

**UNIVERSITE BLIDA 1**

**Faculté de Technologie**

Département d'Electronique

**THESE DE DOCTORAT  
EN SCIENCE**

Spécialité : Electronique

MODÉLISATION, OPTIMISATION ET DISPOSITIF DE COMMANDE POUR LA  
PRODUCTION DE L'ÉNERGIE DE SOURCE ÉOLIENNE

Par

**Naoual TIDJANI**

Devant le jury composé de

|                     |                          |                    |
|---------------------|--------------------------|--------------------|
| Zoubir. BENSELAMA   | Professeur, Univ. Blida1 | Président          |
| M'Hamed BOUNEKHLA   | Professeur, Univ. Blida1 | Examineur          |
| Belkacem BENADDA    | Professeur, Univ Tlemcen | Examineur          |
| Youcef BOT          | MCA, Univ Khemis Miliana | Examineur          |
| Hocine BELMILI      | DR, UDES                 | Examineur          |
| Abderrezek GUESSOUM | Professeur, Univ. Blida1 | Directeur de thèse |

Blida, 2021

## ملخص

إن لطاقة الرياح إستجابة قوية للإلتزامات بالحد من غازات الإحتباس الحراري. في هذا الإطار، من الهياكل المرتبطة بتطوير مولدات توربينات الرياح تعد حاليا ذات أهمية كبرى في جميع المنشآت الصناعية.

ترتكز أعمال هذه الأطروحة على دراسة سلسلة تحويل طاقة, المكونة من مغناطيسي دائم متزامن الذي يتم تحريكه بسرعة متغيرة. في هذا السياق، يتم تطبيق التحكم حسب ظروف التشغيل المختلفة.

تم تصميم تمثيل حالة النظام الديناميكي المدروس على شكل بنية ضبابية من نوع Takagi Sugeno لغرض التخفيض من تعقيده. وفي نفس الوقت تهدف إستراتيجية التحكم المقترحة لتعظيم الطاقة الناتجة من التوربينات في حالة رياح منخفضة. بالإضافة إلى ذلك في حالة الرياح القوية تقتصر الطاقة إلى القيمة الحدية لمولد (GSAP).

يتم تحقيق استقرار الحلقة المغلقة المتأثرة باضطرابات خارجية باستعمال نظام تحكم من استرجاع الحالة (PDC). في هذا الإطار، يتم حساب مكسب هذا التحكم و كذا مكاسب ملاحظ الحالة باستعمال اللامساوات المصفوفة الخطية (LMIs).

بفضل مفهوم المتغيرات الإفتراضية المطلوبة، يتم تطوير تحكم قوي لتحليل أداءات النظام (TS) المعزز تحت تأثير الأداءات الغير مؤكدة بواسطة المعيار  $H_{\infty}$  بغرض التقليل من الاضطرابات الخارجية.

## RÉSUMÉ

L'énergie éolienne répond fortement à l'engagement de réduction des gaz à effet de serre. Pour cela, plusieurs topologies liées au développement des générateurs de turbine éolienne, apportent l'intérêt d'être aujourd'hui légion dans toutes les installations industrielles. Les travaux de cette thèse, concernent l'étude des performances de la chaîne de conversion d'énergie éolienne, qui est basée sur le générateur synchrone à aimant permanent (GSAP) et entraînée à une vitesse variable. Dans ce contexte, différentes stratégies de commande, sont appliquées selon les conditions de fonctionnement.

La représentation d'état du système dynamique étudié, est modélisée par la structure floue de type Takagi-Sugeno, afin de réduire sa complexité. Cependant, la stratégie de commande proposée vise à maximiser la puissance extraite par l'éolienne pour les faibles vitesses de vent. De plus, lorsque le cas des vents forts est considéré, la puissance est limitée à la valeur nominale de la GSAP. La stabilité du système en boucle fermée affecté par des perturbations externes est réalisée suivant la commande par retour d'état PDC. Dans ce cadre, les gains de retour d'état et ceux de l'estimateur par observateur, sont déterminés par les outils d'inégalités matricielles linéaires (LMIs).

Grâce au concept des variables virtuelles désirées (VDVs), le développement d'une commande robuste pour l'analyse des performances du système TS augmenté, considéré sous l'effet des paramètres incertains, est appliqué par la commande  $H_\infty$  dont le but d'atténuer la perturbation.

**Mots clés :** Turbine éolienne, GSAP, Modèle flou Takagi Sugeno, Commande et Observateur, LMIs, Performance  $H_\infty$ .

# ABSTRACT

Wind energy is a strong response to the commitment to reduce greenhouse gases. For this, several topologies linked to the development of wind turbines, bring the interest of being today legion in all industrial installations. The work of this thesis focuses on the study of the performance of the wind energy conversion chain, which is based on the permanent magnet synchronous generator (PMSG) and driven at variable speed. In this context, different control strategies are applied depending on the operating conditions.

The state representation of the dynamic system studied is modeled by the fuzzy structure of the Takagi-Sugeno type, in order to reduce its complexity. However, the proposed control strategy aims to maximize the power extracted by the wind turbine for low wind speeds. In addition, when the case of strong winds is considered, the power is limited to the nominal value of the GSAP. The stability of the closed loop system affected by external disturbances is achieved following the PDC status feedback control. In this context, the state feedback gains and those of the observer estimator are determined by the linear matrix inequalities (LMIs) tools.

Due to the concept of desired virtual variables (VDVs), the development of a robust command for the performance analysis of the augmented T-S system, considered under the effect of uncertain parameters, is applied by the command  $H_\infty$  whose purpose is to mitigate the disturbance.

**Key words** : Wind turbine, PMSG, Takagi Sugeno fuzzy model, control and observer, LMIs,  $H_\infty$  performance.

# DÉDIDACE

À mes trois adorables enfants, Yacine, Lyna et Mehdi.

À mon cher mari.

## REMERCIEMENTS

J'exprime tout d'abord ma grande gratitude à Dieu le tout puissant, de m'avoir donné le souffle et le courage de réaliser ce travail.

En premier lieu, je tiens à présenter mes sincères remerciements à Monsieur Abderrezak GUESSOUM, Professeur à l'université Blida 1, d'avoir accepté de diriger mes travaux de recherche et pour la confiance qu'il m'a attribuée.

Je présente mes sincères remerciements à Monsieur Zoubir BENSELAMA, Professeur à l'université Blida 1 pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Je tiens également à remercier les honorables membres du jury, Professeur M'hamed BOUNEKHLA de l'université blida 1, Professeur Belkacem BENADDA de l'université Abou Beker Belkaid de Tlemcen, Youcef BOT Maître de conférence de l'université Djilali Bounaama Khemis Miliana et Hocine BELMILI directeur de recherche de l'UDES, qui me font l'honneur de bien vouloir évaluer ce travail.

Je tiens également à remercier Djamel Ounnas Maître de conférence de l'université de Laarbi Tebessi, Tebessa pour son immense aide pour mener à bien mes recherches.

Mes remerciements vont aussi à mes chère collègues et amies Zora REGUIEG et Malika LATROUSSE pour leurs conseils, et la relecture scrupuleuse de la thèse avec les suggestions toujours avisées.

Enfin, je termine par remercier tous ceux qui ont apporté leurs soutiens et leurs informations à ce travail.

# TABLE DES MATIÈRES

|   |           |
|---|-----------|
| <b>INTRODUCTION</b>   | <b>12</b> |
| <b>1 ÉTAT DE L'ART SUR LA CONVERSION DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE</b>        | <b>14</b> |
| 1.1 Introduction . . . . .  | 14        |
| 1.2 Contexte général . . . . .  | 14        |
| 1.3 Production d'énergie électrique par des éoliennes . . . . .       | 18        |
| 1.3.1 Différents types d'éoliennes . . . . .                          | 18        |
| 1.3.2 Turbines éoliennes à axe vertical . . . . .                     | 19        |
| 1.3.3 Turbines éoliennes à axe horizontal . . . . .                   | 19        |
| 1.4 Descriptif d'une éolienne . . . . .                               | 20        |
| 1.4.1 Éolienne à vitesse fixe . . . . .                               | 20        |
| 1.4.2 Éolienne à vitesse variable . . . . .                           | 21        |
| 1.5 Modélisation de la turbine . . . . .                              | 21        |
| 1.5.1 Puissance aérodynamique . . . . .                               | 22        |
| 1.5.2 Couple aérodynamique . . . . .                                  | 23        |
| 1.5.3 Modèle du multiplicateur . . . . .                              | 24        |
| 1.5.4 Fonctionnement dynamique de l'arbre de la génératrice . . . . . | 24        |
| 1.6 Stratégies de contrôle de l'éolienne à vitesse variable . . . . . | 25        |
| 1.7 Techniques d'extraction de puissance maximale . . . . .           | 26        |
| 1.7.1 Stratégies de commande MPPT . . . . .                           | 26        |
| 1.7.2 Contrôle en charge pleine . . . . .                             | 28        |
| 1.8 Résultats des simulations . . . . .                               | 29        |
| 1.9 Conclusion . . . . .  | 31        |
| <b>2 ÉOLIENNE BASÉE SUR LA GSAP CONNECTÉE AU RÉSEAU</b>               | <b>32</b> |
| 2.1 Introduction . . . . .  | 32        |
| 2.2 Modélisation et commande de la chaîne de conversion . . . . .     | 33        |
| 2.2.1 Expression des tensions statoriques . . . . .                   | 34        |
| 2.2.2 Expression des flux statoriques . . . . .                       | 35        |
| 2.3 Commande en couple . . . . .                                      | 36        |
| 2.4 Liaison avec le réseau . . . . .                                  | 38        |
| 2.4.1 Stratégies de contrôle du côté réseau . . . . .                 | 39        |
| 2.4.2 Contrôle des courants envoyés au réseau électrique . . . . .    | 40        |
| 2.4.3 Synthèse des régulateurs . . . . .                              | 40        |
| 2.5 Optimisation par la méthode des essais particuliers . . . . .     | 41        |
| 2.6 Résultats des simulations . . . . .                               | 43        |
| 2.7 Conclusion . . . . .  | 46        |

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| <b>3</b> | <b>MODÉLISATION ET ANALYSE DE LA STABILITÉ DES MODÈLES FLOUS T–S</b>                                     | <b>48</b> |
| 3.1      | Introduction . . . . .   | 48        |
| 3.2      | Présentation de la structure de modèles flous (T–S) . . . . .  | 48        |
| 3.3      | Modélisation floue type Takagi Sugeno . . . . .  | 50        |
| 3.3.1    | Identification du modèle T-S . . . . .   | 50        |
| 3.3.2    | Linéarisation du modèle T-S . . . . .  | 50        |
| 3.3.3    | Décomposition du modèle T-S . . . . .  | 51        |
| 3.4      | Stabilité des modèles flous T–S . . . . .  | 55        |
| 3.4.1    | Stabilisation des modèles flous TS par retour d'état . . . . .   | 55        |
| 3.4.2    | Stabilisation des modèles flous TS par retour de sortie . . . . .  | 59        |
| 3.4.3    | Variable de prémisse mesurable . . . . .   | 60        |
| 3.4.4    | Variable de la prémisse non mesurable . . . . .  | 61        |
| 3.5      | Commande par retour de sortie appliquée à la GSAP . . . . .  | 63        |
| 3.5.1    | Modèle non linéaire de la GSAP . . . . .   | 64        |
| 3.5.2    | Modélisation flou T-S de la GSAP . . . . .   | 64        |
| 3.6      | Synthèse de la loi de commande basée sur l'observateur . . . . .   | 65        |
| 3.7      | Résultats des simulations . . . . .  | 66        |
| 3.8      | Conclusion . . . . .   | 67        |
| <b>4</b> | <b>SUIVI DE LA TRAJECTOIRE DES MODÈLES T–S PERTURBÉS ET CRITÈRE DE PERFORMANCE <math>H_\infty</math></b> | <b>68</b> |
| 4.1      | Introduction . . . . .   | 68        |
| 4.2      | Modélisation d'un système T-S perturbé . . . . .   | 68        |
| 4.3      | Synthèse du contrôleur flou T-S robuste . . . . .  | 69        |
| 4.4      | Conditions LMIs pour la synthèse $H_\infty$ . . . . .  | 71        |
| 4.5      | Commande floue de type T-S d'une GSAP . . . . .  | 73        |
| 4.5.1    | Modèle non linéaire de la GSAP dans le repère de Park . . . . .  | 73        |
| 4.5.2    | Modèle flou de type T-S la GSAP . . . . .  | 73        |
| 4.5.3    | Synthèse de la loi de la commande non linéaire . . . . .   | 74        |
| 4.6      | Résultats des simulations . . . . .  | 76        |
| 4.7      | Conclusion . . . . .   | 79        |
|          | <b>Conclusion générale</b>   | <b>80</b> |
|          | <b>APPENDICE A</b>   | <b>81</b> |
| <b>A</b> | <b>SYNTHÈSE DES RÉGULATEURS PI</b>   | <b>82</b> |
| A.1      | Calcul de gains pour la vitesse mécanique . . . . .  | 82        |
| A.2      | Calcul de gains du courant statorique de la machine $i_{sd}$ . . . . .                                   | 82        |
| A.3      | Calcul de gains du courant statorique de la machine $i_{sq}$ . . . . .                                   | 82        |
| A.4      | Calcul de gains de la tension du bus continu . . . . .   | 82        |
| A.5      | Calcul de gains du courant $i_{rd}$ de réseau . . . . .  | 83        |
| A.6      | Calcul de gains du courant $i_{rq}$ de réseau . . . . .  | 83        |
|          | <b>APPENDICE B</b>   | <b>83</b> |



|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>B</b> | <b>UTILISATION DU FORMALISME LMIs</b>                             | <b>84</b> |
| B.1      | Définition des inégalités matricielles linéaires (LMIs) . . . . . | 84        |
| B.2      | Complément de Schur . . . . .                                     | 84        |
| B.3      | BMI . . . . .   | 84        |
|          | <b>APPENDICE C</b>  | <b>86</b> |
| <b>C</b> | <b>STABILITÉ AU SENS DE LYAPUNOV</b>                              | <b>87</b> |
| C.1      | Seconde méthode de Lyapunov (méthode directe) . . . . .           | 87        |
| C.2      | Fonctions de Lyapunov usuelles . . . . .                          | 88        |
| C.2.1    | Fonction de Lyapunov quadratique . . . . .                        | 88        |
| C.2.2    | Fonction polyquadratique . . . . .                                | 89        |
| C.2.3    | Fonction affine paramétrique . . . . .                            | 89        |
| C.2.4    | Fonctions continues par morceaux . . . . .                        | 89        |
| C.3      | Gains de la commande et de l'observateur flou T-S . . . . .       | 90        |
|          | <b>APPENDICE D</b>  | <b>90</b> |
| <b>D</b> | <b>LISTE DES ABRÉVIATIONS</b>                                     | <b>91</b> |

## LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAPHIQUES ET TABLEAUX

|      |   |    |
|------|---|----|
| 1.1  | Évolution des capacités installées des éoliennes terrestres (onshore) et des éoliennes implantées en mer (offshore) . . . . . | 15 |
| 1.2  | Carte du gisement éolien en Algérie . . . . .   | 16 |
| 1.3  | Mise en service de la ferme éolienne d'Adrar . . . . .  | 17 |
| 1.4  | Programme de développement des énergies renouvelables . . . . .   | 18 |
| 1.5  | Différents types d'éolienne . . . . .   | 19 |
| 1.6  | Eléments constituant une éolienne . . . . .   | 20 |
| 1.7  | Schéma de la turbine éolienne . . . . .   | 21 |
| 1.8  | Modèle d'une éolienne . . . . .   | 22 |
| 1.9  | Coefficient de puissance des différentes configurations d'éoliennes . . . . .   | 23 |
| 1.10 | Schéma bloc du modèle de la turbine . . . . .   | 24 |
| 1.11 | Zones de fonctionnement de l'éolienne . . . . .   | 25 |
| 1.12 | Caractéristique de la puissance mécanique en fonction de la vitesse de rotation . . . . .                                     | 26 |
| 1.14 | Coefficient aérodynamique en fonction de la vitesse spécifique $\lambda$ . . . . .  | 27 |
| 1.13 | Schéma bloc de la maximisation de puissance extraite avec asservissement  | 27 |
| 1.15 | Schéma bloc de la maximisation de puissance extraite sans asservissement  | 28 |
| 1.16 | Flux d'air sur un profil de pale "stall" . . . . .  | 29 |
| 1.17 | Schéma bloc du contrôle de l'angle d'orientation . . . . .  | 29 |
| 1.18 | Couple électromagnétique pour la MPPT avec et sans asservissement .   | 30 |
| 1.19 | Coefficient de puissance . . . . .  | 30 |
| 2.1  | Schéma bloc du modèle de la chaîne de conversion éolienne . . . . .   | 33 |
| 2.2  | Représentation symbolique de la machine synchrone équivalente au sens de Park . . . . .                                       | 34 |
| 2.3  | Commande vectorielle de la génératrice GSAP . . . . .   | 37 |
| 2.4  | Commande en couple de la génératrice GSAP . . . . .   | 37 |
| 2.5  | Association des convertisseurs à la chaîne éolienne . . . . .   | 38 |
| 2.6  | Commande des courants dans le repère $d - q$ . . . . .  | 39 |
| 2.7  | Schéma bloc du régulateur PI . . . . .  | 40 |
| 2.8  | Déplacement d'une particule . . . . .   | 42 |
| 2.9  | Organigramme de la méthode PSO . . . . .  | 42 |
| 2.10 | Évolution des gains intégrateur et proportionnel en fonction du nombre d'itérations . . . . .                                 | 43 |
| 2.11 | Profil du vent . . . . .  | 43 |
| 2.12 | Vitesse de rotation . . . . .   | 44 |
| 2.13 | Courant direct . . . . .  | 44 |
| 2.14 | Courant en quadrature . . . . .   | 45 |

|      |   |    |
|------|---|----|
| 2.15 | Tension du bus continu . . . . .                                    | 45 |
| 2.16 | Courant de phase et tension de phase . . . . .                      | 46 |
| 2.17 | Puissance réactive . . . . .  | 46 |
| 3.1  | Secteurs non linéaires global et local . . . . .                    | 51 |
| 3.2  | Réponses des systèmes flou et réel de l'exemple 1 . . . . .         | 53 |
| 3.3  | Réponses des systèmes flou et réel de l'exemple 2 . . . . .         | 54 |
| 3.4  | Technique de compensation . . . . .                                 | 56 |
| 3.5  | Reconstruction d'état à base d'observateur . . . . .                | 59 |
| 3.6  | Synoptique de la commande de la GSAP avec un observateur . . . . .  | 63 |
| 3.7  | Courant direct estimé . . . . .                                     | 66 |
| 3.8  | Estimation de $i_q$ et son erreur de poursuite . . . . .            | 66 |
| 3.9  | Estimation de $\Omega_m$ et son erreur de poursuite . . . . .       | 67 |
| 4.1  | Structure de la commande proposée avec l'action intégrale . . . . . | 70 |
| 4.2  | Structure de commande pour un système T-S perturbé . . . . .        | 75 |
| 4.3  | Profil du vent . . . . .  | 76 |
| 4.4  | Suivi de consigne de la vitesse de rotation . . . . .               | 77 |
| 4.5  | Variation des paramètres $\beta, \lambda$ . . . . .                 | 78 |
| 4.6  | Variation du coefficient de puissance $C_p$ . . . . .               | 78 |
| 4.7  | Courants statoriques triphasés . . . . .                            | 79 |
| 4.8  | Puissance mécanique . . . . .                                       | 79 |

# INTRODUCTION

Aujourd'hui, une observation d'une augmentation de la température moyenne mondiale, fait face à une grande inquiétude provoquée par l'activité humaine [1]. Des émissions anthropiques sont responsables des changements climatiques et notamment, la production de l'énergie électrique repose presque intégralement sur la combustion des énergies fossiles. À cet égard, l'enjeu est observé principalement sur les conséquences environnementales. Son effet écologique a engendré une émergence d'accroissement de diverses pollutions ; modifiant ainsi, le bilan énergétique et la température de la terre due à l'augmentation des concentrations de gaz à effet de serre. Ce qui provoque le phénomène de réchauffement climatique d'une ampleur et d'une vitesse sans précédent.

Depuis la révolution industrielle et les progrès technologiques, la consommation d'énergie électrique est devenue de plus en plus courante et indispensable de nos jours. Cette forte consommation va aboutir à l'épuisement des réserves énergétiques fossiles. C'est pourquoi, face à ces impacts, une transition énergétique de grande envergure vers le développement de nouvelles sources d'énergie renouvelables s'impose, suscitant en effet leurs mises en œuvre en tant qu'alternative aux combustibles fossiles. Ces énergies sont plutôt propres, inépuisables, et peuvent pallier à la production d'énergie manquante et répondre à cette demande sans cesse en hausse.

Les énergies renouvelables sont issues de phénomènes naturels, tels que le soleil, le vent, la géothermie et la biomasse. Leur principale caractéristique est qu'elles ne produisent aucune émission polluante pendant la phase de fonctionnement.

Aujourd'hui, le développement de l'énergie éolienne a évolué pour devenir plus performant, avec une dynamique soutenue [2]. La mise en service de nouvelles installations, selon l'implantation en mer et sur terre, connaît un essor important de point de vue production énergétique. Mais les risques inhérents aux opérations d'exploitation, suscitent plusieurs travaux de recherche, afin d'améliorer le comportement et d'optimiser le système de production ; pour le rendre compétitif à moindre coût, et mieux maîtriser la qualité de la prestation par une énergie propre et efficace.

L'énergie éolienne consiste à exploiter l'énergie cinétique du vent transformée au moyen d'un dispositif aérogénérateur. Des stratégies de commandes appropriées permettent l'extraction de la puissance, selon les conditions météorologiques [3], assurant ainsi un taux de rendement important.

L'étude de la dynamique du système éolien repose sur un comportement non linéaire. Les différentes techniques de commandes nécessitent, la maîtrise et le contrôle, de l'énergie produite durant la chaîne de conversion, avant d'être injectée dans le réseau [4].

Les contrôleurs linéaires limitent la capacité à atteindre les performances de

contrôle. Les contrôleurs non linéaires sont mieux adaptés au système de conversion de l'énergie éolienne, comme le contrôle adaptatif non linéaire [5], le contrôle par réseaux de neurones [6], ainsi que le contrôle par mode glissant [7]. En présence des variations paramétriques, les commandes robustes floues de type Takagi-Sugeno sont mieux adaptées en présence de ces perturbations, pour mieux étudier la stabilité et les performances du système [8], [9]. Ces variations considérées comme perturbations font que les performances des contrôleurs classiques deviennent insuffisantes, d'où la nécessité de concevoir et de développer des commandes robustes [10].

Les travaux de recherche que nous exposons dans ce document, concernent l'exploration de la chaîne de production d'énergie éolienne. Ils s'inscrivent dans le cadre d'amélioration des performances des systèmes incertains, qui subissent des variations de paramètres internes de la génératrice, afin d'en tirer un meilleur profit. L'étude menée dans notre recherche a pour but d'atteindre ces objectifs, en se basant sur un système de conversion d'énergie de grande puissance, raccordé au réseau de distribution par des dispositifs d'électronique de puissance. Ces derniers permettent de relier le générateur fonctionnant à vitesse variable, relié au réseau électrique à une fréquence électrique fixe.

Le premier chapitre de cette thèse, décrit de façon plus concrète la modélisation du système aérodynamique, tenant compte des stratégies de commandes dans les différentes zones de fonctionnement.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation du générateur synchrone à aimant permanent, associé aux convertisseurs par le bus continu. Des stratégies de commande appropriées de chaque côté des convertisseurs, sont validées par des contrôleurs classiques PI. La synthèse de calcul des gains est effectuée d'abord par la méthode de placement de pôle, puis optimisée par l'algorithme d'optimisation par essais de particules (PSO) [11].

Le troisième chapitre présente une structure des modèles flous de type Takagi-Sugeno. Pour commencer, une analyse pour la stabilité de ces systèmes est conçue par la synthèse de loi de commande par retour d'état PDC (Parallel Distributed Compensation), dans le but de stabiliser le système en boucle fermée. Ensuite, afin d'accéder à toutes les variables qui constituent le vecteur d'état ; une conception d'un observateur flou contenant en entrée, les entrées et les sorties du système réel et en sortie le vecteur d'état estimé. Pour finir, le calcul des gains est effectué à partir des conditions basées sur la formulation d'un problème d'optimisation convexe, sous formes d'inégalités matricielles linéaires (LMIs)[12].

Dans le quatrième chapitre, la commande non linéaire par retour d'état dynamique est appliquée au système T-S augmenté pour assurer une meilleure performance en présence des perturbations externes. Afin de répondre aux exigences de performances du système éolien et de résister aux changements environnementaux. Le critère  $H_\infty$  est appliqué aux conditions de stabilité pour l'atténuation de perturbation [13].

Les performances de robustesse des contrôleurs seront étudiées et analysées par des simulations, afin de garantir une robustesse et une stabilité du système avec un suivi de trajectoire souhaité.

# CHAPITRE 1

## ÉTAT DE L'ART SUR LA CONVERSION DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE

### 1.1 Introduction

Le principe de fonctionnement d'une éolienne, repose principalement sur la conversion aérodynamique de l'énergie cinétique du vent, en énergie mécanique. Puis, à son tour le générateur transforme l'énergie mécanique du vent, en énergie électrique. Ces différents éléments sont conçus de manière à produire un maximum de puissance. Pour cela, une bonne adéquation entre les caractéristiques couple/vitesse de la turbine et de la génératrice électrique respectivement, est indispensable. Pour parvenir à cet objectif selon les conditions météorologiques, une éolienne doit comporter idéalement :

- un système qui permet de générer une puissance maximale en dessous de la puissance nominale, pour les vents faibles ;

- un système qui permet de contrôler mécaniquement l'orientation des pales, est associé à l'électronique de commande, dans le but est de maintenir la puissance constante pour ne pas dépasser la puissance nominale de la génératrice, dans le cas des vents forts.

Ce chapitre s'intéresse essentiellement à la modélisation et au contrôle de la turbine éolienne. Dans un premier temps, les différentes étapes constituant une éolienne, sont décrites d'une façon générale. Puis, un comparatif sera établi entre les grandes familles d'éoliennes existantes, à savoir les éoliennes à vitesse fixe et celles à vitesse variable.

### 1.2 Contexte général

Durant ces deux dernières décennies, la capacité de production d'électricité éolienne a connu une importante augmentation, avec une dynamique soutenue. Elle devient l'une des sources d'électricité les plus compétitives disponibles. D'ailleurs, l'année 2019 a connu une année de croissance pour l'éolien au niveau mondial, avec la mise en service de nouvelles installations éoliennes (onshore et offshore) représentant 60,4 GW de capacité, soit 19% de plus qu'en 2018 (cf. figure 1.1).

Cependant, le marché mondial de l'éolien a pu résister pour atteindre 76.43 GW en 2020, malgré les retards de la mise en service de nouveaux projets et les chaînes d'approvisionnement, qui ont été perturbées par la pandémie covid-19.

La Chine et les États-Unis restent de loin les premiers marchés au monde pour l'éolien terrestre. Ces deux pays ont compté pour plus de 60% des nouvelles capacités terrestres installées, en 2019. Il en va différemment pour l'éolien offshore, car l'Europe reste le principal marché pour ces installations d'une puissance cumulée de 22,1 GW en 2019.

