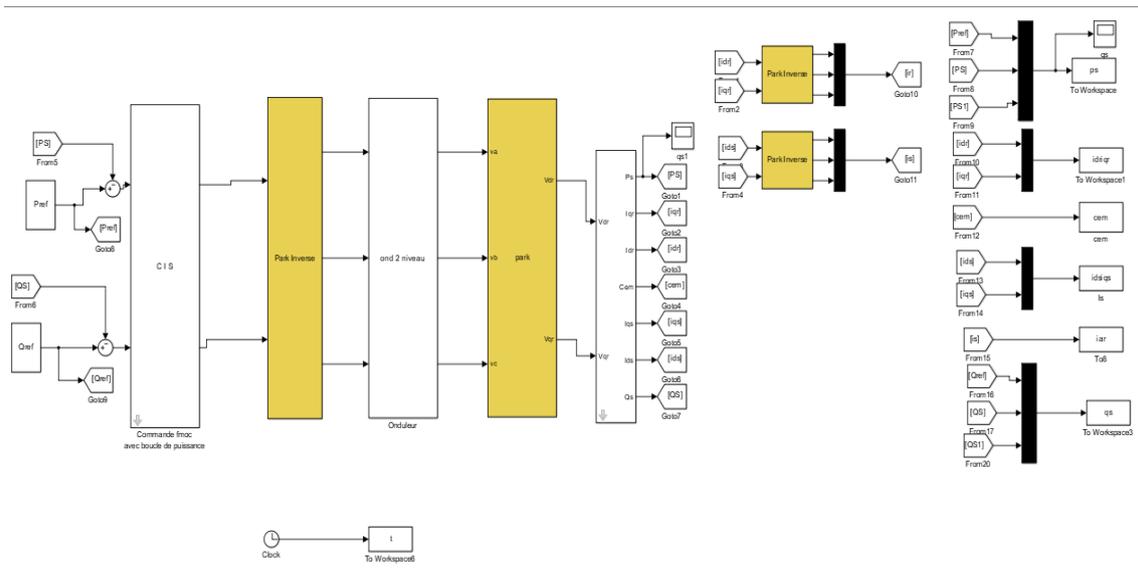


FIGURE B.1 – Schéma bloc de simulation par la commande PI classique

2. Schéma bloc de Park inverse

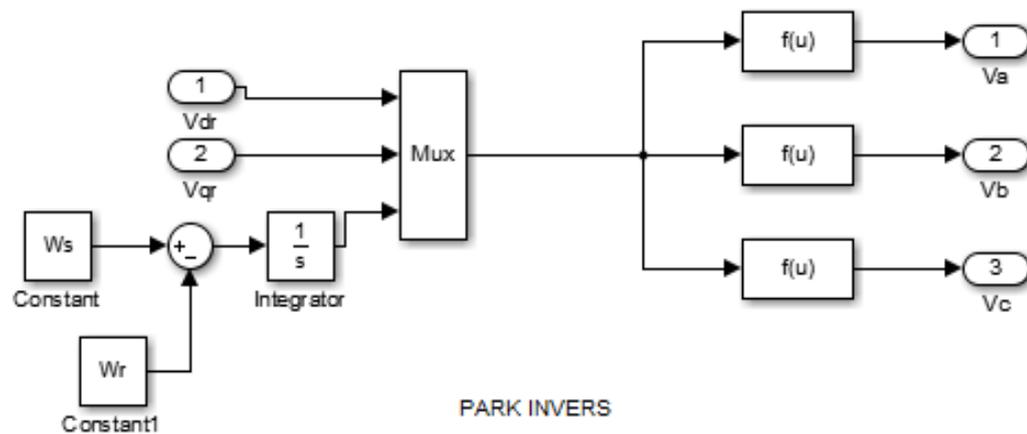


FIGURE B.2 – Schéma bloc de Park inverse

3. Schéma bloc de l'ONDULEUR

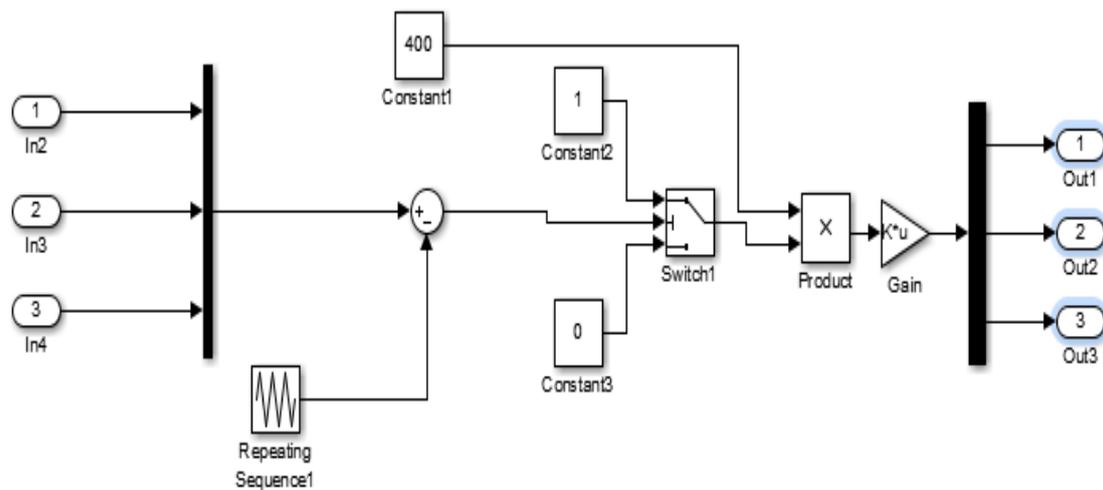


FIGURE B.3 – Schéma bloc du l'ONDULEUR

4. Schéma bloc du Park

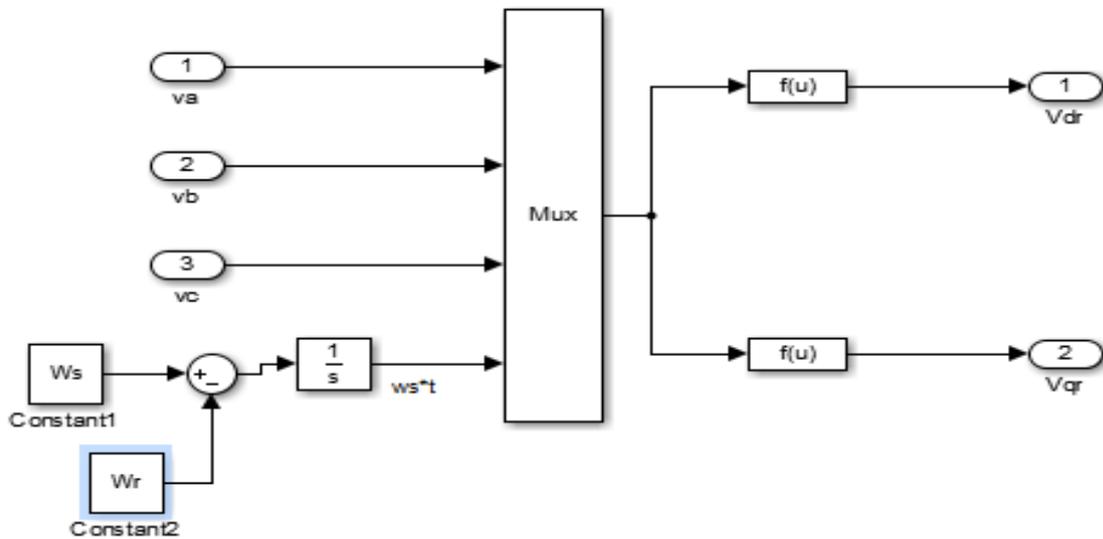


FIGURE B.4 – Schéma bloc du Park

5. Contrôle du mode coulissant

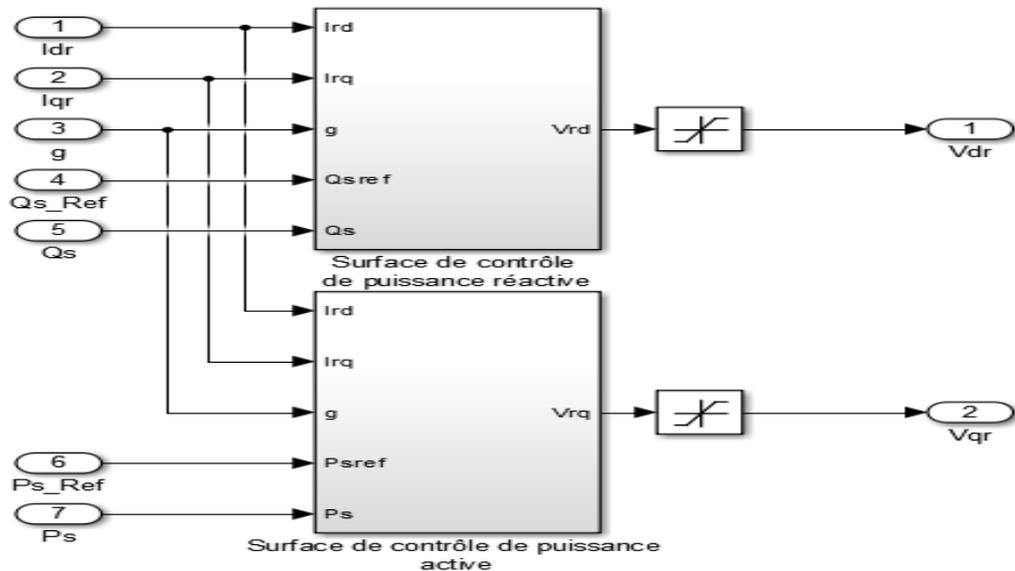


FIGURE B.5 – Contrôle du mode coulissant

6. Surface de contrôle de puissance active

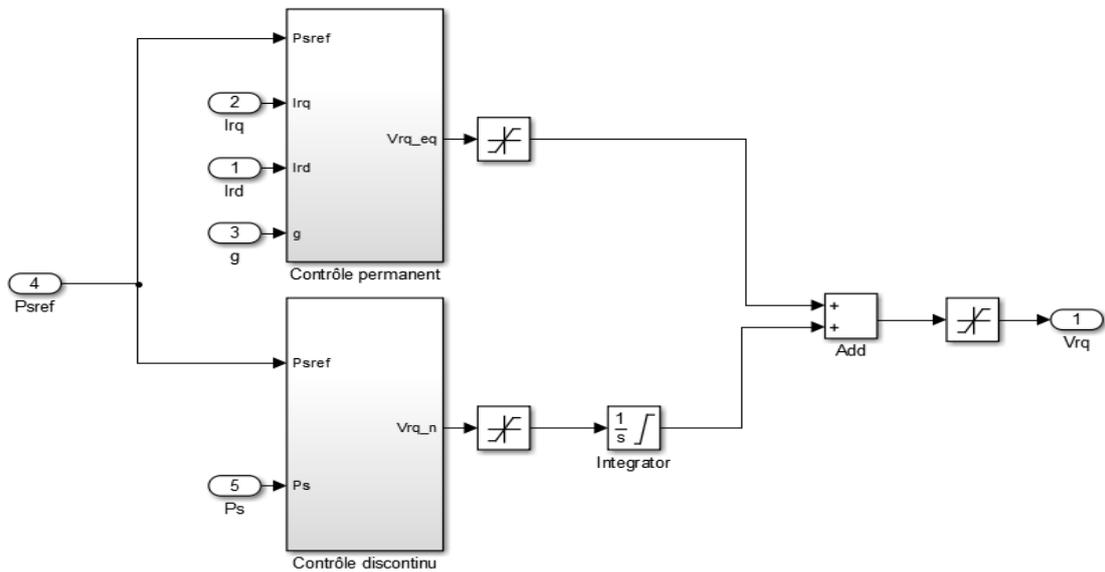