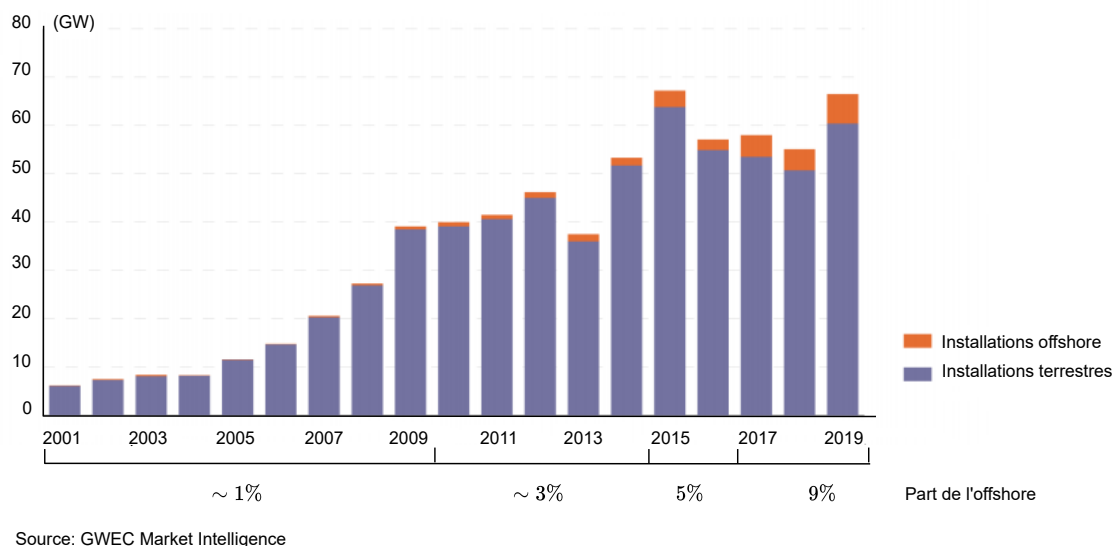


FIGURE 1.1: Évolution des capacités installées des éoliennes terrestres (onshore) et des éoliennes implantées en mer (offshore)

L'Afrique détient d'importantes réserves de ressources énergétiques, à la fois d'origine fossile et renouvelable. Des initiatives de partenariat pour relever les défis énergétiques, pourraient se révéler utiles. En outre, la position géographique de l'Algérie et ses vastes terres, permettent une alternative aux énergies fossiles, pour accueillir le développement de l'énergie éolienne avec un grand potentiel.

En effet, il existe des sites ventés dans le sud-ouest de l'Algérie, grâce à sa vaste superficie [14]. Des études préliminaires de l'évolution saisonnière et annuelle de la vitesse moyenne du vent, ont permis d'établir le potentiel éolien, élaboré d'abord par Said et al. [15] en 1984, suivi par Bensaad en 1985 [16] et ensuite par Hammouche en 1990 [17].

Ces résultats ont été exploités et complétés par Kasbadji en 2000 [18], pour établir la première carte des vents de l'Algérie, permettant l'identification des régions prometteuses en matière d'énergie éolienne; où la diversité du gisement éolien varie d'une zone à une autre, selon le climat de cette dernière [19].

D'autres recherches climatologiques, comparant les données de mesure du vent, ont permis de définir une prospection des sites favorables, à l'installation d'aérogénérateurs dans les zones les mieux ventées [20].

La carte des vents de l'Algérie, estimée à 10 m du sol est présentée par la figure 1.2 [21].

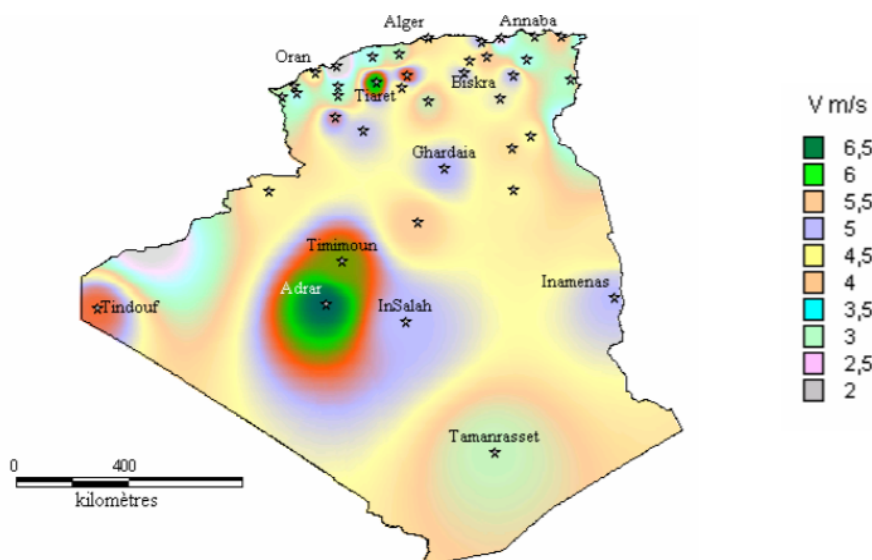


FIGURE 1.2: Carte du gisement éolien en Algérie

Par ailleurs, le Nord de l'Algérie est caractérisé généralement par des vitesses peu élevées, avec des microclimats dans la région côtière d'Oran, de Bejaïa et d'Annaba. Dans les hauts-plateaux indiqués par les wilaya de Tiaret et Djelfa, les vitesses peuvent atteindre respectivement des valeurs de 5,6 m/s et 5,1 m/s. La région délimitée par Bejaïa au nord et Biskra au sud, présentent des vitesses de vent supérieures à 4 m/s.

De nombreux parcs éoliens de grandes capacités, peuvent être installés sur le site d'In Salah et Adrar, qui enregistrent respectivement une vitesse moyenne de 6,4 m/s et 6,3 m/s. De plus, l'installation de ces parcs pourront ainsi alimenter les sites isolés, qui requièrent une autonomie énergétique.

Dans ce contexte, l'Algérie s'est engagée dans une nouvelle phase d'exploitation des énergies renouvelables. Un programme gouvernemental très ambitieux a été lancé en 2011, pour intégrer le développement des énergies renouvelables [22]. Pour cela, une installation d'un parc éolien d'une capacité totale de 22 000 MW à l'horizon 2030 est envisagée, impliquant différentes sources d'énergies telles que : le solaire, l'éolien et la géothermie. En outre, une installation d'une source éolienne, d'une puissance de 5.1 GW est prévue pour atteindre 3% de la production nationale à l'horizon 2027 [22].

Dans le cadre de ce programme, le groupe Sonelgaz a confié la réalisation d'une première ferme éolienne à Adrar, d'une puissance de 10 MW au groupe français Vergnet, qui a présenté la meilleure offre. L'énergie produite par cette ferme, sera raccordée au réseau d'électricité de la Wilaya d'Adrar [23].

Après plusieurs recherches menées à étudier la possibilité d'installer un parc éolien de 10 MW, les Systèmes d'Information Géographique (SIG) ont permis de sélectionner le site le plus approprié dans le sud-ouest du pays. Dans ce cadre, la carte des vents qui représente la vitesse du vent, détermine le meilleur emplacement des éoliennes à Kabertène, 72 kilomètres au nord de la wilaya d'Adrar.

Dès lors, une ferme éolienne première du genre à l'échelle nationale, a été installée à Adrar (cf. figure 1.3). Cette dernière est formée d'une douzaine de turbines



éoliennes de puissance unitaire de 0,85 MW, d'une capacité de 10.2 MW. Elle est aussi implantée sur une superficie globale de 30 hectares et caractérisée, par un régime de vent entre 6 m/s et 11 m/s.

Cette centrale assure une production alternative propre et renouvelable de 10 MW d'électricité. Elle est intégrée au réseau électrique, pour le renforcement des capacités d'alimentation en énergie, dans la zone de Kabertène.



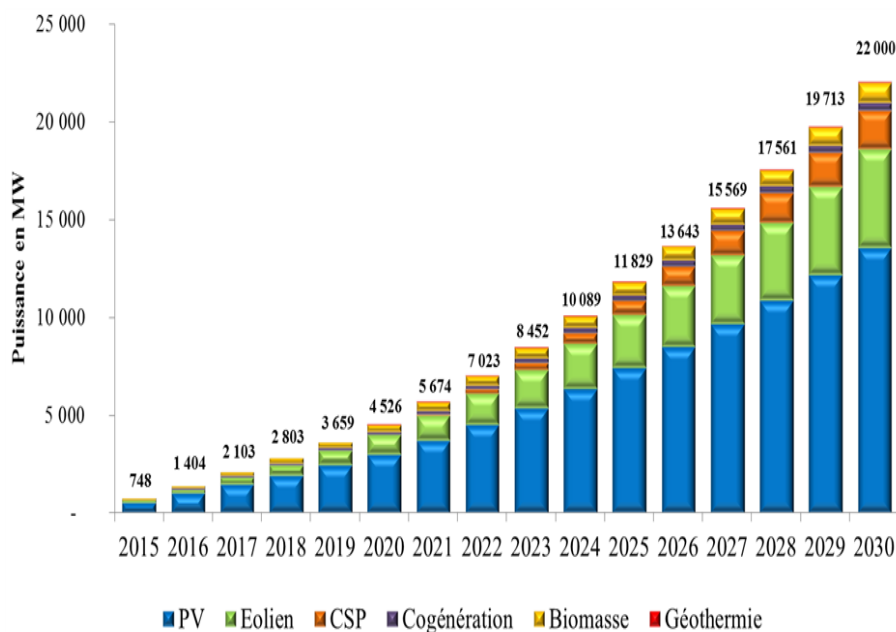
FIGURE 1.3: Mise en service de la ferme éolienne d'Adrar

Le programme de développement des énergies renouvelables 2011-2030 (cf. figure 1.4), met en faveur le développement du photovoltaïque et de l'éolien à grande échelle, en intégrant la biomasse, la cogénération, la géothermie et le solaire thermique à partir de 2021.

La répartition de ce programme par filière technologique, se présente suivant le tableau 1.1 :

TABLEAU 1.1 – Répartition par filière du programme national en énergie renouvelables

| Filière                | Capacité  |
|------------------------|-----------|
| Solaire Photovoltaïque | 13 575 MW |
| Eolien                 | 5010 MW   |
| Solaire thermique      | 2000 MW   |
| Biomasse               | 1 000 MW  |
| Cogénération           | 400 MW    |
| Géothermie             | 15 MW     |



[24]

FIGURE 1.4: Programme de développement des énergies renouvelables

Les énergies renouvelables restent aujourd'hui minoritaires, dans la consommation et la production d'énergie en Algérie. Cependant, 37 % de la capacité sera installée d'ici 2030. La comparaison de production de CO<sub>2</sub> pour ces différentes énergies exprimée en kWh, favorise l'énergie éolienne pour son faible impact sur l'environnement. En effet, le taux d'émission est de seulement 12,7 g CO<sub>2</sub> eq/kWh.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes plus particulièrement intéressés à l'analyse de l'impact des éoliennes, sur un réseau de distribution de moyenne tension. En effet, la puissance générée par ces éoliennes est de plus en plus importante. Une connexion sur le réseau de distribution en moyenne tension, est maintenant couramment exigée par les gestionnaires.

### 1.3 Production d'énergie électrique par des éoliennes

L'éolienne a pour rôle de convertir l'énergie cinétique du vent, en énergie mécanique, disponible sur un arbre de transmission via un multiplicateur (ou directement). À son tour, le générateur transforme l'énergie mécanique en énergie électrique, par l'intermédiaire d'une génératrice.

Des convertisseurs d'électronique de puissance, ajustent la fréquence du courant produit par l'éolienne pour être raccordée au réseau électrique.

Les éoliennes sont divisées en trois catégories [25], selon la puissance nominale :

1. Eoliennes de petite puissance : inférieure à 40 kW.
2. Eoliennes de moyenne puissance : de 40 à quelques centaines de kW.
3. Eoliennes de forte puissance : supérieure à 1 MW.

#### 1.3.1 Différents types d'éoliennes

Les éoliennes utilisent des rotors munis de pales aérodynamiques, pour extraire l'énergie du vent. on distingue dans ce cas deux types, choisis principalement en fonction de leur lieu géographique. Lorsque le rotor tourne autour d'un axe vertical, on

parle alors d'éoliennes à axe vertical, et lorsque la rotation se fait horizontalement, on parle d'éoliennes à axe horizontal. Ces deux éoliennes présentent des avantages et des inconvénients qui favorisent l'une par rapport à l'autre. Ainsi, en fonction de l'orientation du rotor, les turbines éoliennes sont classées comme illustré par la figure 1.5.

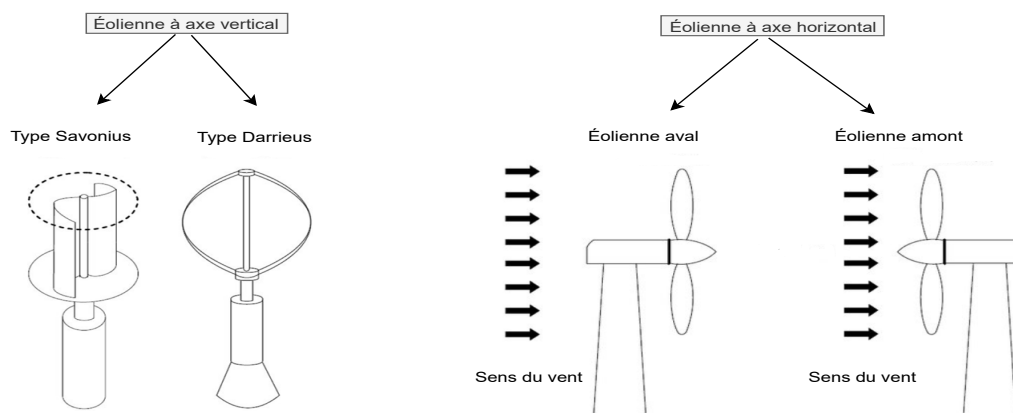


FIGURE 1.5: Différents types d'éolienne

On distingue à cet effet, l'éolienne à axe vertical (VAWT), donné par le rotor de Savonius et Darrieus rotor [26],[27] ainsi que l'éolienne à axe horizontal (HAWT), indiqué par la turbine bi ou tripale et la turbine à diffuseur [28],[29].

### 1.3.2 Turbines éoliennes à axe vertical

Elles possèdent l'avantage d'avoir des dispositifs de commande et le générateur électrique qui reposent au niveau du sol, les rendant ainsi facilement accessibles. Plusieurs prototypes ont vu le jour mais rares, sont ceux qui ont atteint le stade de l'industrialisation. Ils sont classés selon leur caractéristique aérodynamique en deux familles :

- les aérogénérateurs conçus sur la base de la portance (Aérogénérateurs à rotor de Darrieus), conçu par l'ingénieur français George Darrieus. Ce type de rotors a un faible couple au démarrage et des puissances délivrées relativement fortes pour leur poids ;
- les aérogénérateurs basés sur la traînée (Aérogénérateurs à rotor de Savonius), inventés par le finlandais Sigurd Savonius en 1924.

Par rapport aux éoliennes à axe horizontal, les éoliennes à axe vertical fonctionnent avec une vitesse de vent plus faible.

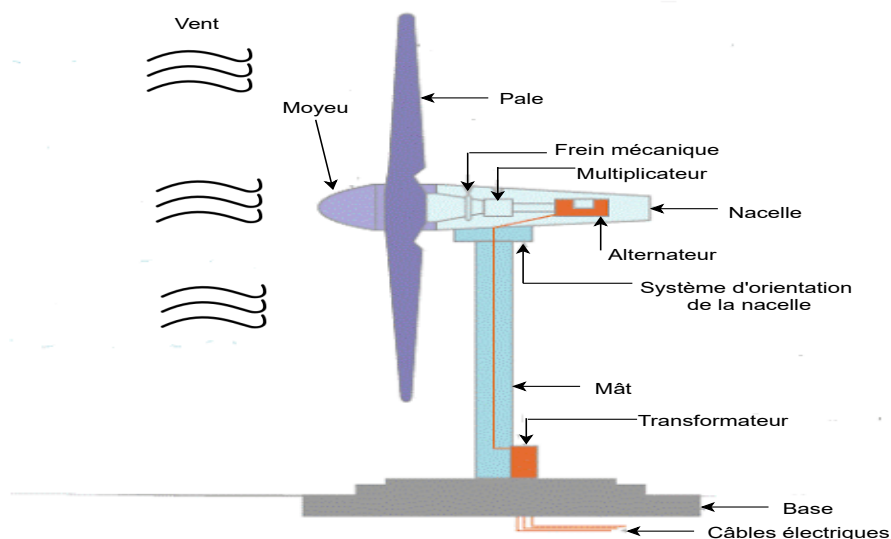
### 1.3.3 Turbines éoliennes à axe horizontal

C'est la technologie largement dominante et la plus répandue aujourd'hui. Ces turbines peuvent générer des puissances, allant jusqu'à plusieurs mégawatts.

Deux types de configuration de voilures peuvent être rencontrés :

Les éoliennes sur lesquelles les pales sont situées du côté de la tour exposée au vent, sont appelées «amont» et celles orientées dans la direction opposée, sont des éoliennes «aval».

Elles sont constituées d'une ou de plusieurs pales, pour générer un couple moteur entraînant la rotation de l'arbre de la turbine.



Source : [www.connaissancedesenergies.org](http://www.connaissancedesenergies.org)

FIGURE 1.6: Éléments constituant une éolienne

## 1.4 Descriptif d'une éolienne

Une éolienne est constituée d'une tour verticale en forme de cône, posée sur une fondation composée du mât ; d'un transformateur et des câbles de distribution comme illustré dans la figure 1.6.

Au sommet se trouve la nacelle, qui regroupe le système de transformation de l'énergie éolienne en énergie électrique et des actionneurs de commande.

Le rotor qui est formé par des pales assemblées dans un moyeu, transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Les pales mesurent en moyenne 25 à 60 m de long chacune et tournent à une vitesse, de 5 à 25 tours par minute. De plus, un frein mécanique permet l'arrêt du système en cas de surcharge. Dans ce cas, on distingue des éoliennes à entraînement direct, ou munies d'un multiplicateur ; afin d'entraîner le générateur électrique.

L'alternateur qui transforme l'énergie mécanique en énergie électrique, est généralement une machine synchrone ou asynchrone.

Le système d'orientation, fait pivoter la nacelle face au vent avec un moteur électrique ou hydraulique. Un contrôleur électronique est chargé de surveiller le fonctionnement de l'éolienne, par un dispositif de contrôle avec arrêt automatique en cas de besoin. Les deux familles d'éoliennes raccordées aux réseaux électriques peuvent être classifiées selon leur vitesse : à savoir des turbines à vitesse fixe et d'autres à vitesse variable.

### 1.4.1 Éolienne à vitesse fixe

Les éoliennes peuvent être fabriquées avec des pales à pas fixe. Elles sont initialement moins chères et leur incapacité à régler l'angle des pales, les rendent moins populaires dans le domaine des grandes éoliennes.

Le contrôle de cette surface par la méthode Stall [30] ; qui consiste en la variation de l'angle d'orientation de pale, mène à un décrochage aérodynamique et à un freinage des pales ; permettant la dégradation du rendement de la turbine au-delà d'une certaine vitesse. En outre, ces turbines génèrent des fluctuations considérables de la tension et de la puissance du réseau, lors des rafales du vent.

### 1.4.2 Éolienne à vitesse variable

Le fonctionnement des éoliennes à une vitesse variable, réduit les contraintes physiques sur les pales, causées par les rafales de vent et améliore l'efficacité aérodynamique du système. Ainsi, la production annuelle d'énergie d'une éolienne à vitesse variable, est accrue de 5 à 10 % par rapport à une éolienne à vitesse fixe [31].

La turbine à vitesse variable change constamment sa vitesse de rotation, suivant la vitesse du vent. Une maximisation de la puissance permet alors, de fonctionner sur une plage de vitesse de vent exploitable. Ceci permet donc, une production d'énergie électrique élevée. Cependant, la plupart des éoliennes connectées au réseau électrique, nécessitent une vitesse de rotation fixe pour des raisons de cohérence de fréquence avec le réseau. Ce qui impose l'intégration d'une interface d'électronique de puissance dans la chaîne de conversion.

L'un des facteurs qui limite ce type d'éolienne, réside dans le choix de la technologie du générateur. Traditionnellement, il existe trois principaux types de générateurs qui peuvent être envisagés pour les différents systèmes d'éoliennes.

- Les générateurs à courant continu (DC),
- Les générateurs à courant alternatif (AC) synchrones et asynchrones.

## 1.5 Modélisation de la turbine

La partie mécanique de la turbine, comprend trois pales de longueur  $R_t$  (cf. figure 1.7). Elles sont fixées sur un dispositif d'entraînement destiné à transformer la vitesse de rotation d'une vitesse  $\Omega_{tr}$  du côté rotor, connecté à un multiplicateur permettant d'avoir une vitesse de rotation rapide du côté générateur [32].

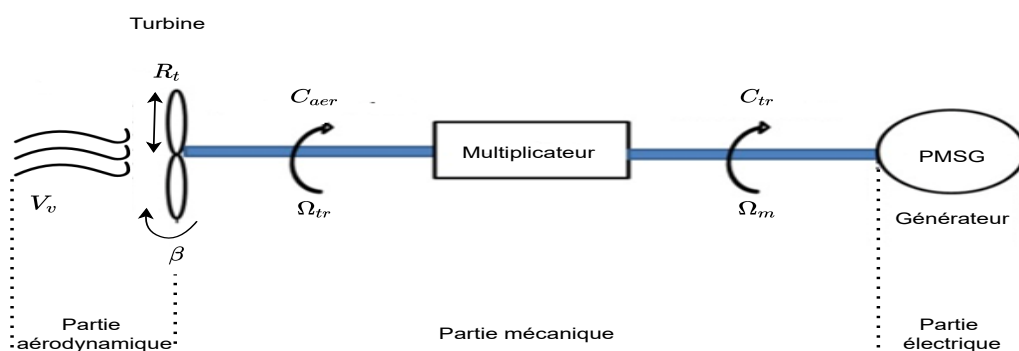


FIGURE 1.7: Schéma de la turbine éolienne

La répartition de la vitesse du vent est uniforme sur les trois pales. Ceci engendre une force de poussée identique représentée par un seul modèle mécanique, comportant deux masses [33]. Le modèle à deux masses associé à ce dispositif, est illustré par la figure 1.8.

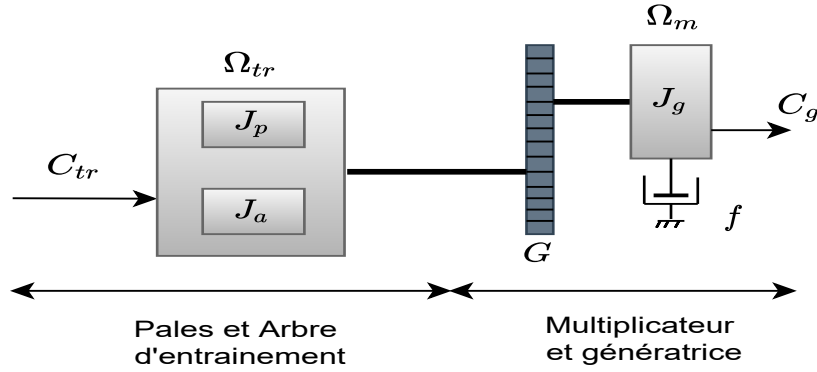


FIGURE 1.8: Modèle d'une éolienne

$\Omega_m$  : vitesse mécanique de la génératrice,

$C_{tr}$  : Représente le couple d'entraînement transmis à travers le rotor vers la génératrice à une vitesse  $\Omega_{tr}$ ,

$C_g$  : couple issu du multiplicateur,

$J_t = J_p + J_a + J_g$ ,

$J_p$  : moment d'inertie identique pour les trois pales,

$J_a$  : moment d'inertie de l'arbre d'entraînement des pales,

$J_g$  : moment d'inertie de la génératrice.

Les pertes par frottements sont négligeables par rapport à celles du générateur, puisque la vitesse de la turbine est faible.

### 1.5.1 Puissance aérodynamique

Pour une éolienne à axe horizontal, la puissance aérodynamique exploitée [34], peut être exprimée par l'équation suivante :

$$P_{tr} = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho \pi R_t^2 V_v^3 \quad (1.1)$$

Où :

$\rho$  est la densité de l'air (approx 1.23 kg/m<sup>3</sup> à la pression atmosphérique à 15°C),

$R_t$  est le rayon des pales (en mètre),

$V_v$  est la vitesse instantanée du vent (m/s),

$C_p(\lambda, \beta)$  : est appelé coefficient de puissance. Il exprime la capacité de l'éolienne à extraire l'énergie du vent. Ce paramètre caractéristique de l'aérogénérateur, est une fonction de la vitesse spécifique  $\lambda$  et de  $\beta$  l'angle d'orientation des pales par rapport au vent,

Ce paramètre caractéristique de l'aérogénérateur, est une fonction de la vitesse spécifique  $\lambda$ , de l'angle d'orientation des pales  $\beta$  par rapport au vent.

$\lambda$  : vitesse spécifique (sans unité) représentant le rapport entre la vitesse de l'extrémité des pales et la vitesse du vent. Elle est appelée aussi Tip speed ratio (TSR).

$\beta$  : angle d'orientation des pales (en degrés).

Le coefficient de puissance tient compte de la puissance nominale souhaitée ; du type de régulation (stall ou pitch) et du type de fonctionnement (à vitesse fixe ou variable) de l'aérogénérateur [35].

La Figure 1.9 montre le choix des turbines éoliennes tripales du point de vue rendement.

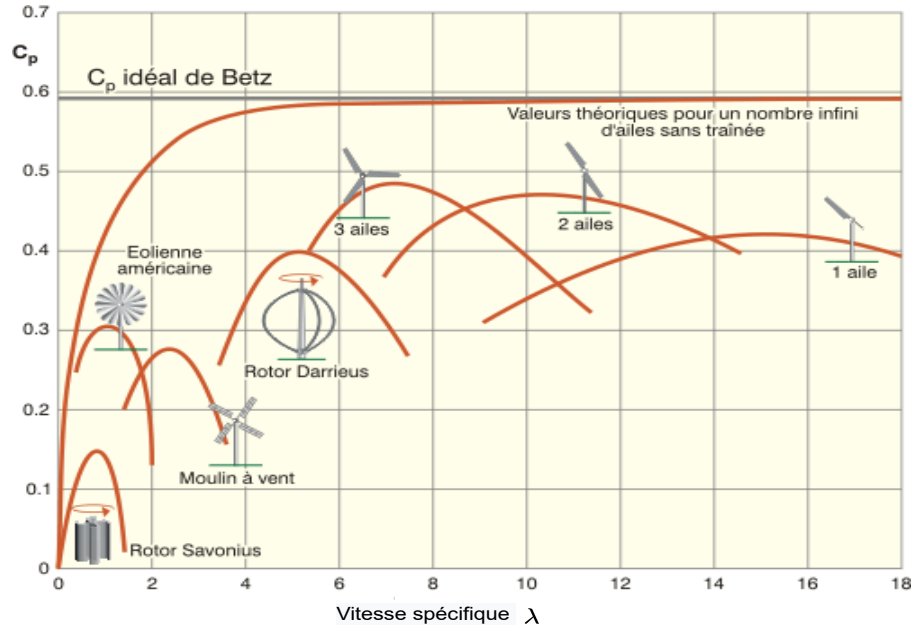


FIGURE 1.9: Coefficient de puissance des différentes configurations d'éoliennes

Pour décrire la vitesse de fonctionnement d'une éolienne, on définit la vitesse spécifique  $\lambda$  au bout de pale exprimée par le rapport de la vitesse tangentielle périphérique ( $\Omega_{tr} \cdot R_t$ ), sur la vitesse instantané du vent  $V_v$ , exprimée par l'expression suivante :

$$\lambda = \frac{\Omega_{tr} R_t}{V_v} \quad (1.2)$$

Une turbine est typiquement caractérisée par sa courbe  $C_p(\lambda, \beta)$  [34]. La formule utilisée dans cette étude est la suivante :

$$\begin{cases} C_p(\lambda, \beta) = 0.73 \left( \frac{151}{A} - 0.58\beta - 0.02\beta^{2.14} - 13.2 \right) e^{-\frac{18.4}{A}} \\ A = \frac{1}{\frac{1}{\lambda - 0.02\beta} - \frac{0.003}{\beta^3 + 1}} \end{cases} \quad (1.3)$$

### 1.5.2 Couple aérodynamique

La variation instantanée de l'énergie cinétique du vent capturée par l'aérogénérateur se transforme en puissance mécanique  $P_{tr}$ . Elle développe ainsi un couple moteur  $C_{tr}$  entraînant la génératrice à une vitesse  $\Omega_{tr}$ , ceci donne :

$$C_{tr} = \frac{P_{tr}}{\Omega_{tr}} \quad (1.4)$$

Par substitution de  $\Omega_{tr}$  dans l'équation 1.2, l'expression du couple aérodynamique entraînant la génératrice sera exprimée par la relation suivante :

$$C_{tr} = \frac{1}{2} C_c(\lambda, \beta) \rho \pi R_t^3 V_v^2 \quad (1.5)$$

Avec :

$$C_c(\lambda, \beta) = \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\lambda} \quad (1.6)$$

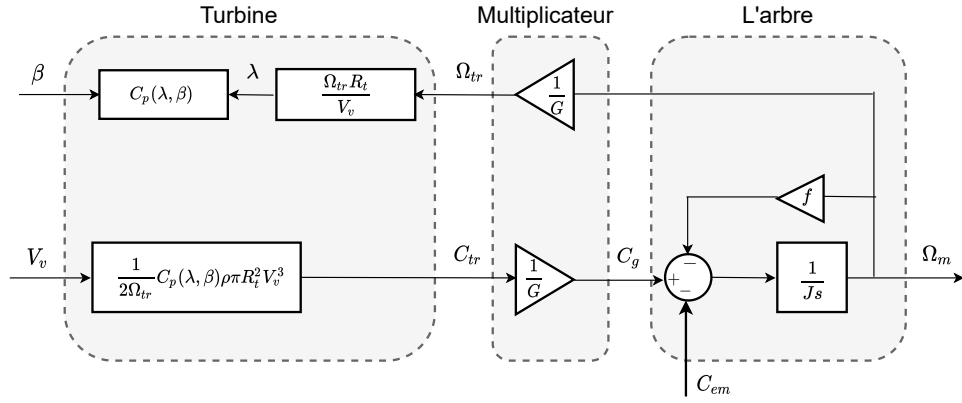


FIGURE 1.10: Schéma bloc du modèle de la turbine

### 1.5.3 Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur permet d'adapter la vitesse de rotation de la turbine, à celle du convertisseur électromécanique (génératrice). Il est modélisé mathématiquement par un gain  $G$ .

En estimant que le multiplicateur est parfait, les pertes mécaniques sont alors négligeables. Ainsi, l'expression du couple mécanique et la vitesse de la génératrice sont données par les expressions suivantes :

$$C_g = \frac{C_{tr}}{G} \quad (1.7)$$

$$\Omega_{tr} = \frac{\Omega_g}{G} \quad (1.8)$$

La génératrice utilisée dans ce travail, est considérée à grand nombre de pôle. Cela nous permet de s'abstenir du multiplicateur de vitesse dans le modèle étudié. Dans ce cas,  $G$  prend une valeur égale à 1 dans les équations (1.7) et (1.8).

### 1.5.4 Fonctionnement dynamique de l'arbre de la génératrice

Le fonctionnement dynamique de l'arbre de la génératrice est assuré par l'équation fondamentale (1.9) qui permet de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique.

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_{mec} \quad (1.9)$$

Avec :

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - f\Omega_m \quad (1.10)$$

$C_{em}$  : Couple électromagnétique produit par la génératrice,

$f$  : Coefficient de frottements visqueux.

La vitesse mécanique de la turbine peut être modélisée selon le schéma bloc de la figure 1.10 et déterminée par les équations précédentes en tenant compte de la vitesse du vent  $V_v$  et de l'angle d'orientation des pales  $\beta$ .



## 1.6 Stratégies de contrôle de l'éolienne à vitesse variable

La puissance produite par une éolienne, dépend de la vitesse du vent. Dans ce cadre, La figure 1.11 montre la courbe de puissance d'une éolienne de 5MW à ses différentes zones de fonctionnement [36].

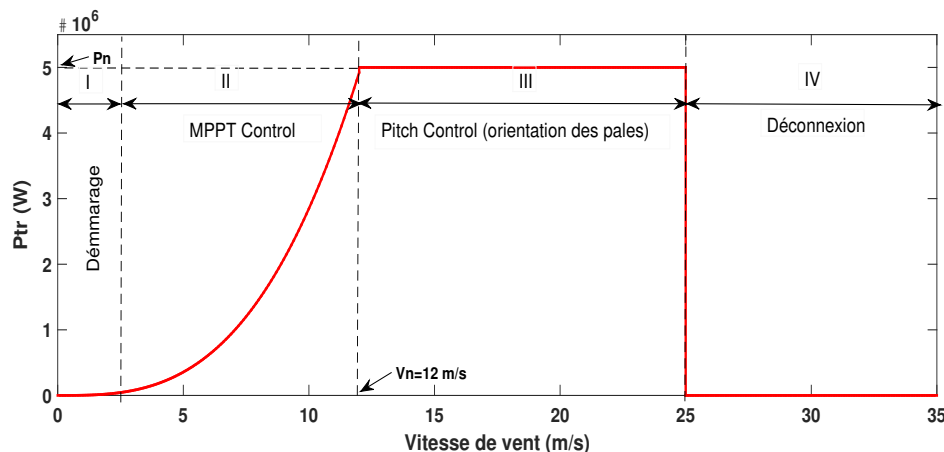


FIGURE 1.11: Zones de fonctionnement de l'éolienne

► Zone I :  $V_v < 3 \text{ m/s}$

La vitesse du vent est trop faible. Ceci entraîne la turbine à produire une très faible énergie.

► Zone II :  $3 \text{ m/s} < V_v < 12 \text{ m/s}$

La puissance captée dans cette zone, est maximisée par une stratégie de contrôle appelée MPPT (Maximum Power Point Tracking) pour chaque vitesse de vent.

La courbe est caractérisée par une puissance proportionnelle au cube de la vitesse du vent. La vitesse du vent augmente, jusqu'à atteindre 12 m/s où la machine atteint sa puissance nominale, qui est dans ce cas de 5MW.

Le comportement de l'éolienne dans cette zone, est défini par un fonctionnement à charge partielle (CP), c'est à dire en dessous de la puissance nominale. Une stratégie de contrôle est appliquée dans cette zone. Ainsi, elle a pour principal objectif de maximiser l'énergie capturée du vent et de minimiser les efforts subis, par le dispositif d'entraînement.

► Zone III :  $12 \text{ m/s} < V_v < 25 \text{ m/s}$

Au delà d'un seuil correspondant à la vitesse nominale du vent, la puissance électrique est limitée à la puissance nominale de la machine dans le but d'éviter le décrochage de la structure. Cela est effectué par la stratégie de contrôle appelée "Pitch control" en agissant sur l'orientation des pales. Le comportement de l'éolienne dans cette zone, est défini par un fonctionnement à pleine charge (PC).

► Zone IV :  $25 \text{ m/s} < V_v < 35 \text{ m/s}$

Les vitesses du vent dépasse la vitesse de déclenchement ( $\approx 25 \text{ m/s}$ ), ce qui engendre l'arrêt de l'éolienne avec une puissance nulle.

## 1.7 Techniques d'extraction de puissance maximale

Les éoliennes utilisées pour la production d'électricité, doivent récupérer le maximum de puissance disponible dans le vent, en agissant sur la partie mécanique.

La figure 1.12 montre la caractéristique de la puissance mécanique fournie par la turbine en fonction de la vitesse de rotation. Différentes courbes sont obtenues, en variant la vitesse de vent. Par ailleurs, la puissance délivrée est proportionnelle à la vitesse du vent.

Le point de fonctionnement optimal en termes de puissances extraites, correspond au point B.

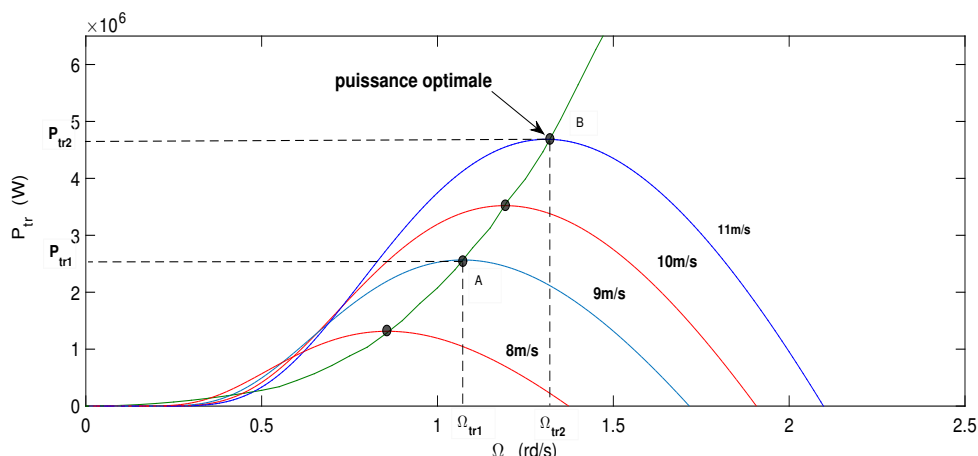


FIGURE 1.12: Caractéristique de la puissance mécanique en fonction de la vitesse de rotation

Il est à noter que si le générateur est entraîné à une vitesse fixe, les maximums théoriques donnés par la caractéristique du coefficient de puissance, ne seront pas exploités. Par conséquent, le choix des éoliennes à vitesse variable est plus favorable, puisque la vitesse de la turbine peut être ajustée quelle que soit la vitesse du vent.

### 1.7.1 Stratégies de commande MPPT

Pendant le fonctionnement à charge partielle (zone II) d'une éolienne à vitesse variable, la maximisation de l'énergie capturée du vent est assurée par la stratégie de commande MPPT.

Ainsi, pour assurer la maximisation de la puissance électrique générée, deux structures de commande sont proposées [37].

#### Maximisation de puissance avec asservissement

Dans la structure présentée par la figure 1.13 ; la vitesse de rotation de référence est définie comme consigne à appliquer au régulateur du couple électromagnétique, pour traquer en permanence et efficacement la puissance maximale. Le correcteur de vitesse est de type proportionnel-intégral (PI).

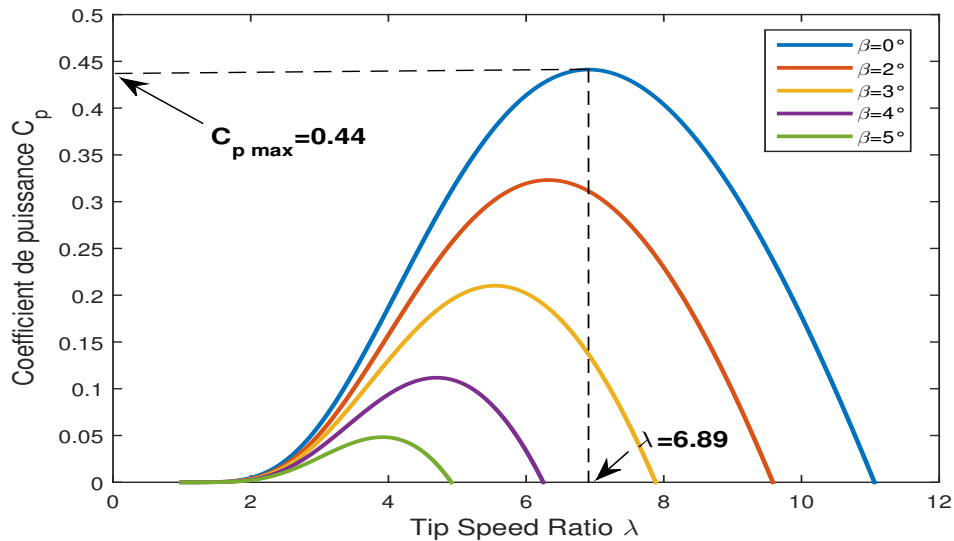


FIGURE 1.14: Coefficient aérodynamique en fonction de la vitesse spécifique  $\lambda$

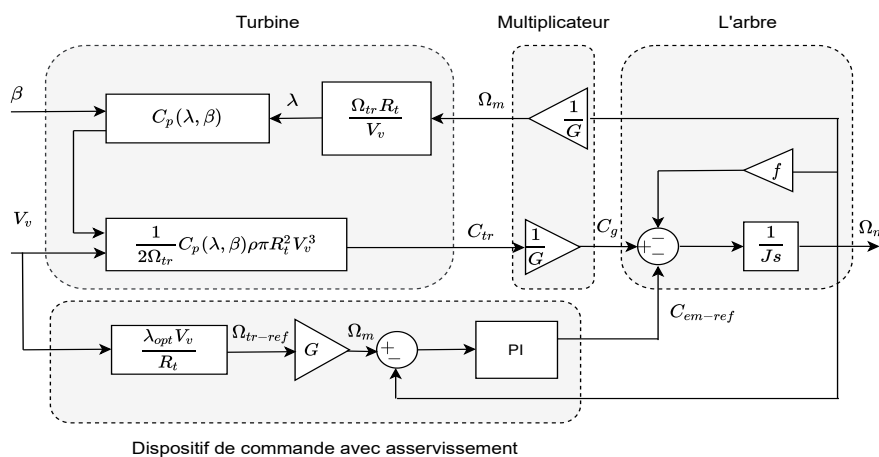


FIGURE 1.13: Schéma bloc de la maximisation de puissance extraite avec asservissement

La vitesse de rotation de référence est donnée par la relation suivante :

$$\Omega_{m-ref} = \frac{\lambda_{opt} V_v}{R_t} \quad (1.11)$$

La vitesse spécifique optimale, permet donc de dresser la relation optimale entre la puissance maximale et la vitesse de rotation de la turbine de référence  $\Omega_{m-ref}$ . À partir de l'équation 1.3, la caractéristique du coefficient de puissance permet de déterminer les valeurs maximales.

La caractéristique du coefficient de puissance  $C_p(\lambda, \beta)$ , est une fonction non linéaire de la vitesse spécifique  $\lambda$  et de l'angle d'orientation  $\beta$ .

Le fonctionnement optimal de la turbine est déterminé pour un coefficient de puissance maximal. Celui-ci atteint cette valeur pour une vitesse relative  $\lambda = \lambda_{opt} = 6.89$  (cf. figure 1.14).

## Maximisation de puissance sans asservissement

Le couple électromagnétique de consigne est calculé par des approximations de mesures, à partir de la vitesse de rotation de la turbine estimée [38].

En utilisant les coordonnées du point de fonctionnement optimal illustrées par la figure 1.14, on obtient :

$$C_{em-ref} = K_0 \Omega_{m-est}^2 \quad (1.12)$$

$$\text{Avec : } K_0 = \frac{1}{2\lambda_{opt}^3} C_{pmax} \rho \pi R_t^5$$

La figure 1.15 illustre le principe de la MPPT sans contrôle de vitesse de rotation de la turbine éolienne, où apparaît une simplification dans le schéma de contrôle, suite à l'omission d'une boucle par rapport à celui considéré avec asservissement.

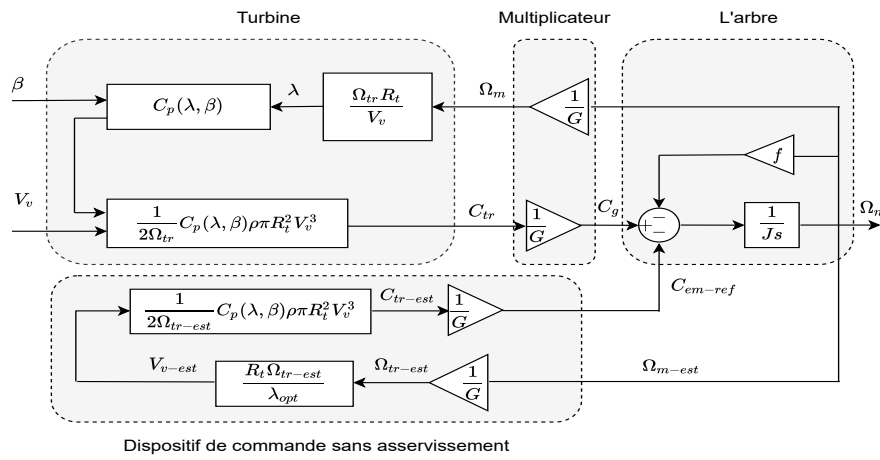


FIGURE 1.15: Schéma bloc de la maximisation de puissance extraite sans asservissement

### 1.7.2 Contrôle en charge pleine

Ce mode de fonctionnement correspond à la zone III, où la vitesse du vent dépasse la valeur nominale et la puissance extraite, est plus grande que celle admise par la génératrice. Dans ce cas, la puissance doit être limitée en utilisant un contrôle aérodynamique appelé «Pitch control». Ce dernier est basé sur un ajustement de l'angle d'orientation des pales  $\beta$ . Il en résulte une modification des performances de la turbine. Les pales s'inclinent pour dégrader le coefficient de puissance  $C_p$ .

### Système à décrochage aérodynamique "stall"

Le profil de décrochage aérodynamique appelé "stall", est le plus simple et le moins coûteux [39]. Il est utilisé pour éviter la destruction de l'aérogénérateur, lorsque le vent est trop violent. Ce type de régulation est utilisé pour la plupart des petites éoliennes.

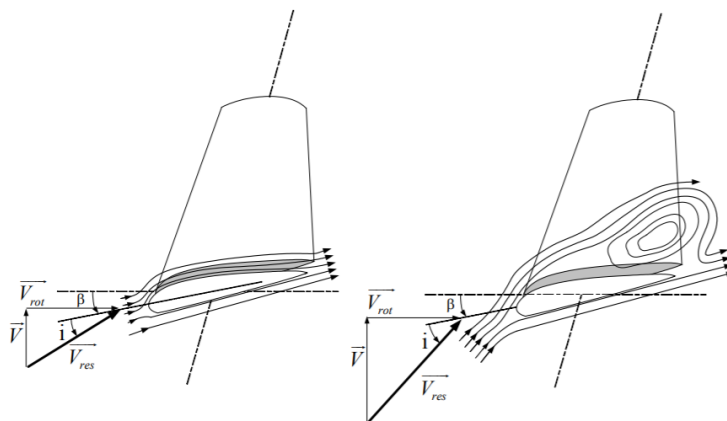


FIGURE 1.16: Flux d'air sur un profil de pale "stall"

Lorsque l'angle d'incidence  $i$  atteint une valeur importante et la vitesse du vent dépasse sa valeur nominale, l'aspiration créée par le profil de cette même pale n'est plus optimale. Ceci induit des turbulences à la surface de la pale (cf. figure 1.16), empêchant l'accélération de la vitesse de rotation de l'éolienne et réduisant le coefficient de puissance.

Ce système est assez fiable, mais peut conduire à de violentes vibrations des pales avec un couple mécanique trop élevé. Ce qui entraîne une fatigue et des défaillances de la structure. Il engendre aussi des pertes d'efficacité, au démarrage puisqu'il dépend de la masse volumique de l'air et de la rugosité des pales.

Toutefois, ce système peut être amélioré par un autre concept, le "stall actif". Lorsque les vitesses du vent sont faibles, la maximisation de l'énergie captée est assurée par une légère rotation de la pale sur elle-même. dans le cas des vitesses du vent trop élevées, la pale est inclinée, en diminuant ainsi l'angle d'orientation  $\beta$ . Par conséquent, les variations de la vitesse du vent, sur le couple mécanique fournies par l'éolienne, sont moins importantes.

### Orientation des pales par "Pitch control"

Le contrôle du système d'orientation des pales, est utilisé pour limiter la puissance aérodynamique. Au-dessus de la vitesse nominale du vent, le couple de l'arbre de la turbine, est maintenu dans ses limites de fonctionnement.

L'actionneur d'orientation de la pale (cf. figure 1.17) est modélisé comme un système de premier ordre en boucle fermée avec une saturation de l'angle d'orientation [34].

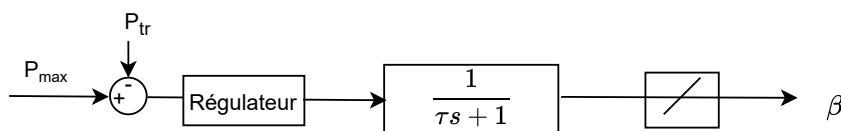


FIGURE 1.17: Schéma bloc du contrôle de l'angle d'orientation

## 1.8 Résultats des simulations

L'évolution de la vitesse du vent (cf. l'équation 1.13), est modélisée par une fonction analytique. Elle est représentée sous la forme déterministe, par une somme de

plusieurs harmoniques [40].

$$V_v = 10 + 0.2\sin(0.1047t) + 2\sin(0.2665t) + \sin(1.2930t) + 0.2\sin(3.6645t) \quad (1.13)$$

Le profil du vent est variable autour de 10  $m/s$  avec des vents forts allant jusqu'à 13  $m/s$ . La figure 1.18 montre les résultats obtenus par la commande, avec et sans asservissement.

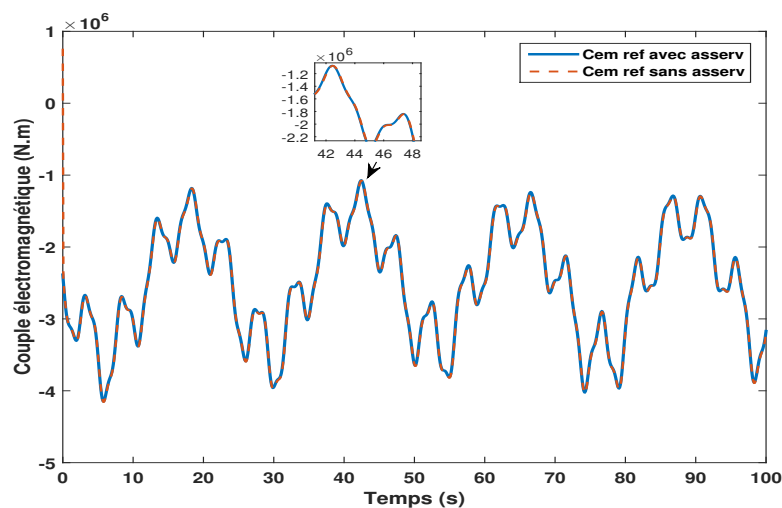


FIGURE 1.18: Couple électromagnétique pour la MPPT avec et sans asservissement

Du point de vue de l'efficacité énergétique, les deux stratégies sont presque équivalentes.

La figure 1.19 présente le résultat du coefficient de puissance.

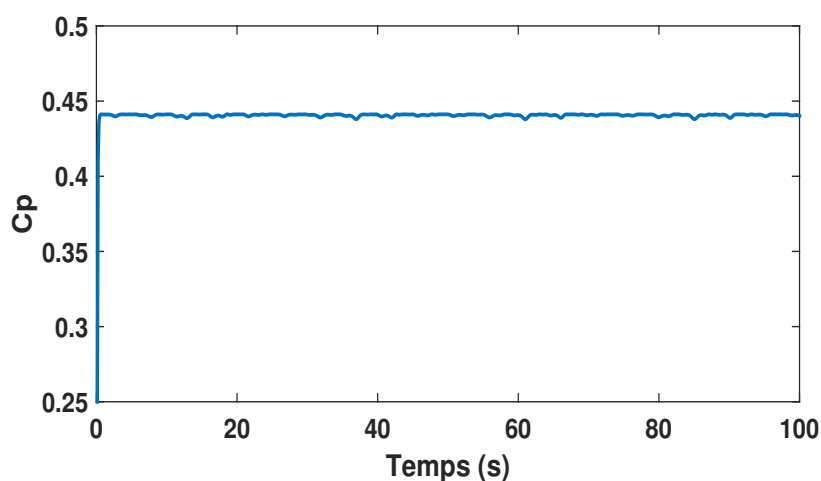


FIGURE 1.19: Coefficient de puissance

La commande de maximisation de puissance a été utilisée pour maintenir la valeur du coefficient de puissance à 0,44 (c'est la valeur maximale pour extraire un maximum de puissance).

## 1.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les différents éléments constituant une éolienne. Ainsi, une description des deux types d'éolienne, favorise l'intérêt de l'utilisation des éoliennes à vitesse variables.

Après avoir présenté les différentes zones de fonctionnement suivant l'évolution de la vitesse du vent, nous avons explicité d'avantage la stratégie de la maximisation de la puissance extraite du vent. Les résultats de simulation ont ainsi été réalisés pour les deux stratégies proposées, par action sur le couple électromagnétique, afin de permettre un fonctionnement dans les conditions d'exploitation optimale de l'éolienne.

Le dispositif de commande par orientation des pales, s'avère convenable par rapport à la caractéristique de l'éolienne, définie par une forte puissance. Une commande de la position des pales, sera traité dans le dernier chapitre.

Dans le chapitre suivant, le comportement de la chaîne de conversion basée sur une génératrice synchrone à aimant permanent ainsi que les dispositifs de commandes qui lui sont associées, seront décrits.

## CHAPITRE 2

# ÉOLIENNE BASÉE SUR LA GSAP CONNECTÉE AU RÉSEAU

### 2.1 Introduction

De nombreuses technologies d'éoliennes ont été développées jusqu'à ce jour. Les principales visent à assurer une bonne qualité de l'énergie électrique et à optimiser la ressource énergétique. Cependant, le choix du générateur électrique le plus approprié, pour une éolienne reste encore une tâche importante, malgré l'apparition de nouvelles technologies.

Il existe dans ce cadre plusieurs machines électriques, telles que les machines à induction à double alimentation, les machines à induction à cage d'écureuil et les machines synchrones à aimants permanents, etc ...