FIGURE B.6 – Surface de contrôle de puissance active

7. Contrôle permanent

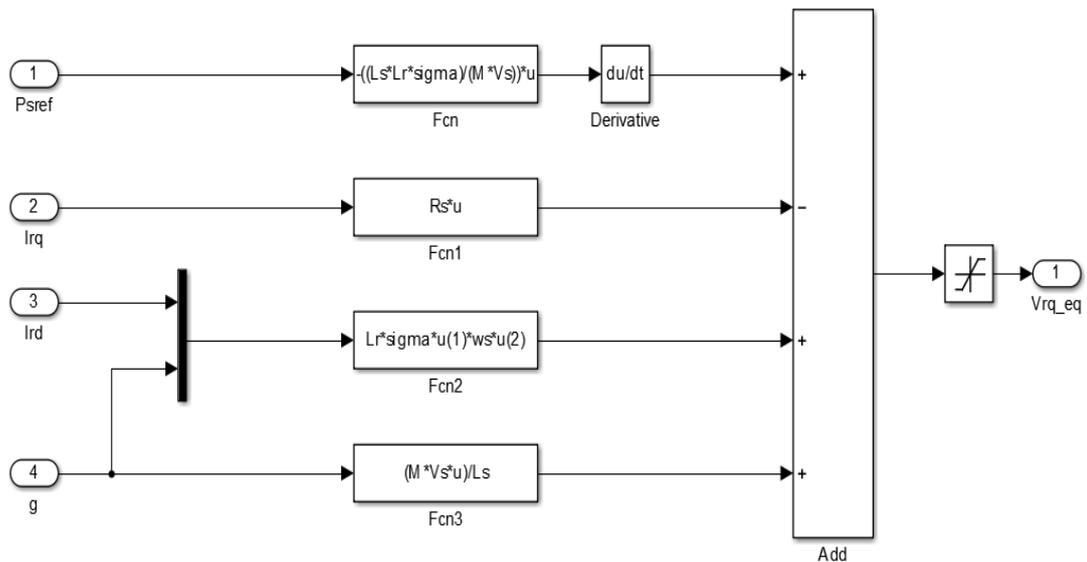


FIGURE B.7 – Contrôle permanent

8. Contrôle discontinu

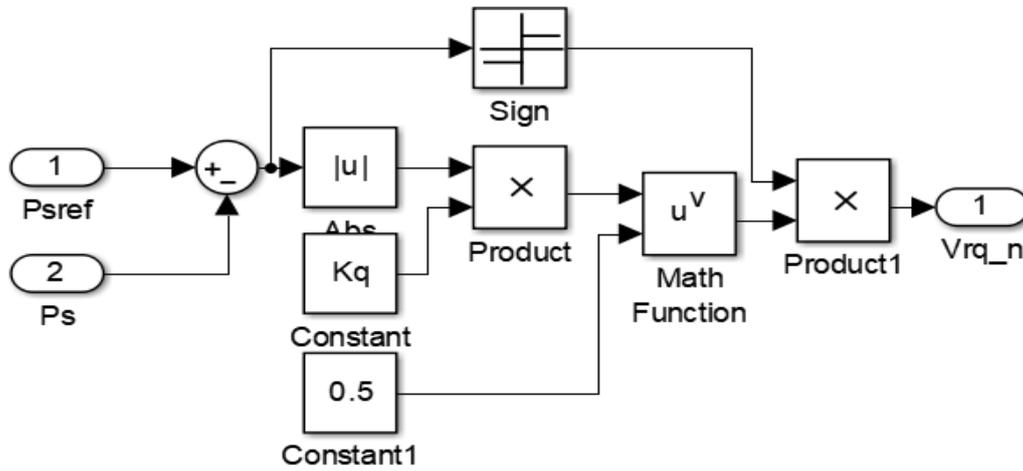


FIGURE B.8 – Contrôle discontinu

Bibliographie

- [1] S.M. Boudia. *Optimisation de l'Évaluation Temporelle du Gisement Énergétique Éolien par Simulation Numérique et Contribution à la Réactualisation de l'Atlas des Vents en Algérie*. PhD thesis, Université de Tlemcen, 2013.
- [2] M. Hassad. influence de la commande d'une gada des systèmes éoliens sur la stabilité des réseaux électriques. Master's thesis, Université Setif, 2012.