À ce propos, la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) est la plus utilisée grâce à sa rentabilité et son efficacité, qui apportent un moindre taux de défaillance [41]. Elle est constituée d'un stator composé d'enroulements, destinés à créer un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation. Elle possède aussi un rotor composé de  $p$  paires de pôles (Nord et Sud) intercalées sous forme d'aimants permanents. Ces derniers servent à générer une excitation permanente et créent un flux rotorique constant ; ce qui présente l'avantage d'éliminer le système des bagues et balais ainsi que, les pertes localisées surtout sur le stator. L'absence du circuit d'excitation lui permet un entretien réduit, un fonctionnement avec un meilleur rendement et un bon facteur de puissance[42]. Outre le coût relativement élevé des aimants permanents, les points faibles de la MSAP, sont dûs aussi à l'ondulation du couple et au risque de la démagnétisation irréversible des aimants, dans certaines conditions de fonctionnement. La machine synchrone est une machine réversible de conversion électromécanique. Elle est principalement utilisée dans le domaine de la production d'énergie électrique, à partir d'une énergie mécanique, où elle porte le nom de génératrice.

En mode génératrice, elle se distingue par un entraînement direct où le rotor est entraîné à une certaine vitesse par le couple, générant ainsi des tensions triphasées au stator, avec une fréquence proportionnelle à la vitesse d'entraînement. Par ailleurs, l'entraînement de la machine à une vitesse variable, permet alors de maximiser la puissance extraite du vent [2]. Ainsi, une interface d'électronique de puissance, est placée systématiquement lors des phases de connexion.

De plus, la machine synchrone à aimant permanent à nombre de paires de pôles élevés, possède un couple mécanique suffisant, pour être couplé directement avec la turbine sans avoir besoin de multiplicateur de vitesse. Cela réduit les pertes mécaniques [43].

Pour ces raisons, la machine synchrone à aimants permanents, reste une solution



attractive qui présente une efficacité supérieure, avec son bon rendement énergétique, une meilleure fiabilité et un bon rapport poids-puissance, comparée aux machines nécessitant en plus, une excitation [44].

Enfin, l'étude du comportement dynamique décrivant le système éolien, suggère des stratégies de commandes pour atteindre les objectifs performants (efficacité et rentabilité) [4].

Dans ce chapitre, on définit les différentes étapes pour la modélisation et la commande des dispositifs constituant la chaîne de production éolienne, basée sur une génératrice synchrone à aimant permanent.

## 2.2 Modélisation et commande de la chaîne de conversion

Cette section est consacrée à l'élaboration de lois de commande permettant de maximiser l'énergie capturée produite par l'éolienne, dans le cas des vents faibles. L'éolienne utilisée dans notre travail, est couplée directement au générateur synchrone à aimant permanent de puissance égale à 5MW. Elle est connectée à un convertisseur statique ayant pour rôle de redresseur de courant. Ce dernier est lié à travers un bus continu, à un onduleur du côté réseau .

La figure 2.1 montre la structure générale du système de conversion d'énergie éolienne.

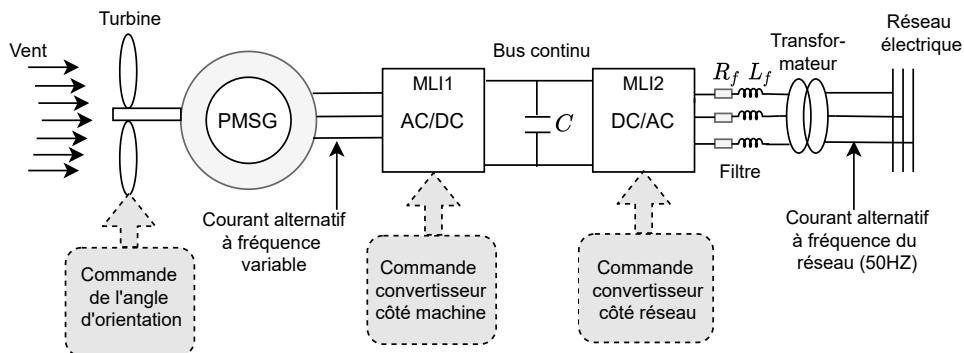


FIGURE 2.1: Schéma bloc du modèle de la chaîne de conversion éolienne

Dans la machine synchrone à aimant permanent, le stator comporte un enroulement triphasé représenté par trois axes  $(a, b, c)$ , déphasés de  $\frac{2\pi}{3}$  l'un par rapport à l'autre. De plus, le champ magnétique du rotor, est produit par des aimants permanents assurant l'excitation.

La modélisation de cette machine, est établie en termes d'équations différentielles. Celles-ci sont basées essentiellement, sur la transformation du repère triphasé (réel) au repère diphasé et réciproquement.

On peut alors définir un schéma de la machine diphasée équivalente, au sens de la transformée de Park, représenté par la figure 2.2.

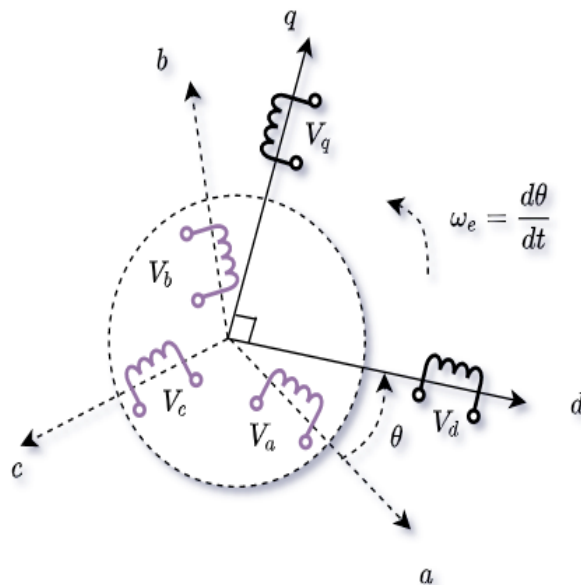


FIGURE 2.2: Représentation symbolique de la machine synchrone équivalente au sens de Park

Des hypothèses classiques [45] permettant d'établir des équations électriques pour la modélisation et la commande de la machine électrique, sont représentées ci-dessous :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé, cela permet d'exprimer les flux magnétiques, sous la forme linéaire des courants de phase sans saturation magnétique.
- Les courants de Foucault sont négligeables, puisque le circuit magnétique est parfaitement feuilleté.
- La machine est à pôles lisses et à entrefer constant.
- Les pertes du circuit magnétique sont négligeables.

### 2.2.1 Expression des tensions statoriques

Dans un repère lié au stator, les équations électriques régissant la dynamique de la MSAP sont :

$$[V_s] = [R_s] [i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (2.1)$$

avec :

$[V_s] = [V_a, V_b, V_c]^T$  : vecteur tensions statoriques,

$[i_s] = [i_a, i_b, i_c]^T$  : vecteur courants statoriques,

$[\varphi_s] = [\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c]^T$  : vecteur flux statoriques,

$R_s$  : matrice résistance du stator définie par :

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

## 2.2.2 Expression des flux statoriques

Le flux total dans chaque phase, peut être défini par les équations suivantes :

$$[\varphi_s] = - [L_s] \cdot [i_s] + [\varphi_{sf}] \quad (2.2)$$

avec :

$[L_s]$  : matrice inductance du stator définie par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix}$$

$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{ca}, M_{cb}$  : des inductances aux phases ( $a, b, c$ ) respectivement,

$[\varphi_{sf}]$  : vecteur flux engendré par l'aimant définie par :

$$[\varphi_{sf}] = \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$\varphi_f$  : valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique,  
 $\theta$  : angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé (cf. figure 2.2).

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_e dt \quad (2.3)$$

$$\omega_e = p\Omega_m \quad (2.4)$$

Avec :

$\omega_e$  : pulsation électrique,

$p$  : nombre de paire de pôles de la machine,

$\Omega_m$  : vitesse mécanique de la machine.

Le passage d'un repère triphasé à un repère diphasé se traduit par un changement de variable donné par l'équation suivante :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)] \cdot [X_{abc}]^T \quad (2.5)$$

Où :  $X_{abc}$  peut représenter courant, tension ou le flux,

$X_0$  : représente la grandeur homopolaire.  $P(\theta)$  : matrice de passage direct de Park donnée par l'équation 2.6.

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

À partir de cette transformation, les tensions statoriques du générateur deviennent :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

En convention génératrice on inverse le sens des courants on aura donc les équations électriques de la GSAP comme suit :

$$\begin{cases} v_{sd} = -R_s i_{sd} - L_d \frac{di_{sd}}{dt} + \omega_e L_q i_{sq} \\ v_{sq} = -R_s i_{sq} - L_q \frac{di_{sq}}{dt} - \omega_e L_d i_{sd} + \omega_e \varphi_f \end{cases} \quad (2.8)$$

L'expression du couple électromagnétique, dans le repère  $dq$  est définie comme ci-dessous :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_f i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}) \quad (2.9)$$

L'équation mécanique est :

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_{em} - C_r - f \Omega_m \quad (2.10)$$

$v_{sd, sq}$  : vecteurs des tensions statoriques.

$i_{sd}, i_{sq}$  : vecteurs des courants statoriques.

$\omega_e$  : pulsation des courants statoriques.

$p$  : nombre de paires de pôles.

$\Omega_m$  : vitesse de rotation mécanique.

Dans ce qui suit, les différentes commandes appliquées à la chaîne de conversion éolienne considérées dans notre travail, sont réparties en deux parties :

1. La première, est basée sur un pilotage vectoriel, défini par la commande en couple.
2. La deuxième, comprend la commande de l'onduleur à MLI, qui permet de commander la tension du bus continu et les puissances ; active et réactive, échangées avec le réseau.

## 2.3 Commande en couple

Dans le but d'un fonctionnement similaire à une machine à courant continu à excitation séparée, un découplage entre l'inducteur et l'induit, est effectué par une stratégie de dissociation des courants statoriques [34]. À savoir, le courant direct  $i_{sd}$  commande le flux et le courant en quadrature,  $i_{sq}$  gère le couple électromagnétique. Une configuration du redresseur est donc nécessaire, suivant le pilotage des tensions statoriques (cf. figure 2.3).

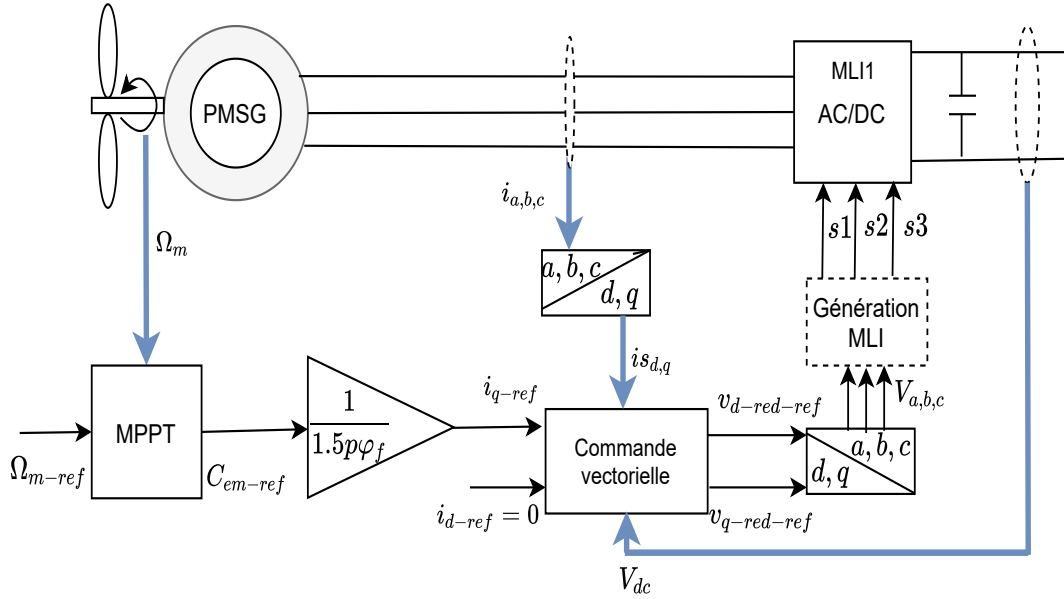


FIGURE 2.3: Commande vectorielle de la génératrice GSAP

De ce fait, une régulation appropriée à chacun des deux courants séparément, est effectuée par compensation dans un référentiel lié aux champs tournants.

La commande vectorielle de la génératrice synchrone avec découplage, permet de rendre les axes  $d$  et  $q$  de l'équation (2.7) complètement indépendants. Les termes de couplage  $(L_d, i_d, \omega_e)$  et  $(L_q, i_q, \omega_e)$  sont considérés par hypothèse, en tant que perturbations mesurables.

La figure 2.4 montre le découplage par compensation composé de deux parties :

- le contrôle des courants statoriques.
- l'ajout des termes de compensation.

Le contrôle dispose de deux régulateurs de courants, où les références à imposer sont :

- Le courant statorique direct de référence égal à zéro :  $i_{sd-ref} = 0$ .
- Le courant statorique quadrature de référence est donné par :  $i_{sq-ref} = \frac{2C_{em-ref}}{3p\varphi_f}$ .

Avec  $C_{em-ref}$  est la référence obtenue par la régulation de la vitesse mécanique vue dans le chapitre 1 donnée par l'équation(1.12).

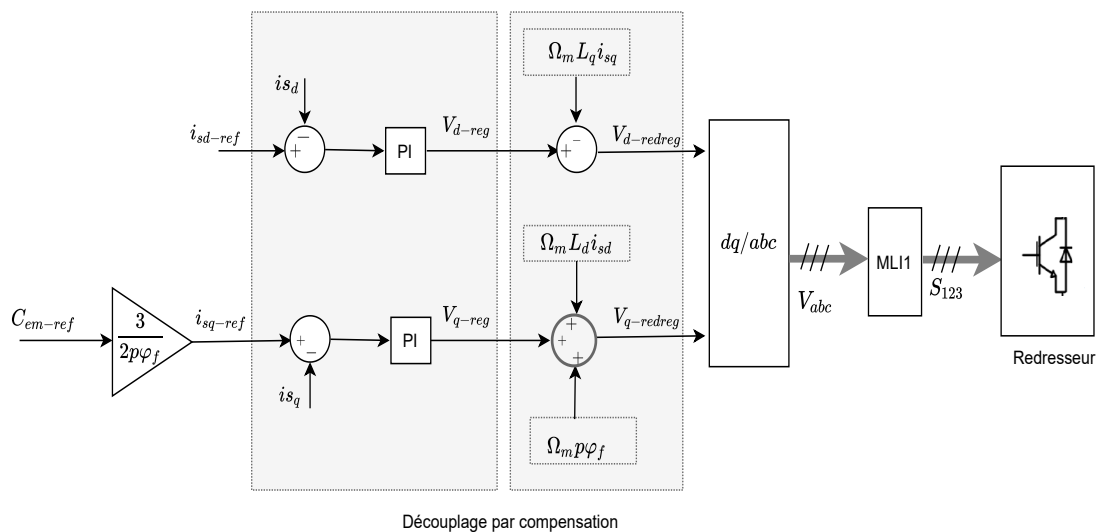


FIGURE 2.4: Commande en couple de la génératrice GSAP

Par action sur les tensions, le flux et le couple électromagnétique sont ainsi contrôlés par réglage des courants. En d'autres termes, à l'issue des réglages, les courants mesurés et les courants de références, selon l'axe  $d - q$  deviennent égaux.

C'est à dire :  $i_{sd} = i_{sdref}$  et  $i_{sq} = i_{sqref}$ .

Par conséquent, les tensions obtenues par les deux régulateurs, sont notées :  $V_{d-redreg}$  et  $V_{q-redreg}$ . Ces tensions seront transformées dans le plan référentiel triphasé ( $V_a, V_b, V_c$ ), pour être ensuite traitées par le modulateur de commande, afin de générer les séquences du modulateur de largeur à impulsion (MLI1).

## 2.4 Liaison avec le réseau

La liaison au réseau se fait à partir d'une interface d'électronique de puissance. À cet effet, la chaîne de conversion est constituée de deux convertisseurs : MLI1 et ML2, couplés sur un bus continu commun, comme indiqué dans la figure 2.5.

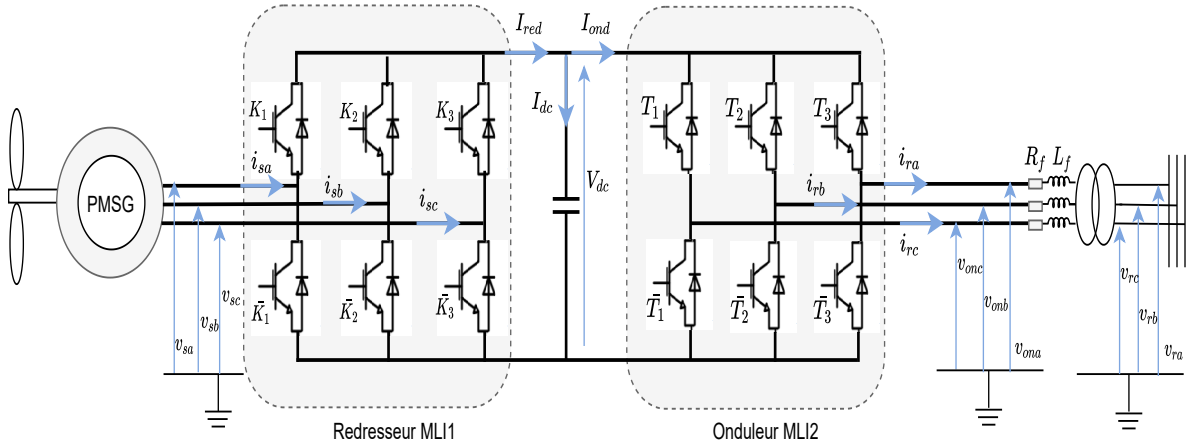


FIGURE 2.5: Association des convertisseurs à la chaîne éolienne

Le convertisseur MLI1, permet un contrôle dynamique et fiable de la commande en couple de la génératrice synchrone, ce qui assure le déplacement du point de fonctionnement sur toute la plage de vitesse de rotation.

Le convertisseur MLI2, permet à son tour, un contrôle de la puissance réactive du côté réseau.

Chaque'un des bras des deux convertisseurs, est constitué de deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnant de façon complémentaire. On peut par conséquent associer à chacun d'eux, une valeur binaire de commande  $s_i$ , avec ( $i = 1, 2, 3$ ) telle que :

- $s_i = +1 \Rightarrow$  interrupteur du haut fermé, interrupteur du bas ouvert ;
- $s_i = 0 \Rightarrow$  interrupteur du haut ouvert, interrupteur du bas fermé.

Ce qui permet d'écrire les équations de tension triphasées (2.11), du courant redressé (2.12) et la dynamique de la tension du bus continu (2.13) :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$I_{red} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

La tension simple délivrée à la sortie du redresseur, sera obtenue directement à partir des états des signaux de commande " $s_1$ ", " $s_2$ ", " $s_3$ ".

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{2C} \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} - \frac{1}{C} I_{ond} \quad (2.13)$$

En utilisant la transformée de Park, les équations (2.11), (2.12) et (2.13) deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} s_{sd} & s_{sq} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (2.14)$$

$$I_{red} = \frac{3}{4} \begin{bmatrix} s_{sd} & s_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{4C} \begin{bmatrix} s_{sd} & s_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \frac{1}{C} I_{ond} \quad (2.16)$$

Par ailleurs, les tensions simples délivrées par l'onduleur, seront obtenues directement à partir des états de commande " $c_1$ ", " $c_2$ ", " $c_3$ " qui représentent les signaux de commande. Les états de ces grandeurs seront déterminés à l'aide de la stratégie de commande envisagée.

### 2.4.1 Stratégies de contrôle du côté réseau

À partir de la configuration illustrée par la figure 2.6, les tensions de références de l'onduleur sont obtenues.

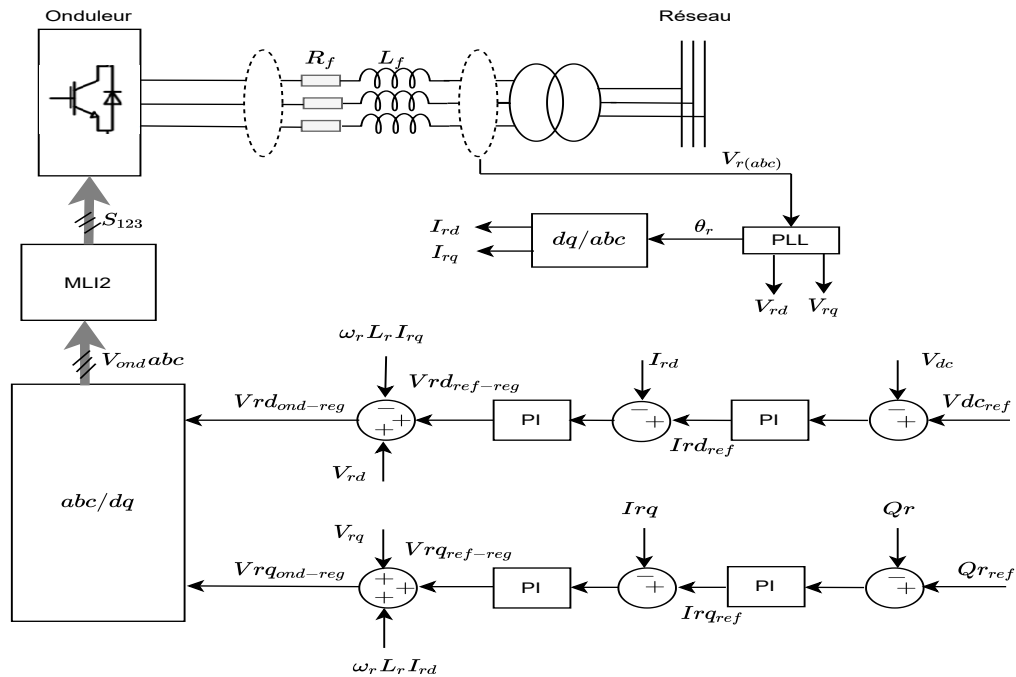


FIGURE 2.6: Commande des courants dans le repère  $d - q$

Cette configuration, permet la liaison de la machine synchrone à aimant permanent, avec le réseau. Pour ce faire, la commande de la tension du bus continu génère la référence du courant direct, celle de la puissance réactive délivre le courant en quadrature.

Par conséquent, la tension du bus continu, se maintiendra constante et l'échange d'énergie avec le réseau, sera établi avec une puissance réactive nulle.

## 2.4.2 Contrôle des courants envoyés au réseau électrique

Les tensions de références introduites à l'onduleur (côté réseau), sont obtenues par le biais des deux régulateurs selon la stratégie suivante :

► un asservissement de la tension du bus continu est basé sur un régulateur classique PI, utilisant une tension de référence constante  $V_{dref}$ .

Par conséquent, le courant de référence généré, sera défini comme consigne à imposer au courant  $i_{dr}$ . À son tour, la régulation de l'erreur obtenue, permet de délivrer la tension de l'axe direct  $V_{d-ond}$ .

Par ailleurs, la régulation de la puissance réactive, permet de définir le courant  $i_{qr}$  de référence pour l'obtention de la tension  $V_{q-ond}$ .

Ces tensions sont ensuite transformées dans le plan référentiel triphasé ( $V_a, V_b, V_c$ ), pour être traitées par le modulateur de commande, afin de délivrer séquences du modulateur de largeur à impulsion (MLI2).

## 2.4.3 Synthèse des régulateurs

En considérant le système suivant (cf. figure 2.7) du premier ordre, les gains proportionnel et intégral du régulateur PI seront déterminés :

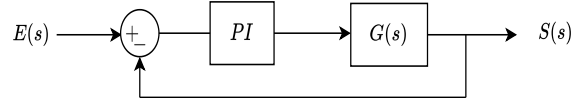


FIGURE 2.7: Schéma bloc du régulateur PI

$R(s)$  est la fonction de transfert du régulateur représentée par l'équation 2.17 :

$$R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.17)$$

$$G(s) = \frac{k}{1 + Ts} \quad (2.18)$$

$K$  : Gain statique.

$T$  : Constante de temps.

La fonction de transfert en boucle fermée du système de la figure 2.7 sera donc :

$$H(s) = \frac{k(K_p s + K_i)}{s(1 + Ts) + k(K_p s + K_i)} \quad (2.19)$$

La fonction caractéristique de ce système est donnée par la l'équation 2.20 :

$$D(s) = s^2 + \frac{kK_p + 1}{T}s + \frac{kK_i}{T}s \quad (2.20)$$



Par identification avec la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre, avec une pulsation naturelle  $w_n$  et un coefficient d'amortissement  $\xi$ . Les gains du régulateur, sont définis comme suit :

$$K_p = \frac{2\xi w_n T - 1}{k} \quad (2.21)$$

et

$$K_i = \frac{T w_n^2}{k} \quad (2.22)$$

Toutefois, l'association des différents dispositifs constituant la chaîne de production éolienne, rend le modèle mathématique plus complexe. Pour cela, les gains par placement de pôles (les équations 2.21 et 2.22), doivent être ajustés pour produire améliorer les résultats. Cela nous a menés à résoudre un problème d'optimisation, utilisant des méta-heuristiques.

## 2.5 Optimisation par la méthode des essaims particulaires

L'optimisation par essaim particulaire (OEP), ou *particle Swarm Optimization* (PSO) en anglais est un algorithme méta-heuristique, proposé par Kennedy et Eberhart en 1995 [11]. Le modèle mathématique de la PSO a été inspiré à partir du comportement social des animaux évoluant en essaim. Pour cela, chaque individu possède une intelligence limitée, ne portant qu'une connaissance locale sur sa situation dans l'essaim. La décision de son déplacement, dépend de l'information locale et de la mémoire de chaque individu.

La cohésion de l'essaim et les comportements d'équipes complexes et adaptatifs sont maintenus à l'aide de règles simples, telles que : rester proche des autres individus, aller dans une même direction, ou aller à la même vitesse.

L'essaim particulaire est une population d'agents simples, pour laquelle, chaque particule apporte une solution au problème et garde en mémoire, sa position (le vecteur solution) et sa vitesse. De plus, chacune d'elle, se souvient de sa meilleure performance (en position et en valeur) et de celle atteinte par les particules voisines.

Le déplacement d'une particule est influencé par trois composantes : la composante d'inertie, la composante cognitive et la composante sociale.

Le principe d'optimisation par essaim de particules, utilise ces trois composantes en modifiant de façon aléatoire, leurs poids au cours des itérations.

Ces informations peuvent être modélisées comme suit :

Soit  $D$  un espace de recherche de dimension  $d$ , une particule  $i$  de l'essaim est définie par sa position  $x_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{id})$  et sa vitesse  $v_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{id})$ . La position de cette particule, est évaluée à l'aide d'une fonction "objectif" et la meilleure position  $pbest_i = (pbest_{i1}, pbest_{i2}, \dots, pbest_{id})$  par laquelle elle est déjà passée, ainsi que la meilleure position  $gbest = (gbest_1, gbest_2, \dots, gbest_d)$  atteinte par les particules de l'essaim, qui sont mémorisées.

La nouvelle vitesse  $v_i(t+1)$  de la particule  $i$  est donnée par l'équation 2.23 :

$$v_i(t+1) = wv_i(t) + C_1 rand_1(pbest_i \checkmark x_i(t)) + C_2 rand_2(gbest \checkmark x_i(t)) \quad (2.23)$$

Avec :  $i = 1, \dots, p$ ,

$w$  : paramètre de pondération,

$C_1$  et  $C_2$  : constantes d'accélération,

$rand_1$  et  $rand_2$  : nombres aléatoires entre 0 et 1.

La nouvelle position  $s_i(k + 1)$  de la particule  $i$  est donnée par l'équation 2.24 :

$$x_i(t + 1) = x_i(t) + v_i(t + 1) \quad (2.24)$$

La figure 2.8 illustre la stratégie de déplacement d'une particule.

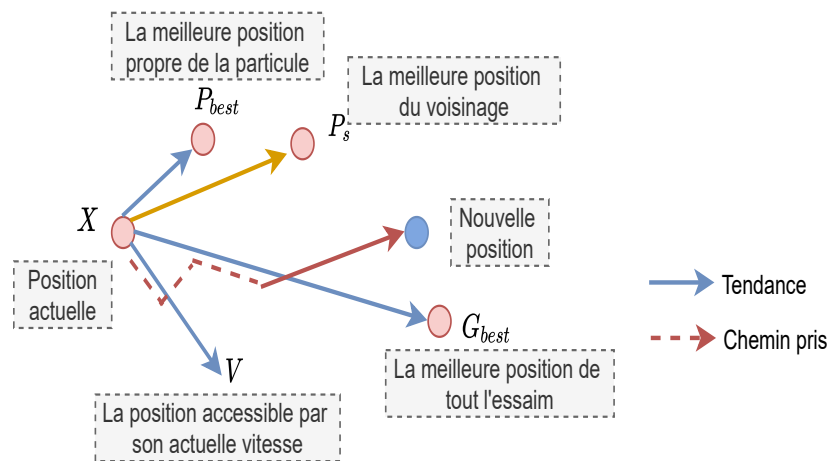


FIGURE 2.8: Déplacement d'une particule

La figure 2.9 présente l'organigramme d'optimisation par l'essaim de particules.

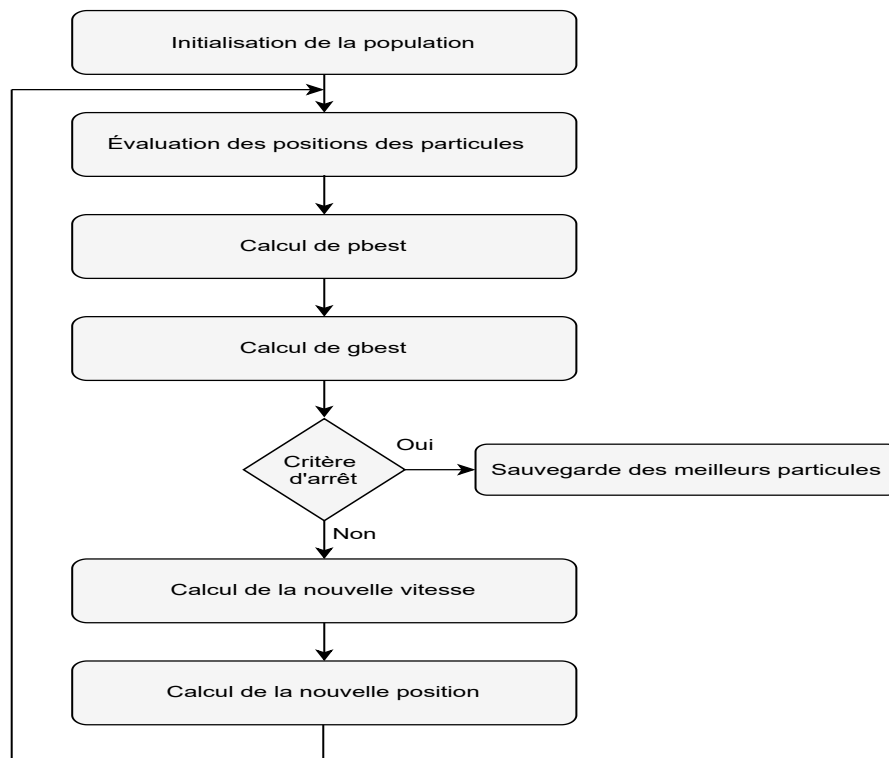


FIGURE 2.9: Organigramme de la méthode PSO

Le tableau suivant, montre les valeurs des gains obtenus par le calcul direct et par l'optimisation PSO, en utilisant les coefficients suivants :  $w = 0.68$ ,  $C_1 = C_2 = 1.43$ .

TABLEAU 2.1 – Tableau des gains du régulateur de la vitesse mécanique

| Gains | placement de pôle | PSO          |
|-------|-------------------|--------------|
| $K_i$ | $1.4622e + 08$    | $7.56e + 13$ |
| $K_p$ | $2.9615e + 07$    | $6.91e + 09$ |

## 2.6 Résultats des simulations

L'optimisation des gains du régulateur de la vitesse mécanique par l'algorithme PSO a permis de fixer les valeurs des gains  $K_i$  et  $K_p$  et d'optimiser des valeurs stables juste avant la 150<sup>me</sup> itération (cf. figure 2.10).

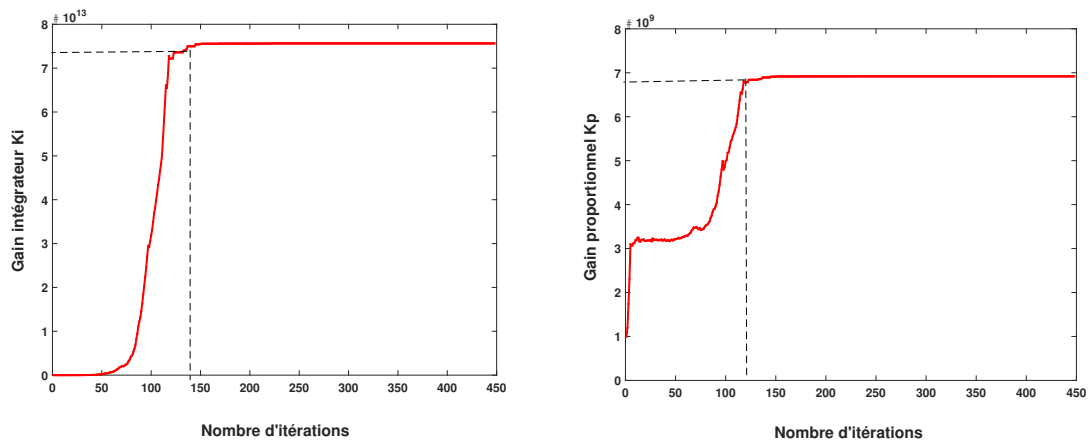


FIGURE 2.10: Évolution des gains intégrateur et proportionnel en fonction du nombre d'itérations

Pour la simulation de la chaîne de production d'énergie, la valeur moyenne de la vitesse du vent est fixée à  $10 \text{ m/s}$ , dans un intervalle de  $100 \text{ s}$ , où les valeurs minimales et maximales sont respectivement de  $6.8 \text{ m/s}$  et  $13.14 \text{ m/s}$  (cf. figure 2.11).

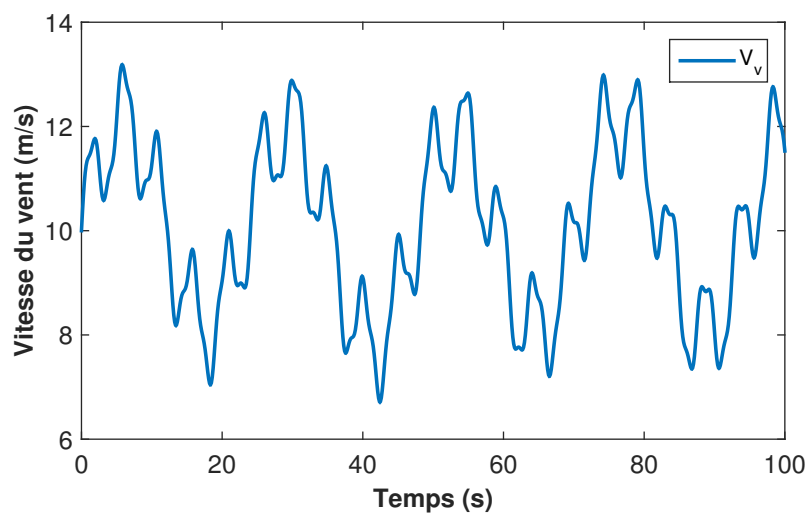


FIGURE 2.11: Profil du vent

La référence de la vitesse de la turbine éolienne  $\Omega_{mref}$ , est estimée à partir de l'équation 1.10 obtenue par la MPPT.

La figure 2.12 illustre le résultat du contrôle de la vitesse mécanique de la GSAP. Ceci montre que l'éolienne est bien adaptée à la variation du vent, grâce à la stratégie de contrôle MPPT proposée. Néanmoins, un zoom sur la vitesse mécanique de 7 s à 15 s, montre un petit décalage de la vitesse  $\Omega_{mPI}$  par rapport à celle de la référence  $\Omega_{mref}$ . Par ailleurs, l'optimisation des gains par l'approche PSO, présente des mesures identiques.

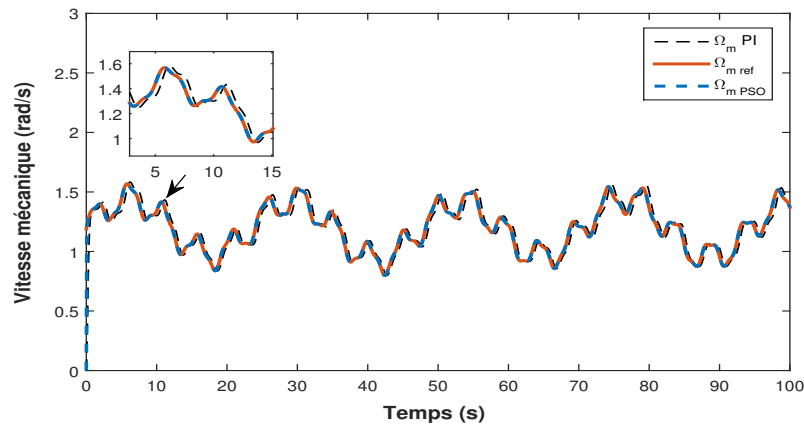


FIGURE 2.12: Vitesse de rotation

Les courants  $i_{sd}$  (cf. figure 2.13) et  $i_{sq}$  (cf. figure 2.14) suivent parfaitement leurs références en appliquant la commande vectorielle à la GSAP.

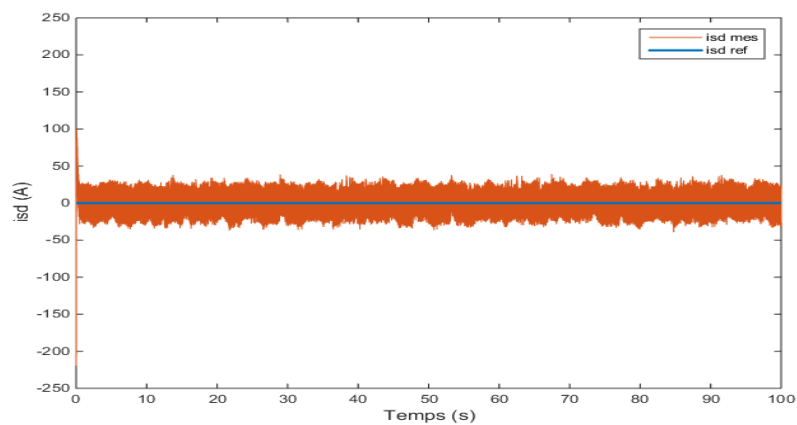


FIGURE 2.13: Courant direct

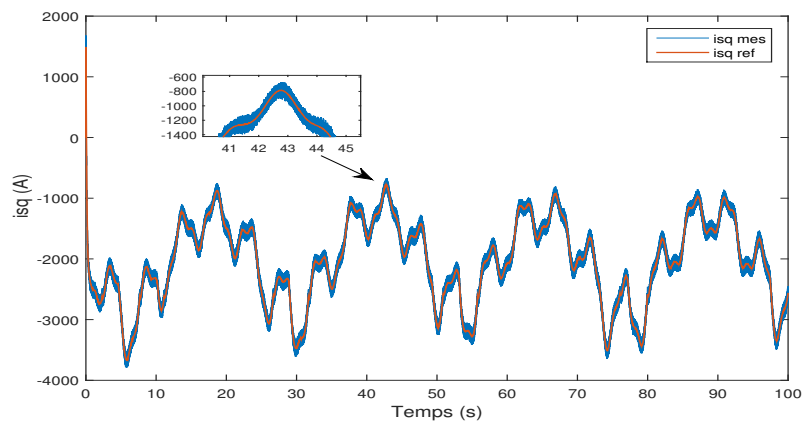


FIGURE 2.14: Courant en quadrature

La tension du bus continu (cf. figure 2.15) indique une valeur de référence constante de  $4700\text{ V}$ . Nous pouvons voir que la tension du bus continu, suit sa référence, avec quelques ondulations dues à la variation de la vitesse du générateur.

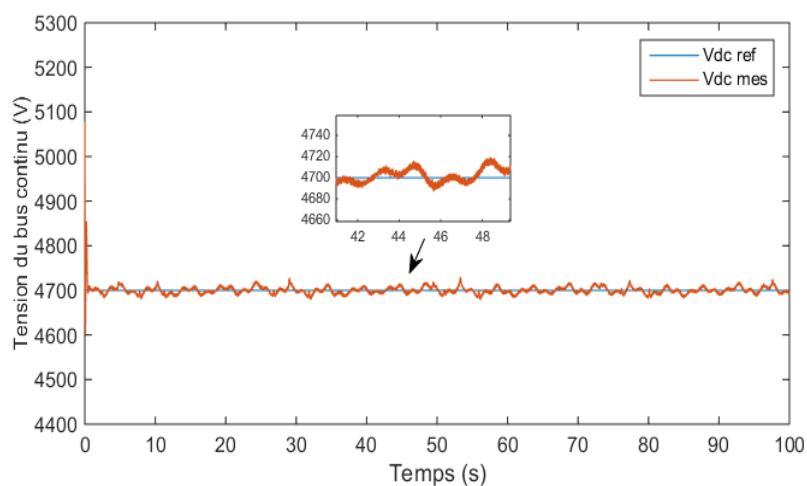


FIGURE 2.15: Tension du bus continu

La figure 2.16 montre la forme sinusoïdale du courant statorique injecté au réseau, en phase avec la tension du réseau. Cette dernière est modélisée par une source équilibrée triphasée ( $1100\text{ V}$ ,  $50\text{ Hz}$ ).

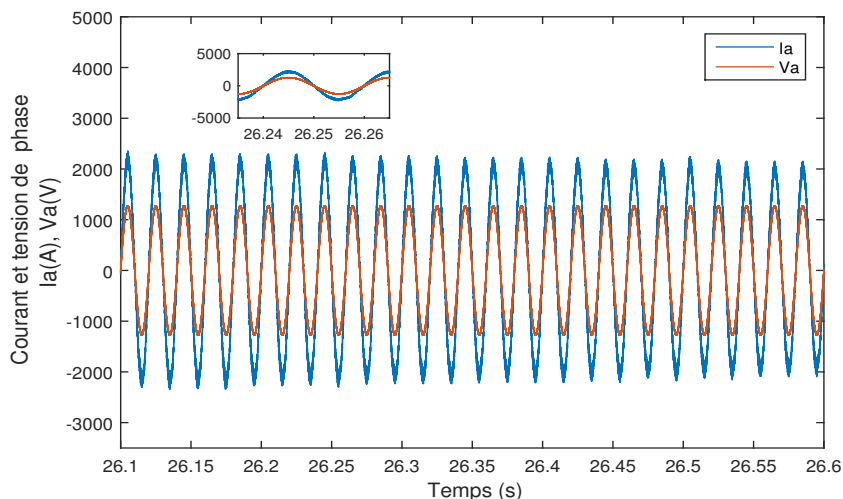


FIGURE 2.16: Courant de phase et tension de phase

La figure 2.17 illustre la puissance réactive délivrée au réseau, avec de très faible valeur, mettant le facteur de puissance à l'unité.

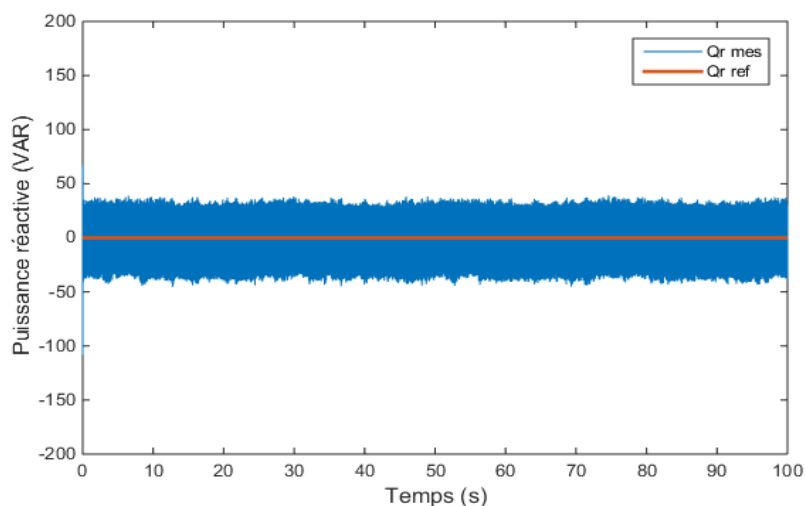


FIGURE 2.17: Puissance réactive

## 2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la commande vectorielle à la génératrice synchrone à aimant permanent, pilotée par un convertisseur à commande utilisant la modulation (MLI). Cette structure nous a permis d'aborder la stratégie de commande MPPT pour optimiser la puissance produite par l'éolienne, assurée par la régulation de la vitesse mécanique et le contrôle du couple électromagnétique. Par ailleurs, La vitesse de la tension continue est établie avec un temps de réponse, qui dépend de la commande du redresseur pendant toute la plage de variation du vent. Les résultats obtenus ont montré un raccordement au réseau avec une puissance réactive faible. L'analyse des simulations réaliées, illustre clairement un degré d'efficacité acceptable de la régulation choisie. En effet, le calcul des gains des correcteurs, est fondé principalement sur des fonctions de transfert, dont les valeurs des paramètres du système sont

supposées fixes. Malgré cela, la détermination des gains doit être ajustée pour obtenir un système efficace. Cela nous a amenés à résoudre un problème d'optimisation, suivant l'approche des particules par essaim, qui est caractérisée par sa convergence rapide. Cependant, au sein d'un système réel, ces paramètres sont contraints à des variations entraînées par différents phénomènes physiques (saturation des inductances, échauffement des résistances ...). Ainsi, dans le but d'améliorer les performances de notre système, un algorithme de commande plus avancé, est proposé dans le troisième chapitre 3. C'est la commande floue de type Takagi-Sugeno, qui permet de modéliser le comportement de la machine synchrone à aimant permanent.

## CHAPITRE 3

# MODÉLISATION ET ANALYSE DE LA STABILITÉ DES MODÈLES FLOUS T–S

### 3.1 Introduction

L'utilisation des multimodèles, suscite un intérêt croissant pour les systèmes non linéaires. Ils permettent d'obtenir un modèle mathématique, représentant le comportement du système non linéaire, sous une forme décomposée par des sous-ensembles linéaires. Par conséquent, le système devient moins complexe pour procéder à la commande et à l'analyse de la stabilité.

Dans le domaine du control, plusieurs stratégies utilisent les variables du vecteur d'état, pour la synthèse de la loi de commande. Cependant, sur le plan pratique, ces variables peuvent ne pas être accessibles à la mesure. Dans ce cas, l'observateur est utilisé pour remplacer les capteurs coûteux ou difficiles à maintenir, afin de fournir une estimation de la valeur courante de l'état, en fonction des entrées et des sorties du système. Dans ce contexte, des travaux sur les observateurs ont été élaborés par Kalman et Luenberger[47] [48].

En outre, d'autres conceptions plus étendues, ont été développés sur certaines classes des systèmes non linéaires dynamiques : Tels que les systèmes linéaires invariants dans le temps (LTI) [49], les systèmes à paramètres variant dans le temps (LTV) [50] et les systèmes linéaires à paramètres variants (LPV) [51].

En revanche, les systèmes flous de type Takagi-Sugeno sont largement répandus, aussi bien dans l'analyse que dans la synthèse de la loi de commande, avec réduction du conservatisme des conditions de synthèse.

Ils sont représentés sous la forme d'un ensemble de sous-modèles de structures simples [52] [53] [54].

### 3.2 Présentation de la structure de modèles flous (T–S)

Un système non linéaire peut être modélisé sous la forme générale indiquée par les équations 3.1 :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u(t) \\ y(t) = \varphi(x(t)) + m(x(t))u(t) \end{cases} \quad (3.1)$$

où  $x(t) \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur d'état,  $u(t) \in \mathbb{R}^m$  est le vecteur d'entrée avec lequel le système peut être commandé et  $y(t) \in \mathbb{R}^q$  est le vecteur de sortie.

$f(x(t))$ ,  $g(x(t))$ ,  $\varphi(x(t))$  et  $m(x(t))$  sont des fonctions non linéaires avec des dimensions



appropriées.

Depuis leur introduction en 1985, les modèles flous de type T-S sont décrits par un ensemble de règles floues **Si - Alors** [55].

Le modèle T-S flou (3.2) peut être construit par un ensemble de règles floues  $R_i$  de type **Si-Alors**, représentant les relations d'entrée/sortie d'un système non linéaire. Cette conception doit assurer la précision de la reproduction du comportement du système dans une large plage de fonctionnement.

La  $i$  ème règle du modèle flou s'écrit sous la forme suivante :

**Si**  $z_1(t)$  est  $F_{1i}$  et ... et **Si**  $z_g(t)$  est  $F_{gi}$  **Alors**

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) \\ y(t) = C_i x(t) + D_i u(t) \end{cases} \quad i = 1, \dots, r. \quad (3.2)$$

où  $r$  est le nombre de règles floues,

$A_i, B_i, C_i$  et  $D_i$  sont les matrices appropriées des sous-systèmes, où  $A_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$  est la matrice d'état,  $B_i \in \mathbb{R}^{n \times m}$  est la matrice de commande,  $C_i \in \mathbb{R}^{q \times n}$  est la matrice d'observation et  $D_i \in \mathbb{R}^{q \times m}$  est la matrice de transmission directe.

$F_{gi}$  est l'ensemble flou et  $z_1(t) \dots z_g(t)$  sont les variables de prémisses.

Un modèle flou de type de Takagi-Sugeno est composé d'un ensemble fini de modèles linéaires interconnectés grâce à des fonctions non linéaires.

Le modèle flou du système résultant apparaît, comme une moyenne pondérée des modèles locaux, sous la forme compacte (défuzzifiée) suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))(C_i x(t) + D_i u(t)) \end{cases} \quad (3.3)$$

où  $i = 1, \dots, r$ ,  $z(t) = [z_1(t) \quad z_2(t) \quad \dots \quad z_g(t)]$ .

Soient  $F_{ij}(z_j(t))$  : les valeurs d'appartenance des variables des prémisses  $z_j(t)$  dans les sous-ensembles flous  $F_{ij}$ .

La défuzzification barycentrique du système (3.2), s'obtient en posant :

$w_i(z(t)) = \prod_{j=1}^p F_{ij}(z_j(t)) > 0$  et en considérant les fonctions d'appartenances suivantes :

$$\mu_i(z(t)) = \frac{w_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))} \quad (3.4)$$

et  $\forall t \geq 0$ , on a :

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^r w_i(z(t)) > 0 \\ w_i(z(t)) \geq 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

Pour une  $i^{me}$  règle, la fonction d'appartenance  $\mu_i(z(t))$  indique le degré d'activation du  $i^{me}$  modèle local associé, vérifiant la propriété de la somme convexe suivante :

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t)) = 1 \\ 0 \leq \mu_i(z(t)) \leq 1 \end{cases} \quad (3.6)$$

### 3.3 Modélisation floue type Takagi Sugeno

La modélisation du système flou défini par le système d'équations (3.3), est établie à partir des données sur le modèle. Elle peut être décrite selon ces trois approches.

#### 3.3.1 Identification du modèle T-S

Cette méthode permet d'obtenir un modèle flou T-S à partir des données d'E/S obtenues par des mesures du système réel. À et effet, cette méthode est utilisée, en absence du modèle analytique du système non linéaire [55] [56] [57].

Le modèle dynamique flou de type Takagi-Sugeno, comporte les paramètres de l'antécédent et du conséquent pour chacune des règles.

L'estimation des paramètres de chaque sous système, est définie par les techniques d'identification basée sur des algorithmes d'optimisation numérique, pour la minimisation d'erreur quadratique entre la sortie du modèle T-S flou estimé et celle du modèle mesuré.

#### 3.3.2 Linéarisation du modèle T-S

En présence de la forme analytique du modèle non linéaire d'un processus physique, la méthode par linéarisation, consiste à linéariser le système non linéaire préétabli autour de plusieurs points de fonctionnement.

L'obtention d'une structure T-S, est réalisée dans ce cas, par l'interconnexion de ces modèles, à l'aide des fonctions d'appartenance non linéaires judicieusement définies (gaussiennes, triangulaires, trapézoïdales, . . . etc) [53] [58].

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = g(x(t), u(t)) \end{cases} \quad (3.7)$$

Où  $f \in R^n$ ,  $g \in R^p$  sont des fonctions non linéaires continues,  $x(t) \in R^n$  est le vecteur d'état et  $u(t) \in R^m$  est le vecteur de commande.

La représentation du système non linéaire (3.7) par un modèle flou T-S, est constituée de plusieurs modèles locaux, sous la forme linéaire ou affine. Ces dernières sont obtenues en linéarisant le système non linéaire, autour d'un point de fonctionnement arbitraire  $(x_i, u_i) \in R^n \times R^m$  [59].

La représentation floue T-S par linéarisation est la suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_m(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))(A_i x_m(t) + B_i u(t) + D_i) \\ y_m(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))(C_i x_m(t) + E_i u(t) + N_i) \end{cases} \quad (3.8)$$

avec

$$A_i = \left. \frac{\partial f(x, u)}{\partial x} \right|_{\substack{x = x_i \\ u = u_i}}, \quad B_i = \left. \frac{\partial f(x, u)}{\partial u} \right|_{\substack{x = x_i \\ u = u_i}}$$

$$C_i = \left. \frac{\partial g(x, u)}{\partial x} \right|_{\substack{x = x_i \\ u = u_i}}, \quad E_i = \left. \frac{\partial g(x, u)}{\partial u} \right|_{\substack{x = x_i \\ u = u_i}}$$

$$D_i = f(x_i, u_i) - A_i x_i - B_i u_i, \quad N_i = g(x_i, u_i) - C_i x_i - E_i u_i$$

Le nombre de modèles locaux  $r'$  obtenu, dépend de la précision souhaitée de la modélisation, de la complexité du système non linéaire et du choix de la structure des fonctions d'activation. Il doit aussi satisfaire les propriétés de la somme convexe [60].

### 3.3.3 Décomposition du modèle T-S

La décomposition par l'approche des secteurs non linéaire a été initiée par Kawamoto et al. en 1992 [61]. Puis elle a été étendue en 2001 par Tanaka et Wang [53] ainsi que, Morère [62].