- [3] N. Bounasla. Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone a aimants permanents. Master's thesis, Université Mentouri - Constantine, 2014.
- [4] D. Aguglia. *Conception globale des générateurs asynchrones à double alimentation pour éoliennes*. PhD thesis, Université Laval, 2010.
- [5] H. Camblong. *Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génératrice d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variables*. PhD thesis, ENSAM Bordeaux, 2003.
- [6] N. Kasbadji Merzouk. *Evaluation du gisement énergétique éolien. Contribution à la détermination du profil vertical de la vitesse du vent en Algérie*. PhD thesis, Université de Tlemcen, 2006.
- [7] F. Poitiers. *Etude et commande de génératrices asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne*. PhD thesis, Université de Nantes, 2003.
- [8] P. Leconte, M. Rapin, and E. Szechenyi. Eoliennes. *Techniques de l'ingénieur traité de Génie mécanique*, page BM 4 640 21, 2003.
- [9] Amar Benabdellah and Amine Youbi Youcef. Etude et réalisation d'un banc de simulation d'éolienne à base de mada commandée et couplée au réseau triphasé. Master's thesis, Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, 2012.
- [10] Obeid Mohammed Amin and Obeid Houari Chadli Soumia. Étude et modélisation d'une mada pour une application dans un système de conversion d'énergie éolienne. Master's thesis, Université Salhi Ahmed-Naama, 2021.
- [11] B. Toual. *Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation Application à un Système Eolien à Vitesse Variable*. PhD thesis, Université de Batna, 2010.
- [12] Cherfia. *conversion d'énergie produite par des Générateurs éoliens*. PhD thesis, Université Mentouri - Constantine.
- [13] M. Bouaraki. *Etude d'un entraînement à double alimentation pour turbine éolienne à vitesse variable : Application sur un site à TINDOUF*. PhD thesis, Université M'hamed Bougara-Boumerdes, 2012.