L'objectif de cette approche, est de trouver un secteur global par décomposition en secteurs non linéaires d'un modèle non linéaire préétabli, qui satisfait aux conditions du système  $a_1x(t) \leq f(x(t), u(t)) \leq a_2x(t)$ .

Cette méthode permet de passer d'un modèle analytique non linéaire, en un modèle T-S, en représentant exactement le modèle non linéaire dans une forme d'espace d'état, appelée aussi approche par secteurs non-linéaires.

Contrairement aux deux approches citées précédemment, la représentation de type T-S du modèle non linéaire n'est pas approximative. Pour cela, le modèle donné par le système d'équations 3.7, est décrit par une conception exacte représentée dans un espace compact des variables d'état. Toutefois, il n'est pas toujours facile de trouver un secteur global pour le système non linéaire. À cet effet, le secteur local apporte de meilleures solutions pour représenter ce type de modèle (cf. figure 3.1) [63].

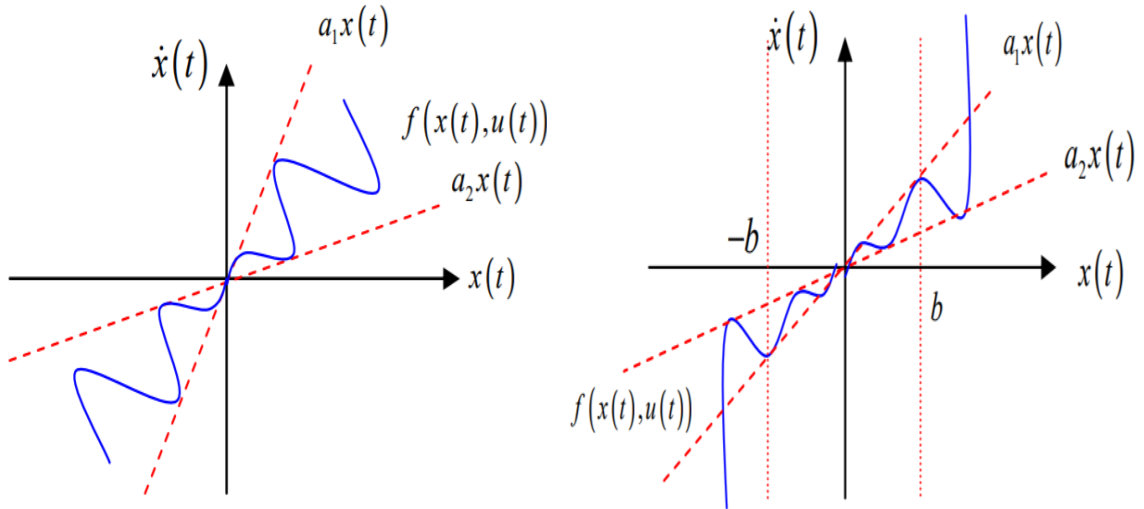


FIGURE 3.1: Secteurs non linéaires global et local

Les modèles T-S obtenus à partir d'une décomposition en secteurs non linéaires, présentent des avantages du point de vue de la précision et de la connaissance des fonctions d'appartenance qui assurent l'interconnexion des modèles locaux. Notons que l'approche par secteurs non linéaires, permet d'associer une infinité de modèles T-S pour un système non linéaire, suivant le découpage des non-linéarités réalisées. Une approche systématique de découpage en secteurs non linéaires [62], repose sur le lemme suivant :

**Lemma 1** Soit  $z(t) = f(x(t)) : R \rightarrow R$  une fonction bornée pour tout  $x \in [a \ b]$ , alors il existe deux fonctions  $\mu_1(z(t))$  et  $\mu_2(z(t))$  ainsi que deux réels  $\alpha$  et  $\beta$  tels que [64] :

$$z(t) = \alpha\mu_1(z(t)) + \beta\mu_2(z(t)) \quad (3.9)$$

Avec :

$$\mu_1(z(t)) + \mu_2(z(t)) = 1, \mu_1(z(t)) \geq 0, \mu_2(z(t)) \geq 0 \quad (3.10)$$

**Preuve** Considérons la fonction  $f(x(t))$  bornée telle que  $\alpha \leq z(t) \leq \beta$ . On peut alors toujours écrire :

$$z(t) = \alpha\mu_1(z(t)) + \beta\mu_2(z(t)) \quad (3.11)$$

avec  $\alpha = \min(z(t))$  et  $\beta = \max(z(t))$ ,

$$\mu_1(z(t)) = \frac{z(t) - \alpha}{\beta - \alpha} \text{ et } \mu_2(z(t)) = \frac{\beta - z(t)}{\beta - \alpha}$$

**Exemple 1** Soit le système non linéaire autonome décrit par l'équation suivante :

$$\dot{x}(t) = x(t) \cdot \sin(x(t)) \quad (3.12)$$

Posons  $z(t) = \sin(x(t))$ , où  $z(t)$  est continue et bornée par  $[-1 \ 1]$  alors :  $\min(z(t)) = -1$  et  $\max(z(t)) = 1$ .

Par conséquent, les fonctions d'appartenance peuvent être calculées comme suit :

$$\begin{cases} F_{11}(z(t)) = \frac{z(t) + 1}{2} \\ F_{12}(z(t)) = \frac{1 - z(t)}{2} \end{cases} \quad (3.13)$$

D'après le Lemme 3.1, on peut écrire :  $z(t) = \frac{z(t) + 1}{2} \times (1) + \frac{1 - z(t)}{2} \times (-1)$

$$z(t) = F_{11}(z(t)) \cdot (1) + F_{12}(z(t)) \cdot (-1) \quad (3.14)$$

où

$$F_{11}(z(t)) + F_{12}(z(t)) = 1 \quad (3.15)$$

Le système non linéaire (3.12) peut être représenté par l'ensemble de règles floues suivantes :

$$\begin{aligned} R_1 : & \text{ Si } z(t) \text{ est } F_{11} \text{ Alors } \dot{x}(t) = A_1 x(t) \\ R_2 : & \text{ Si } z(t) \text{ est } F_{12} \text{ Alors } \dot{x}(t) = A_2 x(t) \end{aligned}$$

Ainsi, le modèle T-S est donné sous sa forme compacte par :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t)) A_i x(t) \quad (3.16)$$

Avec :  $A_1 = 1$  et  $A_2 = -1$  La figure 3.2 montre le comportement identique des systèmes flou et réel de l'exemple cité.

**Exemple 2** Considérons le système non linéaire autonome décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_1(t) + x_2(t) \sin(x_1(t)) + u(t) \\ \dot{x}_2(t) = 2x_1(t)x_2^2(t) - 3x_2(t) + u(t) \end{cases} \quad (3.17)$$

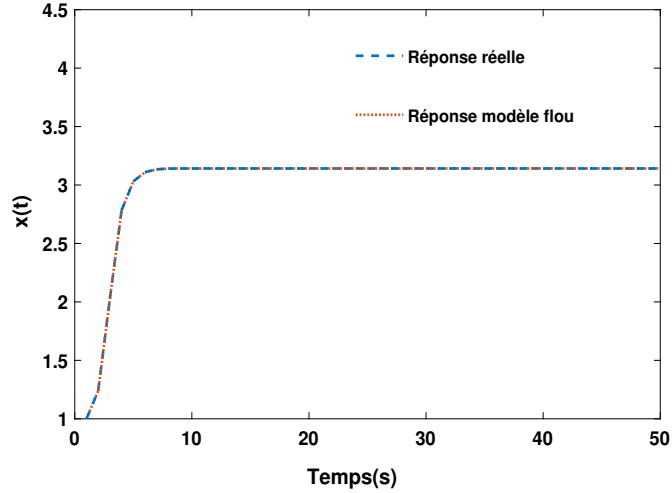


FIGURE 3.2: Réponses des systèmes flou et réel de l'exemple 1

Par la simplicité, nous supposons que  $x_1 \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]$  et  $x_2 \in [-a, a]$

Le système (3.17), peut être réécrit comme suit :

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 1 & \sin(x_1(t)) \\ 2x_2^2(t) & -3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ x_2^2(t) \end{bmatrix} u(t) \quad (3.18)$$

Avec :  $x(t) = [x_1(t) \ x_2(t)]$  est le vecteur d'état,

$z_1(t) = \sin(x_1(t))$  et  $z_2(t) = x_2^2(t)$  sont les variables de la prémisse.

Il y a deux termes non linéaires, qui génère une construction d'un modèle flou T-S à 4 règles.

Les valeurs maximales et minimales de  $z_1(t)$  et  $z_2(t)$  sont :

$$\max(z_1(t)) = 1, \min(z_1(t)) = -1, \max(z_2(t)) = a^2, \min(z_2(t)) = 0$$

À partir de ces valeurs, on peut transformer les termes non linéaires suivant le Lemme 3.1 comme suit :

$$\begin{cases} z_1(t) = \frac{z_1(t) + 1}{2} \times (1) + \frac{1 - z_1(t)}{2} \times (-1) \\ z_2(t) = \frac{z_2(t)a^2}{a^2} \times (a^2) + \frac{a^2 - z_2(t)}{a^2} \times (0) \end{cases} \quad (3.19)$$

Ce qui correspond à :

$$\begin{cases} z_1(t) = F_{11}(z_1(t)) \cdot (1) + F_{12}(z_1(t)) \cdot (-1) \\ z_2(t) = F_{21}(z_2(t)) \cdot (a^2) + F_{22}(z_2(t)) \cdot (0) \end{cases} \quad (3.20)$$

où

$$\begin{cases} F_{11}(z_1(t)) + F_{12}(z_1(t)) = 1 \\ F_{21}(z_2(t)) + F_{22}(z_2(t)) = 1 \end{cases} \quad (3.21)$$

Par conséquent, les fonctions d'appartenance peuvent être calculées comme suit :

$$\begin{cases} F_{11}(z_1(t)) = \frac{z_1(t) + 1}{2} \\ F_{12}(z_1(t)) = \frac{1 - z_1(t)}{2} \\ F_{21}(z_2(t)) = \frac{z_2(t)}{a^2} \\ F_{22}(z_2(t)) = \frac{a^2 - z_2(t)}{a^2} \end{cases} \quad (3.22)$$

Le système non linéaire (3.17) est représenté par les 4 règles floues suivantes :

$$\begin{aligned} R_1 : & \text{ Si } z_1 \text{ est } F_{11} \text{ et } z_2 \text{ est } F_{21} \text{ Alors } \dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t) \\ R_2 : & \text{ Si } z_1 \text{ est } F_{11} \text{ et } z_2 \text{ est } F_{22} \text{ Alors } \dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t) \\ R_3 : & \text{ Si } z_1 \text{ est } F_{12} \text{ et } z_2 \text{ est } F_{21} \text{ Alors } \dot{x}(t) = A_3x(t) + B_3u(t) \\ R_4 : & \text{ Si } z_1 \text{ est } F_{12} \text{ et } z_2 \text{ est } F_{22} \text{ Alors } \dot{x}(t) = A_4x(t) + B_4u(t) \end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{aligned} A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 2a^2 & -3 \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 2a^2 & -3 \end{bmatrix}, A_3 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & -3 \end{bmatrix}, A_4 = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & -3 \end{bmatrix}, \\ B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ a^2 \end{bmatrix}, B_3 = B_4 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

L'inférence du système flou est donnée par :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^4 \mu_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \quad (3.23)$$

où

$$\begin{cases} \mu_1(z(t)) = F_{11}(z_1(t)) \times F_{21}(z_2(t)) \\ \mu_2(z(t)) = F_{11}(z_1(t)) \times F_{22}(z_2(t)) \\ \mu_3(z(t)) = F_{12}(z_1(t)) \times F_{21}(z_2(t)) \\ \mu_4(z(t)) = F_{12}(z_1(t)) \times F_{22}(z_2(t)) \end{cases} \quad (3.24)$$

La figure 3.3 représente le comportement des systèmes flou et réel du second exemple avec grande précision.

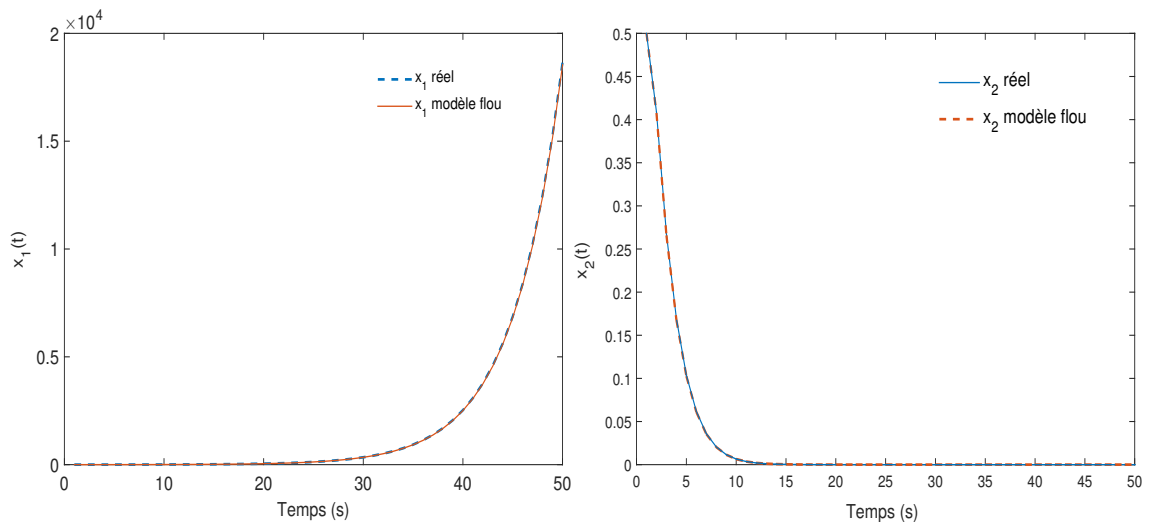


FIGURE 3.3: Réponses des systèmes flou et réel de l'exemple 2

### 3.4 Stabilité des modèles flous T–S

La stabilité des systèmes non linéaires obtenue par un modèle flou T-S, a fait l'objet de nombreux travaux. L'analyse de la stabilité et la synthèse de la loi de commande de ces modèles, se basent principalement sur la théorie de Lyapunov [65]. Le paradigme central de cette théorie, s'appuie sur une observation physique fondamentale du comportement du système dynamique, du point de vue de son énergie totale. Si cette énergie (étant généralement un scalaire), est continûment dissipée, on parle alors de système dissipatif. Dans ce cas, on peut espérer que le système tend vers un point d'équilibre. À cet effet, l'utilisation de la fonction de Lyapunov candidate, est une mesure de distance, entre les variables d'état et le point d'équilibre. La difficulté de cette méthode réside dans la détermination de cet fonction. Cependant, les fonctions de Lyapunov existent sous la forme de deux grandes familles : les fonctions quadratiques et non quadratiques. Les fonctions quadratiques font appel à des hypothèses restrictives et produisent des conditions de stabilité suffisantes, réduites à des problèmes d'inégalité matricielle linéaire (LMI)[12]. Par conséquent, elles peuvent être résolues efficacement dans la pratique par des techniques de programmation convexe. Quelques rappels sur les LMIs, sont présentés en appendice B.

Soit un système de Takagi-Sugeno autonome, représenté par :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \quad (3.25)$$

**Theorem 1** *Le système (3.25) est dit asymptotiquement stable [53], si et seulement s'il existe une matrice  $P \in \mathbb{R}^{n \times n}$  symétrique et définie positive vérifiant la LMI suivante :*

$$A_i^T P + P A_i < 0 \quad i = 1, \dots, r \quad (3.26)$$

**Preuve** Cette condition s'appuie sur le choix d'une fonction candidate quadratique de Lyapunov (équation 3.27)

$$V(x(t)) = x(t)^T P x(t) \quad (3.27)$$

où  $P = P^T > 0$

Le système flou T-S 3.25 est stable si  $\dot{V}(x(t)) < 0$  est vérifiée, lorsque les conditions suffisantes du théorème 1 le sont.

$$\dot{V}(x(t)) = \dot{x}(t)^T P x(t) + x(t)^T P \dot{x}(t) < 0 \quad (3.28)$$

$$\dot{V}(x(t)) = \dot{x}(t)^T \left( \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))(A_i^T P + P A_i) \right) x(t) < 0 \quad (3.29)$$

#### 3.4.1 Stabilisation des modèles flous TS par retour d'état

L'analyse de la stabilité et la technique de conception des contrôleurs flous T-S, reposent sur les travaux initiés par Tanaka en 1992 [66]. Parmi lesquels, on peut citer la stabilisation par retour d'état, où les plus répandus se basent sur la loi de commande

de type PDC [67][68].

Cette procédure (PDC), est une combinaison floue qui définit une loi de commande linéaire à chaque sous-modèle (cf. figure 3.2). La stabilité en boucle fermée de l'ensemble, est garantie par l'intermédiaire d'une fonction de Lyapunov commune.

La loi de commande résultante, est généralement non linéaire. La partie conséquence de chaque régulateur local, utilise un gain de commande par retour d'état. La structure générale du contrôleur de la  $i$  ème règle est alors la suivante :

Où  $K_i$  sont les gains de retour d'état.

L'inférence du régulateur flou global est donnée par :

$$u(t) = -\frac{w_i(z(t))K_i x(t)}{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))} = -\sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))K_i x(t), i = 1, \dots, r \quad (3.30)$$

Le régulateur flou partage le même nombre de règles floues, avec les mêmes ensembles flous que ceux du modèle flou TS.

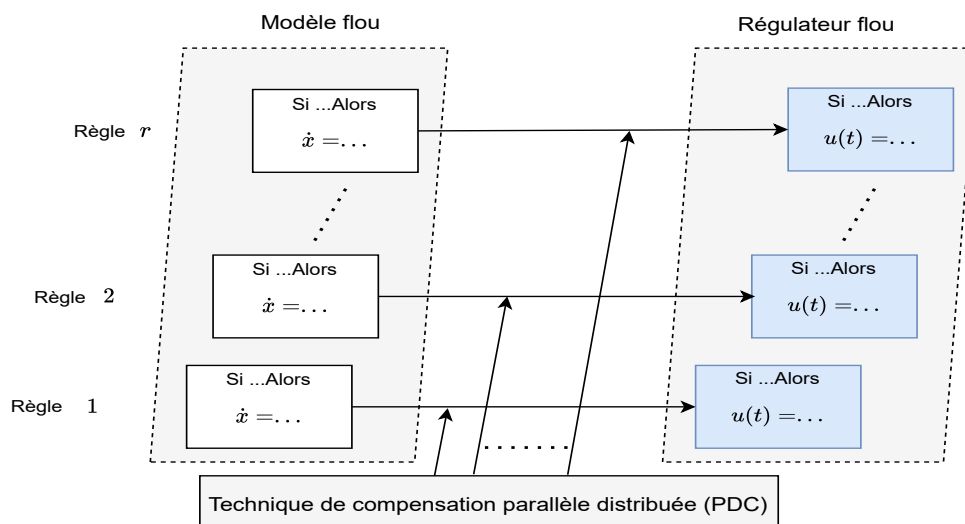


FIGURE 3.4: Technique de compensation

### Conditions de stabilité

Divers problèmes d'analyse et de synthèse de la loi de commande des systèmes non linéaires, peuvent être réduits à quelques problèmes d'optimisation standard convexes ou quasi-convexes, utilisant les inégalités de matrice linéaire (LMIs) [67] [69]. La convexité d'un problème d'optimisation a un double avantage :

- Les temps de calcul sont raisonnables ;
- Il n'existe pas de minimum local de la fonction coût à optimiser. Le résultat obtenu correspond à un minimum global unique.

La stabilisation des modèles flous T-S par une loi de commande PDC, se base sur la fonction de Lyapunov, pour assurer la convergence du modèle flou en boucle fermée. En l'occurrence, la détermination des gains de retour d'état correspond à chaque modèle local composant le modèle T-S. Ainsi, à partir d'une telle fonction, on peut trouver une matrice définie positive  $P$  commune entre tous les modèles locaux en boucle fermée.

En substituant l'équation (3.30) dans l'équation (3.25), le modèle T-S flou obtenu [70]



en boucle fermée, prend la forme suivante :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \mu_i(z(t)) \mu_j(z(t)) (A_i - B_i K_j) x(t) \quad (3.31)$$

En posant,  $G_{ij} = (A_i - B_i K_j)$ , l'équation 3.31 peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \mu_i(z(t)) \mu_j(z(t)) G_{ij} x(t) + 2 \sum_{i=1}^r \sum_{i < j} \mu_i(z(t)) \mu_j(z(t)) \left( \frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) x(t) \quad (3.32)$$

Le théorème suivant, donne les conditions de stabilisation du système complet.

**Theorem 2** *Le système en boucle fermée (3.31) est asymptotiquement stable [53], s'il existe une matrice  $P > 0$  définie positive telle que :*

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} < 0, i = 1, \dots, r \quad (3.33)$$

$$\left( \frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right)^T P + P \left( \frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) \leq 0, i < j \leq r \quad (3.34)$$

Pour tous les  $i$  et  $j$  sauf les paires  $(i, j)$  telles que  $\mu_i(z) \mu_j(z) \neq 0$ .

Les conditions de stabilité données par les équations 3.33 et 3.34, sont conservatives puisqu'elles nécessitent la stabilité de tous les modèles dominants et croisés.

### Conditions de stabilité relâchée

Si le nombre des règles  $r$  est assez grand, il est quelque fois difficile de trouver la matrice commune  $P$ , pour satisfaire les conditions des théorèmes 3.1 et 3.2.

Dans ce cas, de nouvelles conditions de stabilité, visent à relaxer les conditions des théorèmes 1 et 2 [53]. Les nouvelles conditions pour la synthèse de la loi de commande PDC, ont pu être obtenues et sont résumées par le théorème suivant :

**Theorem 3** *Le modèle T-S flou (3.31) est asymptotiquement stable [68], via la commande PDC (3.30), si et seulement s'il existe une matrice commune  $P > 0$ , une matrice commune  $Q \geq 0$  et des matrices  $K_i$  telles que :*

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} + (s - 1) Q < 0, i = 1, \dots, r \quad (3.35)$$

$$\left( \frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right)^T P + P \left( \frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) - Q \leq 0, i < j \leq s \quad (3.36)$$

Pour tous les  $i$  et  $j$  sauf les paires  $(i, j)$  telles que  $\mu_i(z) \mu_j(z) \neq 0$ .  
 $s$  étant le nombre maximal de modèles locaux activés simultanément.

Pour réduire davantage le degré de conservatisme des résultats du théorème 3, des conditions de stabilité relâchées ont été proposées dans le théorème suivant.

**Theorem 4** *S'il existe une matrice symétrique  $P > 0$ , des matrices  $Q_{ij}$  et des matrices  $K_i$  [71], qui vérifient :*

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} + Q_{ii} < 0, i = 1, \dots, r \quad (3.37)$$

$$\left( \frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right)^T P + P \left( \frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) + Q_{ij} \leq 0, i < j \leq r \quad (3.38)$$

$$\begin{bmatrix} Q_{11} & \dots & Q_{1r} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{1r} & \dots & Q_{rr} \end{bmatrix} > 0 \quad (3.39)$$

*Pour tous les  $i$  et  $j$  sauf les paires  $(i, j)$  telles que  $\mu_i(z)\mu_j(z) \neq 0$ , le système 3.33 est globalement asymptotiquement stable.*

Les deux théorèmes 3 et 4 garantissent la stabilité globale du système (3.31). Afin de garantir d'autres performances de contrôle, telles que le temps de réponse, des contraintes sur le contrôle d'entrée/ sortie, ont été proposées dans le théorème suivant, en considérant un certain taux de décroissance (delay rate).

### Taux de décroissance

**Theorem 5** *Le modèle T-S flou (3.31) est globalement exponentiellement stable [72], via la commande PDC (3.30) avec un taux de décroissance au moins égal à  $\alpha$ . S'il existe une matrice commune  $P > 0$ , une matrice  $Q \geq 0$ , un scalaire  $\alpha \geq 0$  et des matrices  $K_i$  qui vérifient :*

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} + (s - 1)Q + 2\alpha s P < 0, i = 1, \dots, r \quad (3.40)$$

$$\left( \frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right)^T P + P \left( \frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) - Q + 2\alpha P \leq 0, i < j \leq s \quad (3.41)$$

*Pour tous les  $i$  et  $j$  sauf les paires  $(i, j)$  telles que  $\mu_i(z)\mu_j(z) \neq 0$ .  $\alpha$  représente le taux de croissance de la fonction de Lyapunov quadratique à maximiser.*

L'obtention du régulateur flou PDC, consiste donc à déterminer les gains de retour d'état, pour chaque modèle local ( $K_i, i = 1, \dots, r$ ), satisfaisant les conditions de stabilisation pour une matrice  $P$  définie positive. Ces conditions sont formulées en LMIs, à partir d'un changement de variable  $X = P^{-1}$  et  $K_i = M_i P^{-1}$  [73] [74].

D'autres méthodes sont utilisées, pour déterminer la matrice définie positive  $P$  et les matrices de retour d'état  $K_i$  basées, soient :

- sur la synthèse de la loi de commande par placement de pôles, pour laquelle une fonction de transfert satisfaisante du système, peut être garantie en confinant ses pôles dans une région prescrite [75].
- sur la commande optimale, en résolvant une équation de Riccati d'ordre réduit.

Le calcul des gains de la loi de commande PDC utilisés dans notre travail, est issu de la transformation des conditions de théorèmes cités ci-dessus (1, 3.2. jusqu'à 3.5), en un problème équivalent de LMIs.

Par ailleurs, une autre loi de commande s'inspire de la commande PDC suivant sur le retour de sortie.

### 3.4.2 Stabilisation des modèles flous TS par retour de sortie

La représentation mathématique sous la forme d'évolution des variables internes d'état, nécessite une connaissance de toutes les composantes du vecteur d'états.

Généralement, lorsque l'état du modèle n'est pas entièrement mesurable, pour des contraintes d'ordre physique, ou du coût élevé des capteurs, un observateur d'état est ajouté à la structure de commande.

Ce capteur logiciel (observateur) est souvent utilisé pour la reconstruction d'état comme indiqué sur la figure ( cf. figure 3.5). Les variables du vecteur d'état sont estimées en utilisant les grandeurs des entrées et des sorties.

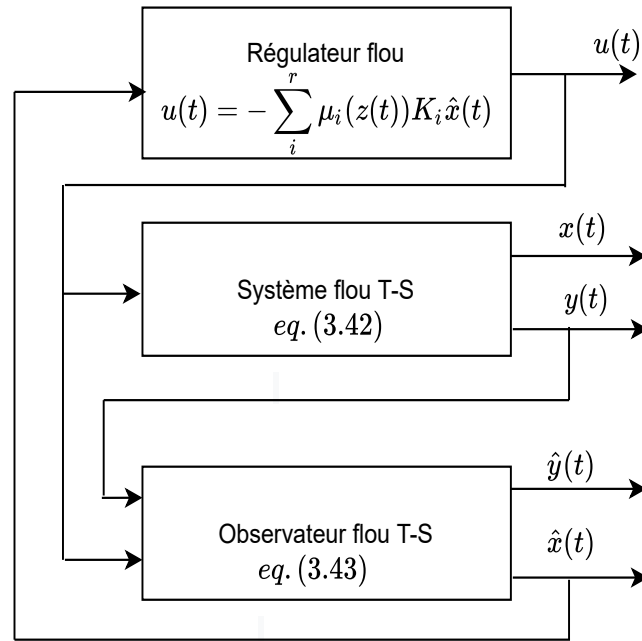


FIGURE 3.5: Reconstruction d'état à base d'observateur

Dans la plupart des travaux des modèle flous T-S, les variables de la prémisse sont supposées mesurables. Néanmoins, d'autres modèles ont été développés pour la synthèse des observateurs de ces systèmes, où les variables de la prémisse ne sont pas toutes mesurables [76], [68] [77] [78]. Par ailleurs, les observateurs à grand gain basé sur les équations de Lyapunov, ont été traités dans les travaux [79] [80], [81] et [82].

Considérons le modèle T-S suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t)) C_i x(t) \end{cases} \quad (3.42)$$

Dans le cas d'un modèle TS continu, l'observateur associé est inspiré de celui construit pour le cas linéaire. Pour cela, l'inférence floue de l'observateur [68] s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(\hat{z}(t))(A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i (y(t) - \hat{y}(t))) \\ \hat{y}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(\hat{z}(t)) C_i \hat{x}(t) \end{cases} \quad i = 1, \dots, r \quad (3.43)$$

où  $\hat{x}(t)$  représente le vecteur d'état estimé par l'observateur flou,  $L_i$  sont les gains de l'observateur,  $\hat{z}(t)$  est la variable de la prémisse estimée. La fonction d'appartenance  $\mu_i(\hat{z}(t))$  indique le degré d'appartenance du  $i$  ème modèle local associé, vérifiant la propriété de la somme convexe suivante :

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^r \mu_i(\hat{z}(t)) = 1 \\ 0 \leq \mu_i(\hat{z}(t)) \leq 1 \end{cases} \quad (3.44)$$

La fonction d'appartenance dépend de la connaissance ou non des variables des prémisses. Pour cela, deux cas peuvent être envisagés :

### 3.4.3 Variable de prémisse mesurable

Dans le cas où la prémisse est une variable mesurable, les travaux portant sur la conception d'observateurs d'état [83], [58], [76] et [84], s'appuient sur les mêmes variables de décision du modèle que celles de l'observateur. En effet, cela revient dans ce cas, de remplacer  $\mu_i(\hat{z}(t))$  par  $\mu_i(z(t))$ .

Il en résulte alors, une nouvelle loi de commande PDC, pour stabiliser le modèle flou TS (3.43) donnée par l'équation suivante :

$$u(t) = - \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t)) K_i \hat{x}(t) \quad (3.45)$$

Les gains de l'observateur (3.45), sont déterminés par l'étude de la stabilité du système générant l'erreur d'estimation d'état, définie par :

$$\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (3.46)$$

La dynamique de l'erreur d'estimation de l'état est donnée par :  $\dot{\tilde{x}}(t) = \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t)$ . Par la factorisation des fonctions d'activation lors de la dynamique de l'erreur d'estimation d'état, on obtient :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t)) \sum_{j=1}^r \mu_j(z(t)) (A_i - L_i C_j) \tilde{x}(t) \quad (3.47)$$

En substituant les premières équations des équations (3.42), (3.43) et (3.45), dans la dynamique de l'équation (3.46), on obtient la dynamique de la boucle fermée avec l'observateur donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\tilde{x}}(t) \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \mu_i(z(t)) \mu_j(z(t)) \begin{bmatrix} A_i - B_i K_i & B_i K_i \\ 0 & A_i - L_i C_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \tilde{x}(t) \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Une simplification des expressions décrites ci-dessus est envisageable en posant :

$$G_{ija} = \begin{bmatrix} A_i - B_i K_i & B_i K_i \\ 0 & A_i - L_i C_j \end{bmatrix} \text{ et } \tilde{x}_a(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ \tilde{x}(t) \end{bmatrix}$$

On obtient alors :

$$\dot{\tilde{x}}_a(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \mu_i(z(t)) \mu_j(z(t)) G_{ija} \tilde{x}_a(t) \quad (3.49)$$

Considérons le système continu 3.49. Le système est asymptotiquement stable, si et seulement s'il existe une matrice  $P \in R^{2n \times 2n}$  symétrique définie positive et des gains  $K_i, F_i$  tels que : Dans ce cas, le principe de séparation décrit dans le théorème 6, est présenté dans les travaux [58] et [85], permettant de déterminer séparément, les gains du contrôleur  $K_i$  et les gains de l'observateur  $F_i$ .

**Theorem 6** *S'il existe deux fonctions scalaires  $V(x) : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$  et  $\tilde{V}(\tilde{x}) : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$  et des nombres réels positifs  $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4, \tilde{\gamma}_1, \tilde{\gamma}_2, \tilde{\gamma}_3$  et  $\tilde{\gamma}_4$  telles que :*

$$(1) \quad \gamma_1 \|x\|^2 \leq V(x) \leq \gamma_2 \|x\|^2, \quad \tilde{\gamma}_1 \|\tilde{x}\|^2 \leq \tilde{V}(\tilde{x}) \leq \tilde{\gamma}_2 \|\tilde{x}\|^2$$

(2)

$$\begin{aligned} \frac{\partial V(x)}{\partial x} \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t)) h_j(z(t)) (A_i - B_i K_j) x &\leq -\gamma_3 \|x\|^2 \\ \frac{\partial \tilde{V}(\tilde{x})}{\partial \tilde{x}} \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t)) h_j(z(t)) (A_i - L_i C_j) \tilde{x} &\leq -\tilde{\gamma}_3 \|\tilde{x}\|^2 \end{aligned}$$

$$(3) \quad \left\| \frac{\partial V(x)}{\partial x} \right\|^2 \leq \gamma_4 \|x\|^2, \quad \left\| \frac{\partial \tilde{V}(\tilde{x})}{\partial \tilde{x}} \right\|^2 \leq \tilde{\gamma}_4 \|\tilde{x}\|^2.$$

Alors, le modèle complet (3.49) est globalement uniformément asymptotiquement stable.

**Remarque.** En choisissant  $V(x) = x^T P_1 x$  et  $\tilde{V}(\tilde{x}) = \tilde{x}^T P_2 \tilde{x}$ , tel que  $\tilde{V}(\tilde{x})$  vérifie les conditions de stabilité de la loi de commande, et les conditions de stabilité de l'observateur, où les conditions 1), 2), et 3) du théorème 3.7 sont satisfaites.

Suivant ce théorème, le contrôleur et l'observateur flous, peuvent être construits pour être stables indépendamment. Ainsi, s'il existe  $P_1$  et  $P_2$  matrices symétriques définies positives de  $R^{n \times n}$  et des gains  $K_i$  et  $L_i$  satisfaisant les conditions 3.50, avec les changements de variables bijectives suivant :  $M_{1i} = K_i P_1$  et  $N_{2i} = L_i P_2$

$$\begin{cases} P_1 A_i^T - M_i^T B_i^T + A_i P_1 - B_i M_i < 0, i = 1, \dots, r \\ A_i^T P_2 - C_i^T N_i^T + P_2 A_i - N_i C_i < 0, i = 1, \dots, r \\ P_1 A_i^T - M_j^T B_j^T + A_i P_1 - B_i M_j + P_1 A_j^T - M_i^T B_j^T + A_j P_1 - B_j M_i < 0, i < j \leq r \\ A_i^T P_2 - C_j^T N_i^T + P_2 A_i - N_i C_j + A_i^T P_2 - C_i^T N_j^T + P_2 A_j - N_j C_i < 0, i < j \leq r \end{cases} \quad (3.50)$$

### 3.4.4 Variable de la prémisse non mesurable

Le contrôleur T-S proposé dans la section précédente, est basé sur un retour de sortie avec variables d'état mesurables. Toutefois, l'estimation de l'état constitue un champ de recherche très vaste, pour le cas des variables d'état non mesurables. Dans ce cas, plusieurs difficultés ont été employées dans les travaux antérieurs [86] [87] [66]. Parmi ceux-ci, on retrouve les observateurs de type Luenberger qui utilisent des fonctions d'appartenance Lipschitziennes [88], avec des conditions de stabilité formulées sous la forme LMIs. Néanmoins, les constantes de Lipschitz qui apparaissent dans les LMIs à grandes valeurs réduisent les domaines d'applications de ces observateurs. D'autres observateurs sont basés sur le mode glissant [89], qui permettent de compenser les termes inconnus du modèle.

Yoneyama [90] propose de considérer la variable de la prémisse non mesurable, comme

un signal inconnu où la commande  $H_\infty$  est utilisée pour la stabilité. La prémisse sera estimée et considérée dans le calcul des poids de règles de l'observateur.

Dans [91], les auteurs supposent que les variables de prémisse, dépendent des variables d'état estimées par un observateur flou T-S. Par conséquent, les fonctions d'appartenance de la commande, sont différentes de celles du modèle T-S, car elles dépendent des variables d'état estimées.

Le système augmenté basé sur l'observateur T-S (3.43) et la loi de la commande PDC donnée par (3.45), avec  $\mu(z(t)) = \mu(\hat{z}(t))$ , devient alors :

$$\dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \sum_{k=1}^r \mu_i(\hat{z}(t)) \mu_j(\hat{z}(t)) \mu_k(\hat{z}(t)) \bar{G}_{ijk} \bar{x}(t) \quad (3.51)$$

$$\bar{x}(t) = \begin{bmatrix} \hat{x}(t) \\ \tilde{x}(t) \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

$$\text{Avec : } \bar{G}_{ijk} = \begin{bmatrix} A_i - B_i K_k & B_i K_k \\ S_{ijk}^1 & S_{ijk}^2 \end{bmatrix};$$

$$S_{ijk}^1 = (A_i - A_j) + (B_i - B_j) K_k - L_j (C_k - C_i)$$

$$S_{ijk}^2 = (A_j - L_j C_k) + (B_i - B_j) K_k$$

**Theorem 7** *Le système augmenté décrit par (3.55) est globalement asymptotiquement stable [68], si et seulement s'il existe une matrice commune  $P > 0$  telles que :*

$$\bar{G}_{ijj}^T P + P \bar{G}_{ijj} < 0 \quad (3.53)$$

$$\left( \frac{\bar{G}_{ijk} + \bar{G}_{ikj}}{2} \right)^T P + P \left( \frac{\bar{G}_{ijk} + \bar{G}_{ikj}}{2} \right) < 0, \quad (3.54)$$

$\forall i, j < k \in 1, \dots, n$  et  $h_i(\hat{z}) h_j(\hat{z}) h_k(\hat{z}) \neq 0$ .

Dans ce cas, le principe de séparation donné par le théorème 6 et les conditions relâchées, ne sont pas utilisables puisque  $\mu(z(t)) \neq \mu(\hat{z}(t))$ . De plus, les contraintes employées dans ce théorème, ne sont pas convexes, ce qui rend la transformation sous contraintes LMIs difficile [92].

Le principe ici, revient alors à calculer des gains du régulateur et ceux de l'observateur flous séparément et non pas simultanément [93].

Dans ce cas, on choisit la matrice  $P$  de la forme suivante :

$$P = \begin{bmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_2 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

En substituant (3.55) dans les conditions données par le théorème 7, on aura respectivement :

$$\begin{bmatrix} (A_i - B_i K_j)^T P_1 + P_1 (A_i - B_i K_j) & P_1 B_i K_j + S_{ijj}^T P_2 \\ P_2 S_{ijj} + K_j B_i^T P_1 & E_{ijj} \end{bmatrix} < 0 \quad (3.56)$$

$$\begin{bmatrix} (2A_i - B_i K_k - B_i K_j)^T P_1 + P_1 (2A_i - B_i K_k - B_i K_j) & (*)^T \\ P_2 (S_{ijk} + S_{ikj}) + (K_k + K_j)^T B_i^T P_1 & E_{ijk} + E_{ikj} \end{bmatrix} < 0, j < s \quad (3.57)$$

avec :

$(*)^T$  représente  $(P_2(S_{ijk} + S_{ikj}) + (K_k + K_j)^T B_i^T P_1)^T$

$E_{ijk} = ((A_i - L_i C_k) + (B_i - B_j)K_k)^T P_2 + P_2((A_i - L_i C_k) + (B_i - B_j)K_k)$

Les LMIs (??) et (3.57) sont des BMIs (Bilinear Matrix inequalities) en  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $L_i$  et  $K_i$  qui sont difficiles à résoudre simultanément. Cependant, les LMIs donnés par les conditions suivantes, sont vérifiées.

$$G_{ij}^T P_1 + P_1 G_{ij} < 0, i, j = 1, \dots, r \quad (3.58)$$

$$(G_{ik} + G_{ij})^T P_1 + P_1 (G_{ik} + G_{ij}) < 0, j < s \quad (3.59)$$

avec :  $G_{ik} = A_i - B_i K_k$ , dont la linéarisation est facile à obtenir par les méthodes classiques de changement de variables.

Ainsi, les matrices  $P_1$  et  $K_i$  sont ensuite remplacées dans les équations (??) et (3.57), par leurs valeurs respectives  $P_1^{opt}$  et  $K_i^{opt}$ .

Dans ce cas, le système LMIs obtenu devient aussi linéaire en  $P_2$  et  $Y_i$  avec  $Y_i = P_2 L_i$ .

### 3.5 Commande par retour de sortie appliquée à la GSAP

Dans cette section, nous considérons le problème de la commande floue appliquée à la GSAP, basée sur l'observateur d'état du système (cf. figure 3.6) pour estimer efficacement les variations du vecteur d'entrée.

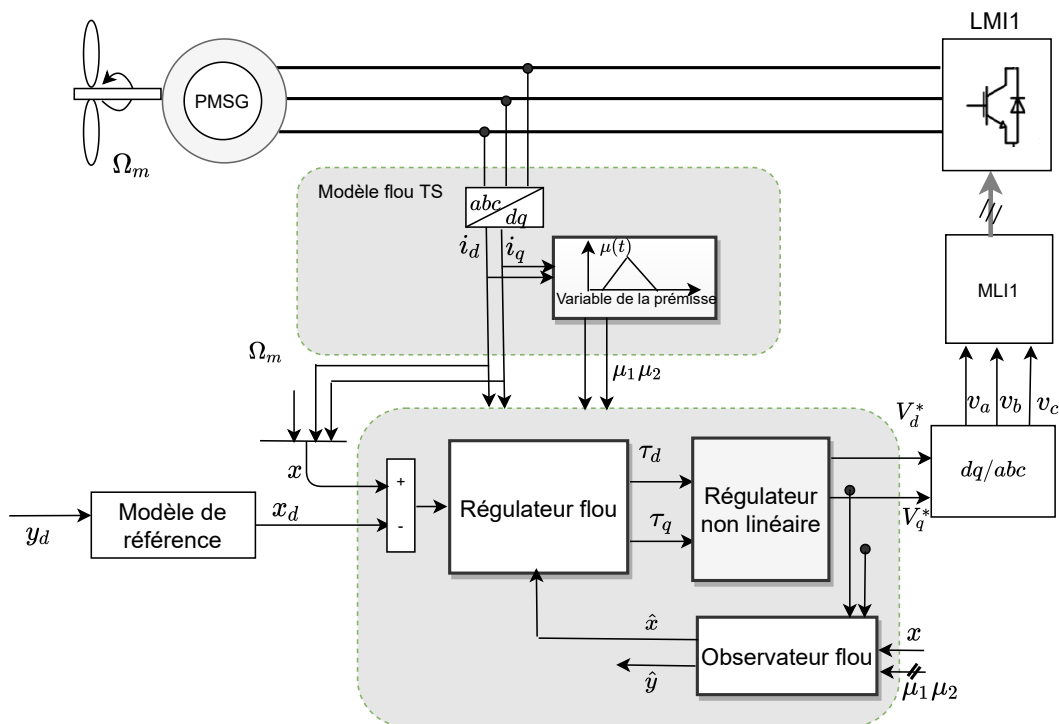


FIGURE 3.6: Synoptique de la commande de la GSAP avec un observateur

### 3.5.1 Modèle non linéaire de la GSAP

Le modèle non linéaire de la GSAP basé sur les équations (2.8) et (2.10), est représenté sous la forme d'état dans le repère tournant  $(d, q)$  comme suit :

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd}(t) = -\frac{R_s}{L_d}i_{sd} + p\Omega_m i_{sq} + \frac{1}{L_d}v_{sd} \\ \dot{i}_{sq}(t) = -p\Omega_m i_{sd} - \frac{R_s}{L_q}i_{sq} - p\frac{\varphi_f}{L_q}\Omega_m + \frac{1}{L_q}v_{sq} \\ \dot{\Omega}_m(t) = \frac{3p\varphi_f}{2J}i_{sq} - \frac{f}{J}\Omega_m - \frac{1}{J}Cr \end{cases} \quad (3.60)$$

Ce qui permet d'écrire le modèle sous la forme d'espace d'état :

$$\dot{x}(t) = A(i_{sd}, i_{sq})x(t) + Bu(t) \quad (3.61)$$

avec

$$x(t) = [i_{sd}(t) \quad i_{sq}(t) \quad \Omega_m(t)]^T, u(t) = [v_{sd}(t) \quad v_{sq}(t)]^T$$

$$A(i_{sd}, i_{sq}) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 & pi_{sq} \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} & -pi_{sd} - \frac{p\varphi_f}{L_q} \\ 0 & \frac{3p\varphi_f}{2J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### 3.5.2 Modélisation flou T-S de la GSAP

Le système non linéaire de la GSAP peut être représenté la forme floue de type Takagi-Sugeno, en utilisant un certain nombre de règles floues Si-Alors.

Les deux variables de la prémisse considérées dans ce modèle sont  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ .

$$z_1(t) = i_{sd}(t)$$

$$z_2(t) = i_{sq}(t)$$

Les valeurs maximales et minimales de  $z_1(t)$  et  $z_2(t)$  sont :

$$\max(z_1(t)) = D, \min(z_1(t)) = d, \max(z_2(t)) = Q, \min(z_2(t)) = q$$

Ce qui donne 4 règles Si-Alors du modèle flou T-S représentées par :

$$R_1 : \text{Si } z_1(t) \text{ est } F_{11} \text{ et } z_2(t) \text{ est } F_{21} \text{ alors } \dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t).$$

$$R_2 : \text{Si } z_1(t) \text{ est } F_{11} \text{ et } z_2(t) \text{ est } F_{22} \text{ alors } \dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t).$$

$$R_3 : \text{Si } z_1(t) \text{ est } F_{12} \text{ et } z_2(t) \text{ est } F_{21} \text{ alors } \dot{x}(t) = A_3x(t) + B_3u(t).$$

$$R_4 : \text{Si } z_1(t) \text{ est } F_{12} \text{ et } z_2(t) \text{ est } F_{22} \text{ alors } \dot{x}(t) = A_4x(t) + B_4u(t).$$

$F_{11}, F_{12}, F_{21}$  et  $F_{22}$  sont les fonctions d'appartenance vérifiant les conditions données par l'équation 3.21.

Elle sont déterminées à partir des équations suivantes :

$$\mu_1(z(t)) = F_{11} = \frac{i_{sd}-d}{D-d}, \mu_2(z(t)) = F_{12} = \frac{D-i_{sd}}{D-d},$$

$$\mu_3(z(t)) = F_{21} = \frac{i_{sq}-q}{Q-q}, \mu_4(z(t)) = F_{22} = \frac{Q-i_{sq}}{Q-q}$$



$$\begin{aligned}
A_1 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 & pQ \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} & -pD - \frac{p\varphi_f}{L_q} \\ 0 & \frac{3}{2} \frac{p\varphi_f}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 & pQ \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} & -pd - \frac{p\varphi_f}{L_q} \\ 0 & \frac{3}{2} \frac{p\varphi_f}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}, \\
A_3 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 & pq \\ 0 & \frac{3}{2} \frac{p\varphi_f}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}, A_4 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 & pq \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} & -pd - \frac{p\varphi_f}{L_q} \\ 0 & \frac{3}{2} \frac{p\varphi_f}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \\
B_1 = B_2 = B_3 = B_4 &= \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \\ 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

### 3.6 Synthèse de la loi de commande basée sur l'observateur

Dans le cas du modèle de la GSAP, les variables de l'état ne sont pas tous mesurables. Pour cela, une conception d'un observateur flou T-S, est envisagée afin d'estimer le vecteur de l'état.

On considère le modèle flou suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^4 \mu_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = \sum_{i=1}^4 C_i x(t) \end{cases} \quad (3.62)$$

et celui de l'observateur flou :

$$\begin{cases} \hat{x}(t) = \sum_{i=1}^4 \mu_i(z(t))(A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i(y(t) - \hat{y}(t))) \\ \hat{y}(t) = \sum_{i=1}^4 \mu_i(z(t))C_i \hat{x}(t) \end{cases} \quad (3.63)$$

On considère que seule  $\Omega_m$  du vecteur d'état est mesurable, ce qui donne la matrice  $C$

$$\text{suivante : } C_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Dans le cas des variables des prémisses non mesurables, la loi de commande PDC est décrite par :

$$u(t) = - \sum_{i=1}^r \mu_i(\hat{z}(t)) K_i(\hat{x}(t)) \quad (3.64)$$

On considère l'erreur d'estimation suivante :

$$\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (3.65)$$

Le système augmenté en boucle fermée, est décrit à partir de l'équation (3.51). Alors l'équation de l'observateur, est donnée par l'équation (3.66) qui correspond au modèle flou étudié.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \\ \hat{\Omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 & p\hat{i}_{sq} \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} & p\hat{i}_{sd} - \frac{p\varphi_f}{L_q} \\ 0 & \frac{3}{2} \frac{p\varphi_f}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \\ \hat{\Omega}_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} + L_i(y - \hat{y}) \quad (3.66)$$

Avec :

$$y = [i_{sd}, i_{sq}] \text{ et } \hat{y} = [\hat{i}_{sd}, \hat{i}_{sq}]$$

Les gains de la commande et ceux de l'observateur, sont indiqués en appendice c.

### 3.7 Résultats des simulations

Les figures suivantes (cf. figures 3.7, 3.8 et 3.9) montrent les résultats de la simulation de la commande par retour d'état basé sur l'observateur (Contrôleur + observateur).

D'après ces résultats, on peut voir clairement, que l'erreur d'estimation converge en

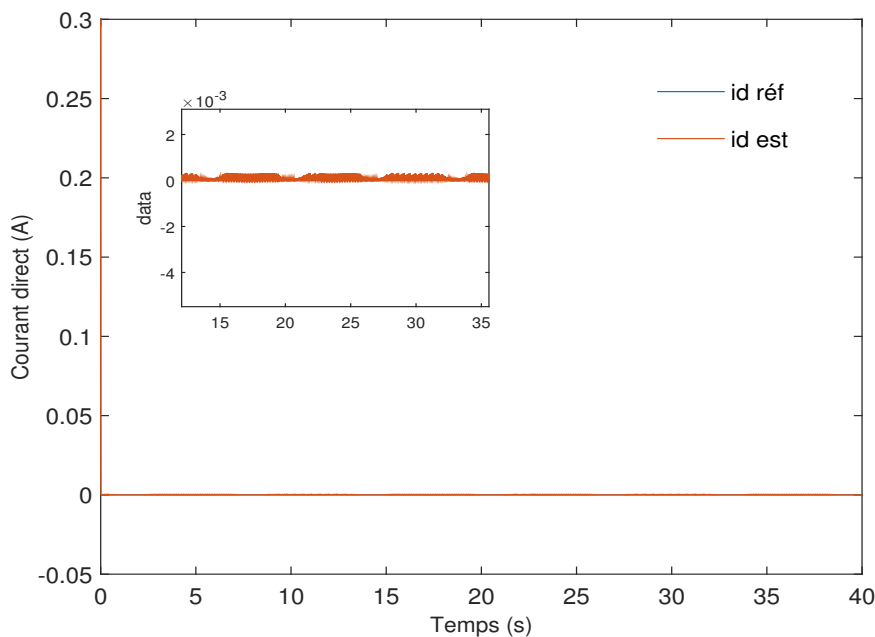


FIGURE 3.7: Courant direct estimé

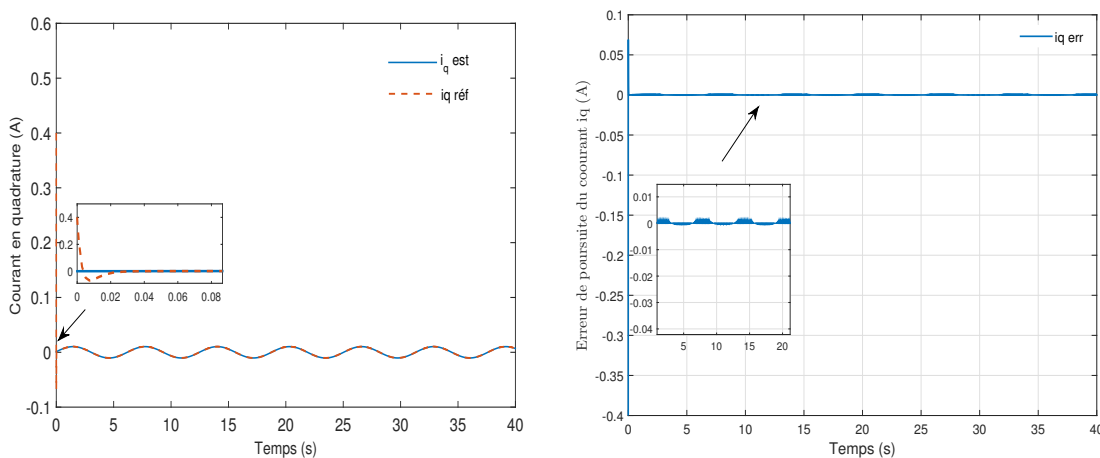


FIGURE 3.8: Estimation de  $i_q$  et son erreur de poursuite

un temps fini, vers zéro. Ceci montre l'efficacité de l'observateur et de la commande proposés, qui assurent une bonne poursuite de la trajectoire.