- [14] M.A. Hassad. *Influence de la commande d'une GADA des systèmes éoliens sur la stabilité des réseaux électriques*. PhD thesis, Université SETIF 1, 2012.
- [15] F. Merrahi. *Alimentation et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (Application à l'énergie éolienne)*. PhD thesis, Ecole Nationale polytechnique, 2007.
- [16] D. Gurette. *Asservissement d'une éolienne à vitesse variable à pax fixe dans le cadre d'un système de jumelage élien-diésel à haute pénétration*. PhD thesis, Université du Québec à Rimouski, 2010.
- [17] D. Abdelhakim. *Contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation (DFIM)*. PhD thesis, Université de Batna, 2010.
- [18] B. Zinelaabidine. *Etude et commande d'un système de production d'électricité renouvelable locale (énergie éolienne et photovoltaïque)*. PhD thesis, 2015.
- [19] H. Benbouhenni. *Commande De La Machine Asynchrone Par Orientation Du Flux Rotorique*. PhD thesis, 2015. Savant sémantique. <https://www.semanticscholar.org/paper/31a6f3b902c9f921cd43991ad300701a5b426014>.
- [20] H. Mellah, H. Sahraoui, A. Maafa, A. Yahiou, and H. Smail. Generalized predictive control of the active and reactive stator powers of the dfig for wind energy generation. *The Eurasia Proceedings of Science Technology Engineering Mathematics (EPSTEM)*, 26 :X–Y, 2023.
- [21] S. Belhamdi. *Diagnostic Des Défauts De La Machine Asynchrone Controlée Par Différentes Techniques De Comande*. PhD thesis, Université Mohamed Khider Biskra, 2014.
- [22] F. Poitiers. *Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne-machine asynchrone a cage autonome-machine asynchrone a double alimentation reliée au réseau*. PhD thesis, Université de Nantes, 2003.
- [23] Mr Elbia Youcef. *Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté*. PhD thesis, Université El Hadj Lakhdar Batna, 2009.
- [24] A. Rumeau. *Modélisation comportementale en génie électrique sous-représentation d'effusive : Méthodes et applications*. PhD thesis, Université de Toulouse, 2009.
- [25] Concepción A. Monje and Blas M. Vinagre. *Fractional-order systems and controls : fundamentals and applications*. Springer Science Business Media, 2010.
- [26] Blas M. Vinagre, Duarte Valério, and José Sá Da Costa. Fractional pid controllers for industry application. a brief introduction. *Journal of Vibration and Control*, 13(9-10) :1419–1429, 2007.
- [27] Duarte Valério and José Sá Da Costa. Tuning of fractional pid controllers with ziegler–nichols-type rules. *Signal processing*, 86(10) :2771–2784, 2006.
- [28] Shantanu Das. *Functional fractional calculus*, volume 1. Springer, 2011.
- [29] Igor Podlubny. Fractional-order systems and pi/sup/spl lambda./d/sup/spl mu// - controllers. *IEEE Trans. Autom. Control*, 44(1) :208–214, 1999.
- [30] T. Yoshimura. Adaptive sliding mode control for a class of non-linear discrete-time systems with mismatched time-varying uncertainty. *International Journal of Modeling Identification and Control*, 2008.
- [31] W. Gao and J.E. Hung. Variable structure control system. *IEEE Trans. Ind. Elec.*, 40(1) :45–55, February 1993.

-
- [32] A. Hussain. *Contribution à la commande adaptative robuste par modes glissants*. PhD thesis, Université de Reims Champagne Ardenne, 2009.
- [33] A. Boumediene. *Recherche et développement de nouvelles approches de commandes d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension*. PhD thesis, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2007.
- [34] P. Enrici. *Introduction à la conversion d'énergie éolienne*. 2003. cours de DEA décembre 2003.
- [35] M. Loucif. *Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur*. PhD thesis, Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen, 2016.
- [36] B. Bandyopadhyay, F. Deepak, and Kyung-Soo Kim. *Sliding mode control using novel sliding surfaces*, volume 392 of *Lecture Notes in Control and Information Sciences*. Springer, 2012.
- [37] A. Choukchou-Braham. *Contribution à la stabilisation des systèmes mécanique sous actionnés*. PhD thesis, Université de Tlemcen, 2011.
- [38] S. Drid. *Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation*. PhD thesis, Université de Batna, 2005.
- [39] Y. Bekakra and D. Ben Attous. Sliding mode controls of active and reactive power of a dfig with mppt for variable speed wind energy conversion. *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, 5(12) :2274–2286, 2011.
- [40] V. Bregeault. *Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants*. PhD thesis, École Centrale de Nantes, 2010.
- [41] Meriem Abdellatif. *Continuité de service des entraînements électriques pour une machine à induction alimentée par le stator et le rotor en présence de défauts capteurs*. PhD thesis, INP Toulouse, 2010.
- [42] A. Hazzab. *Commande des systèmes par logique floue réseaux neurones et algorithmes génétiques*. PhD thesis, USTO, 2006.
- [43] J.J.E. Slotine and W. Li. *Applied nonlinear control*. Prentice Hall, 1998.