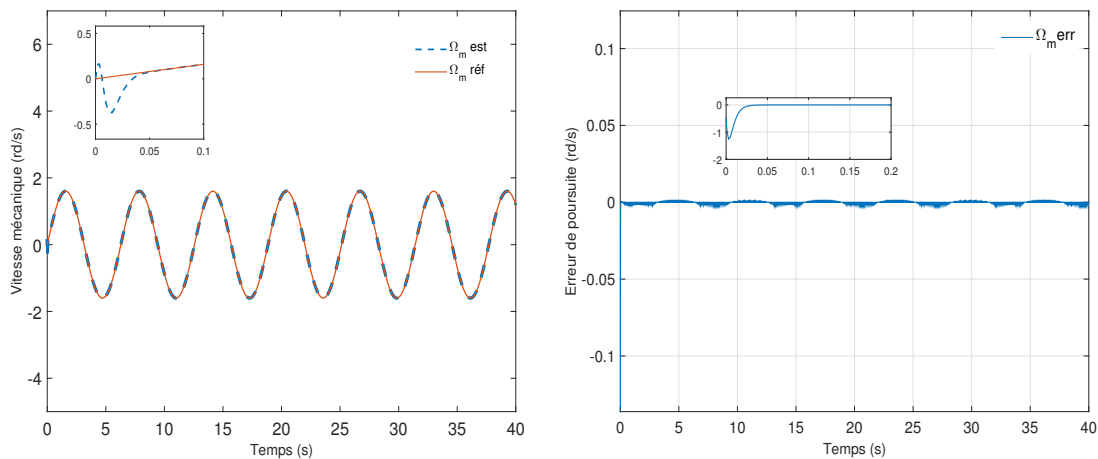


FIGURE 3.9: Estimation de  $\Omega_m$  et son erreur de poursuite

### 3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, la structure des modèles flous T-S, à variables des prémisses mesurées ou non, est développée en utilisant l'approche des secteurs non linéaires. Les concepts de base relatifs à la stabilité et la stabilisation des modèles flous de type T-S, basés sur des conditions suffisantes, ont permis de montrer l'intérêt du choix de la fonction candidate de Lyapunov. Dans ce cas, la conception de la loi de commande conduit à l'obtention des conditions LMIs (Linear Matrix Inequalities) assurant la stabilité du système en boucle fermée.

les principales techniques permettant l'obtention des conditions de stabilité moins conservatives, ont été présentées, notamment lorsque les variables de la prémisse, sont non mesurables. Pour cela une stabilisation du modèle flou TS par retour de sortie, a permis l'estimation de l'état du système non linéaire.

Néanmoins, ce type de commande pose certains problèmes lors de la synthèse de la loi de la commande, tels que : la mise sous forme LMIs en simultanée pour la synthèse des gains de l'observateur et de la commande en considérant surtout incertitudes paramétriques. Ce qui mène à la recherche d'un compromis entre la robustesse et les performances du contrôleur. Ce point sera abordé au chapitre suivant, par l'élaboration du critère de performance  $H_\infty$ .

## CHAPITRE 4

### SUIVI DE LA TRAJECTOIRE DES MODÈLES T-S PERTURBÉS ET CRITÈRE DE PERFORMANCE $H_\infty$

#### 4.1 Introduction

La présentation des concepts élémentaires, relatifs à la stabilité des modèles T-S, étudiés dans le chapitre précédent, a permis d'élaborer la loi de la commande par retour d'état (PDC) et la conception d'un observateur T-S, pour estimer le vecteur d'état. Cependant, il est intéressant en pratique, d'avoir d'autres informations sur le comportement dynamique du système soumis à la perturbation et à l'incertitude paramétrique, qui affectent à la fois les états et les sorties du modèle. Pour remédier à ce problème, des techniques sont proposées, pour analyser la robustesse des systèmes (stabilité et performance) [94] [92] [95].

Dans ce contexte, l'objectif de ce chapitre, vise à proposer une loi de commande adaptée au concept de suivi de la trajectoire, en assurant un niveau de performance acceptable sous l'effet des perturbations. Pour cela, une méthodologie de la synthèse de la loi de commande basée sur une action intégrale, est définie pour assurer la stabilité.

Cette approche sera appliquée à la chaîne de production d'énergie éolienne basée sur la machine synchrone à aimant permanent, avec des perturbations et des contraintes à des variations paramétriques.

La résolution de l'approche  $H_\infty$ , formulée en termes d'inégalités matricielles linéaires (LMIs), permet de déterminer les gains du contrôleur.

#### 4.2 Modélisation d'un système T-S perturbé

Considérons l'équation dynamique d'un système non linéaire et perturbé :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u(t) + \vartheta(x)w(t) \\ y(t) = \varphi(x(t)) \end{cases} \quad (4.1)$$

Où :

$x(t)$  est le vecteur d'état,

$u(t)$  est le vecteur d'entrée,

$w(t)$  est le vecteur de perturbations,

$f$ ,  $g$ ,  $\vartheta$  et  $\varphi$  sont des fonctions non linéaires avec des dimensions appropriées.

Le système non linéaire (4.1) peut être exprimé par les règles floues suivantes : Si  $z_1(t)$

est  $F_{1i}$  et ... and Si  $z_g(t)$  est  $F_{gi}$  Alors

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) + E_i w(t) \\ y(t) = C_i x(t) \end{cases} \quad i = 1, \dots, r. \quad (4.2)$$

Où :

$z_1, \dots, z_g$  sont les variables de la prémisse du système,

$F_{ji} (j = 1, 2, \dots, g)$  sont les fonctions d'appartenance,

$r$  est le nombre de règles floues,

$A_i, B_i, C_i$  and  $E_i$  sont les matrices du système avec des dimensions appropriées.  $w(t)$  est considérée comme une perturbation externe.

Le système flou T-S global obtenu est inféré comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t) + E_i w(t)) \\ y(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))C_i x(t) \end{cases} \quad (4.3)$$

où

$$w_i(z(t)) = \prod_{j=1}^r F_{ij}(z(t)), \quad \mu_i(z(t)) = \frac{w_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))}.$$

L'erreur de poursuite de la trajectoire est donnée par l'équation suivante :

$$\tilde{x}(t) = x(t) - x_d(t) \quad (4.4)$$

Sa dynamique est définie ainsi :  $\dot{\tilde{x}}(t) = \dot{x}(t) - \dot{x}_d(t)$

Ce qui permet d'obtenir :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))(A_i \tilde{x}(t) + A_i x_d(t) + B_i u(t) + E_i w(t)) - \dot{x}_d(t) \quad (4.5)$$

Posons :

$$\sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))B_i \tau(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))(A_i x_d(t) + B_i u(t)) - \dot{x}_d(t) \quad (4.6)$$

Ceci permet de réécrire l'équation (4.5) sous la forme compacte :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t))(A_i \tilde{x}(t) + B_i \tau(t) + E_i w(t)) \quad (4.7)$$

Le système non linéaire de l'équation (4.7), est représenté sous la forme d'un modèle T-S perturbé. Le point d'équilibre dans ce cas, peut ne pas être asymptotiquement stable. Il est donc essentiel, de considérer une topologie de commande robuste, basée sur les modèles T-S qui intègrent des critères de performance.

### 4.3 Synthèse du contrôleur flou T-S robuste

La structure générale du nouveau contrôleur [70], basé sur le concept de suivi de la trajectoire (VDVs) est décrit comme suit :

$R^i$  : **Si**  $z_1(t)$  est  $F_{1i}$  et ... et **Si**  $z_g(t)$  est  $F_{gi}$  **Alors**  $\tau(t) = -K_i x(t)$ ,  $i = 1, \dots, r$

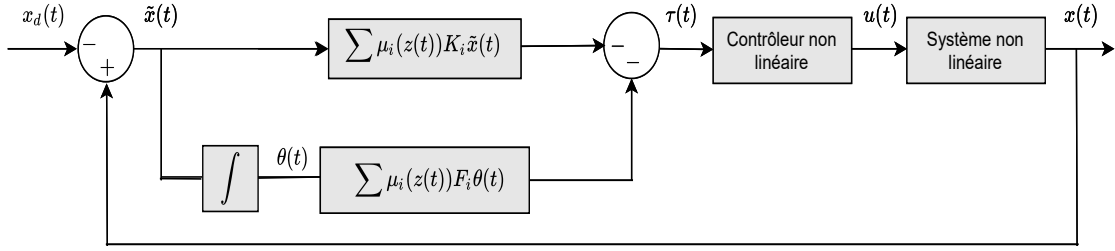


FIGURE 4.1: Structure de la commande proposée avec l'action intégrale

Où :  $K_i \in \mathbb{R}^{m \times n}$  est le vecteur de retour d'état local.

L'inférence du régulateur flou global est donnée par :

$$\tau(t) = - \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t)) K_i \tilde{x}(t) \quad (4.8)$$

En substituant l'équation (4.8) dans l'équation (4.7), le système flou en boucle fermée sera :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \mu_i(z(t)) \mu_j(z(t)) ((A_i - B_i K_j) \tilde{x}(t) + E_i w(t)) \quad (4.9)$$

Dans le cadre de suivi de la trajectoire, une action intégrale est introduite comme une nouvelle variable d'état [96]. Ainsi, le système augmenté, sera décrit suivant la structure donnée par la figure 4.1. La sortie inférée du nouveau régulateur PDC, est alors déterminée par l'équation suivante :

$$\tau(t) = - \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t)) K_i \tilde{x}(t) - \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t)) F_i \theta(t) \quad (4.10)$$

Avec :

$$\theta(t) = \int_0^t \tilde{x}(t) dt \quad (4.11)$$

Le vecteur d'état du système augmenté [13], est décrit par l'expression suivante :

$$\overline{\tilde{X}} = \begin{bmatrix} \tilde{x}(t) \\ \theta(t) \end{bmatrix}$$

L'équation 4.10 simplifiée devient :

$$\tau(t) = - \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t)) \overline{K}_i \overline{\tilde{X}} \quad (4.12)$$

Le modèle flou augmenté peut donc être réécrit sous une forme étendue :

$$\dot{\overline{\tilde{X}}}(t) = \sum_{i=1}^r \mu_i(z(t)) ((\overline{A}_i \overline{\tilde{X}}(t) + \overline{B}_i \tau(t)) + \overline{E}_i \overline{W}(t)) \quad (4.13)$$

En substituant l'équation (4.12) dans l'équation (4.13), on obtient :

$$\dot{\overline{\tilde{X}}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \mu_i(z(t)) \mu_j(z(t)) ((\overline{G}_{ij} \overline{\tilde{X}}(t) + \overline{E}_i \overline{W}(t)) \quad (4.14)$$

Avec :  $\overline{G}_{ij} = \overline{A}_i - \overline{B}_i \overline{K}_j \quad i < j, i = j = 1, 2, \dots, r$

La matrice du gain de retour par :

$$\overline{K}_j = \begin{bmatrix} K_j \\ F_j \end{bmatrix}$$

Le vecteur de perturbations externes :

$$\overline{W}(t) = [w_t \quad 0]^T$$

Avec :

$$\overline{A}_i = \begin{bmatrix} A_i & 0 \\ I & 0 \end{bmatrix}, \overline{B}_i = \begin{bmatrix} B_i \\ 0 \end{bmatrix}, \overline{E}_i = \begin{bmatrix} E_i \\ 0 \end{bmatrix}$$

La loi de la commande basée sur le multimodèle de type Takagi-Sugeno (T-S) de type PDC, permet de stabiliser le système en boucle fermée. Cependant, la dynamique du système T-S augmenté donnée par l'équation (4.14), comporte un terme considéré comme une perturbation externe. Une certaine robustesse de la stabilité, est donc nécessaire.

## 4.4 Conditions LMIs pour la synthèse $H_\infty$

L'approche de la synthèse  $H_\infty$ , est très fréquemment utilisée dans le domaine de l'automatique. Son principe repose sur la conception des commandes optimales, qui assurent la stabilité asymptotique du modèle en boucle fermée.

En se basant sur la résolution de l'approche  $H_\infty$ , formulée en termes LMIs, la commande  $H_\infty$  est appliquée à la structure des modèles T-S, effectuée via le contrôleur PDC. Par conséquent, les gains du régulateurs ainsi déterminés, assureront la stabilité du système d'équation (4.14) tout en atténuant le vecteur des perturbations externes.

La condition 4.15 est dérivée de celle proposée par [97], adaptée aux modèles T-S perturbés [97] [8].

Le critère  $H_\infty$  est donné par :

$$\int_0^{tf} \overline{X}(t)^T \overline{X}(t) dt \leq \delta^2 \int_0^{tf} \overline{W}^T(t) \overline{W}(t) dt \quad (4.15)$$

En tenant compte des conditions initiales  $\overline{X}(0)$  du vecteur d'état, le critère de performance devient :

$$\int_0^{tf} \overline{X}(t)^T \overline{X}(t) dt \leq \overline{X}(0)^T \overline{X}(0) + \delta^2 \int_0^{tf} \overline{W}^T \overline{W}(t) dt \quad (4.16)$$

Le lemme suivant définit les conditions LMIs [98], permettant de garantir la stabilité du système en boucle fermée et d'atténuer l'effet des perturbations externes.

**Lemma 2** *Le système (4.14) globalement asymptotiquement stable admet un taux d'atténuation, s'il existe des matrices  $X$  et  $M$  et un scalaire positif  $\sigma$ , tels que les conditions suivantes soient vérifiées :*

$$\begin{bmatrix} \overline{A}_i^T X + X \overline{A}_i - \overline{B}_i M_i - M_i^T \overline{B}_i^T & \overline{E}_i & X \\ \overline{E}_i^T & -\sigma^2 I & 0 \\ X & 0 & -I \end{bmatrix} < 0, \quad (4.17)$$

**Preuve** Soit la fonction candidate de Lyapunov quadratique :

$$V = \tilde{X}^T(t)P\tilde{X}(t) > 0 \quad (4.18)$$

Sa dérivée par rapport au temps, le long de la trajectoire du système, s'explique en utilisant les équations (4.15) et (4.19) :

$$\dot{\tilde{X}}^T(t)P\tilde{X}(t) + \tilde{X}^T P\dot{\tilde{X}}(t) < 0 \quad (4.19)$$

$$\dot{V}(\tilde{X}(t)) \leq -\dot{\tilde{X}}^T(t)\tilde{X}(t) + \sigma^2\bar{W}(t)^T\bar{W}(t) < 0 \quad (4.20)$$

En substituant les équations (4.19) et (4.14) dans l'équation 4.20, on obtient :

$$\sum_{j=1}^r h_i(z(t))(\bar{G}_{ij}\tilde{X}(t) + \bar{E}_i\bar{W}(t))P\tilde{X}(t) + \tilde{X}(t)P(\bar{G}_{ij}\tilde{X}(t) + \bar{E}_i\bar{W}(t)) + \tilde{X}^T(t)\tilde{X}(t) - \sigma^2\bar{W}^T(t)\bar{W}(t) < 0 \quad (4.21)$$

$$\sum_{j=1}^r h_i(z(t))(\tilde{X}(t) [\bar{G}_{ij}P + P\bar{G}_{ij}]^T \tilde{X}(t) + \bar{W}(t) [\bar{E}_iP] \tilde{X}(t) + P\bar{E}_i\bar{W}(t)) - \sigma^2\bar{W}^T(t)\bar{W}(t) < 0 \quad (4.22)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{X}(t) & \bar{W}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^r h_i(z(t))(\bar{G}_{ij}P + P\bar{G}_{ij}^T) + I & P\sum_{j=1}^r h_i(z(t))\bar{E}_i \\ \sum_{j=1}^r h_i(z(t))\bar{E}_i(t)P & -\sigma^2I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{X}(t) \\ \bar{W}(t) \end{bmatrix} < 0 \quad (4.23)$$

$$\begin{bmatrix} \sum_{j=1}^r h_i(z(t))(\bar{G}_{ij}P + P\bar{G}_{ij}^T) + I & P\sum_{j=1}^r h_i(z(t))\bar{E}_i \\ \sum_{j=1}^r h_i(z(t))\bar{E}_i(t)P & -\sigma^2I \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Par conséquent, il suffit de vérifier les équations ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} \sum_{j=1}^r h_i(z(t))(\bar{G}_{ij}P + P\bar{G}_{ij}^T) + I & P\sum_{j=1}^r h_i(z(t))\bar{E}_i \\ \sum_{j=1}^r h_i(z(t))\bar{E}_i(t)P & -\sigma^2I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$\begin{bmatrix} \sum_{j=1}^r h_i(z(t))(\bar{G}_{ij}P + P\bar{G}_{ij}^T) + I & P\sum_{j=1}^r h_i(z(t))\bar{E}_i \\ \sum_{j=1}^r h_i(z(t))\bar{E}_i(t)P & -\sigma^2I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

$$\begin{bmatrix} \sum_{j=1}^r h_i(z(t))(\bar{G}_{ij}P + P\bar{G}_{ij}^T) & P\sum_{j=1}^r h_i(z(t))\bar{E}_i & I \\ \sum_{j=1}^r h_i(z(t))\bar{E}_i(t)P & -\sigma^2I & 0 \\ I & 0 & -I \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{G}_{ij}P + P\bar{G}_{ij}^T & P\bar{E}_i & I \\ \bar{E}_i(t)P & -\sigma^2I & 0 \\ I & 0 & -I \end{bmatrix} \quad (4.28)$$



$$\begin{bmatrix} P^{-1} & I & 0 \\ I & 0 & 0 \\ I & 0 & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{G}_{ij}P + P\bar{G}_{ij}^T & P\bar{E}_i & I \\ \bar{E}_i(t)P & -\sigma^2 I & 0 \\ I & 0 & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^{-1} & I & 0 \\ I & 0 & 0 \\ I & 0 & I \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

$$\begin{bmatrix} P^{-1}(\bar{G}_{ij}P + P\bar{G}_{ij}^T)P^{-1} & P^{-1}P\bar{E}_i & P^{-1} \\ \bar{E}_i(t)PP^{-1} & -\sigma^2 I & 0 \\ P^{-1} & 0 & -I \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

En posant  $X = P^{-1}$  et  $M_i = \bar{K}_i P^{-1}$ , les gains du régulateurs sont calculés à partir des inégalités matricielles suivantes :

$$\begin{bmatrix} \bar{A}_i^T X + X\bar{A}_i^T - \bar{B}_i M_i - M_i^T \bar{B}_i^T & \bar{E}_i & X \\ \bar{E}_i^T & -\sigma^2 I & 0 \\ X & 0 & -I \end{bmatrix} < 0, \quad (4.31)$$

## 4.5 Commande floue de type T-S d'une GSAP

Dans cette section, nous considérons le problème de la commande floue de type T-S appliquée au système non linéaire, qui représente la génératrice synchrone à aimant permanent. Pour cela, le couple résistif permet de se classer dans les modèles flous T-S perturbés. Dans le but d'étudier le comportement de ces systèmes, la modélisation par secteurs non linéaires, est proposée pour décrire le comportement dynamique de la machine synchrone à aimant permanent. Dans ce cas, nous développerons un nouveau contrôleur flou T-S à l'aide de la technique PDC, où un modèle de référence est dérivé pour le contrôleur de poursuite non linéaire.

### 4.5.1 Modèle non linéaire de la GSAP dans le repère de Park

Le modèle non linéaire, de la GSAP peut être écrit sous la forme d'espace d'état, donnée par l'expression suivante :

$$\dot{x}(t) = A(\Omega_m)x(t) + Bu(t) + EC_r(t). \quad (4.32)$$

avec

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \Omega_m]^T, \quad u = [v_{sd} \quad v_{sq}]^T,$$

$$A(\Omega_m) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\Omega_m & 0 \\ -\frac{R_s}{L_q} & -p\Omega_m & -\frac{p\varphi_f}{L_q} \\ 0 & \frac{3p\varphi}{2J} & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix}.$$

### 4.5.2 Modèle flou de type T-S la GSAP

Le système non linéaire de la MSAP peut être représenté par une approche floue de type Takagi–Sugeno, en utilisant un certain nombre de règles floues Si-Alors.

Nous considérons la variable de la prémisse suivante :

$$z(t) = z_1(t) = \Omega_m(t). \quad (4.33)$$

Suivant l'approche par décomposition en secteurs non linéaires, nous obtenons le modèle T-S (4.35) représentant le modèle non linéaire (4.32), suivant la variable de décision bornée comme suit :

$$\Omega_{min} \leq \Omega_m(t) \leq \Omega_{max}. \quad (4.34)$$

Donc, les règles Si-Alors suivantes peuvent être considérées :

$$\text{R1 : Si } z_1(t) \text{ est } F_{11} \text{ Alors } \dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t) + E_1C_r(t)$$

$$\text{R2 : Si } z_1(t) \text{ est } F_{12} \text{ Alors } \dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t) + E_2C_r(t)$$

avec

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\Omega_{max} & 0 \\ -p\Omega_{max} & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{p\varphi_f}{L_q} \\ 0 & \frac{3p\varphi_f}{2J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\Omega_{min} & 0 \\ -p\Omega_{min} & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{p\varphi_f}{L_q} \\ 0 & \frac{3p\varphi_f}{2J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}.$$

$$B_1 = B_2 = B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, E_1 = E_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix}$$

Le modèle flou complet du système, peut être exprimé par l'équation suivante :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{r=2} \mu_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t) + E_i C_r(t)) \quad (4.35)$$

avec

$$\mu_1 = F_{11} = \frac{\Omega_m(t) - \Omega_{min}}{\Omega_{max} - \Omega_{min}}, \quad \mu_2 = F_{12} = \frac{\Omega_{max} - \Omega_m(t)}{\Omega_{max} - \Omega_{min}} \quad (4.36)$$

### 4.5.3 Synthèse de la loi de la commande non linéaire

La figure 4.2 montre la stratégie de commande appropriée au modèle non linéaire étudié, représenté par la modélisation de type takagi-Suegno en présence de perturbations externes. Sous l'effet d'un environnement opérationnel stochastique défini par le vent, le couple résistif de l'éolienne est considéré comme une perturbation dans le système de la conversion d'énergie.

La loi de commande non linéaire  $u(t)$  et le vecteur du modèle de référence  $x_d(t)$  [87], peuvent être obtenus en utilisant l'équation ((4.6)) reformulée par l'équation suivante :

$$g(x)(u(t) - \tau(t)) = -A(x)x_d(t) - E(x)C_r(t) + \dot{x}_d(t) \quad (4.37)$$

L'existence de l'entrée  $u(t)$  dépend de la forme de  $g(x)$ , supposée une matrice à rang plein .

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ \text{---} & \text{---} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} (u - \tau) = - \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\Omega_m & 0 \\ -p\Omega_m & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{p\varphi_f}{L_q} \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ 0 & \frac{3p\varphi_f}{2J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sdd} \\ i_{sqd} \\ \text{---} \\ \Omega_{md} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

$$- \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \text{---} \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} C_r + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sdd} \\ i_{sqd} \\ \text{---} \\ \Omega_{md} \end{bmatrix}$$

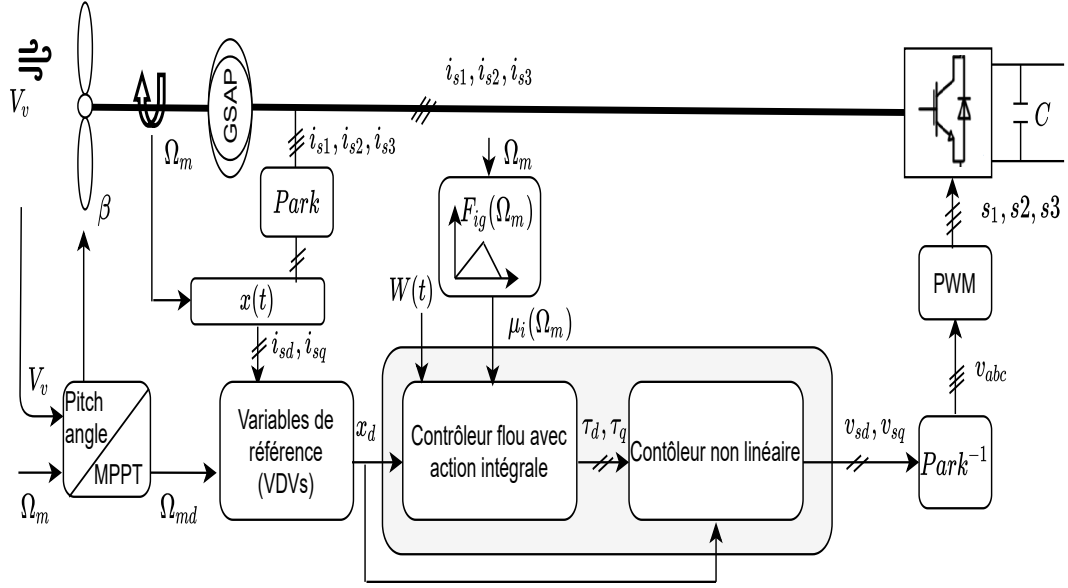


FIGURE 4.2: Structure de commande pour un système T-S perturbé

La loi de la commande non linéaire (4.39), peut être dérivée à partir des deux premières lignes de l'équation (4.38).

$$u(t) = B^{-1}(x)(\dot{x}_{dm}(t) - A_m(x)x_d(t)) + \tau(t) \quad (4.39)$$

Ainsi,  $v_{sd}, v_{sq}$  sont définies par l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_{sd} = -pL_q\Omega_m i_{sqd} + R_s i_{sdd} + L_d \dot{i}_{sdd} + \tau_d \\ v_{sq} = R_s i_{sqd} + p\varphi_f \Omega_{md} + L_q \dot{i}_{sqd} + pL_d \Omega_m i_{sdd} + \tau_q \end{cases} \quad (4.40)$$

Avec  $\tau(t)$  donné pour les deux règles floues, avec  $L_d = L_q = L$  :

$$\tau(t) = -\sum_{i=1}^{r=2} h_i(z(t))K_i \tilde{x}(t) - \sum_{i=1}^{r=2} h_i(z(t))F_i \theta x(t) \quad (4.41)$$

En remplaçant  $i_{dd} = 0$  dans l'équation 4.40,  $\tau_d$  et  $\tau_q$  sont obtenus par l'équation (4.41) Le vecteur de la loi de commande non linéaire devient :

$$\begin{cases} v_{sd} = -pL\Omega_m i_{qd} + \tau_d \\ v_{sq} = p\varphi_f \Omega_{md} + R_s i_{sqd} + L \dot{i}_{sqd} + \tau_q \end{cases} \quad (4.42)$$

Les valeurs désirées pour les références [13], peuvent être facilement déterminées à partir de la troisième ligne de (3.38).

$$\dot{\Omega}_{md} = -\frac{f}{J}\Omega_{md} + \frac{3p\varphi_f}{2J}i_{sqd} - \frac{1}{J}C_r \quad (4.43)$$

Le vecteur de la référence désirée  $i_{sqd}$  est exprimée par :

$$i_{sqd} = (\dot{\Omega}_{md} - \frac{f}{J}\Omega_{md} + \frac{1}{J}C_r) \frac{2J}{3p\varphi_f} \quad (4.44)$$

Les variables du modèle de référence sont écrites comme suit :

$$x_d(t) = \begin{bmatrix} i_{sdd} \\ i_{sqd} \\ \Omega_{md} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ (\dot{\Omega}_{md} - \frac{f}{J}\Omega_{md} + \frac{1}{J}C_r)\frac{2J}{3p\varphi_f} \\ \Omega_{md} \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

Les gains de la commande sont calculés à partir des conditions données en (4.31) appliquées au modèle TS réalisé par le système en boucle fermée (4.14), à partir des valeurs numériques présentées dans le tableau de paramètres A.1 (appendice A). Les conditions (4.31) données par le Lemme 2, sont utilisées pour le calcul des gains. Ainsi, la commande par retour d'état, proposée pour le système augmenté utilise les valeurs suivantes de  $K_i$  et  $F_i$ .

$$K_1 = \begin{bmatrix} 1080 & 0 & 2210 \\ 0 & 1080 & 7480.3 \end{bmatrix}, \quad K_2 = \begin{bmatrix} 90 & 0 & 0 \\ 0 & 90 & 616.3 \end{bmatrix},$$

$$F_1 = \begin{bmatrix} 21.6255 & -0.1574 & -1.4084 \\ 0.7070 & 53.5681 & 81.1057 \end{bmatrix}, \quad F_2 = \begin{bmatrix} 199.7734 & 0 & 0 \\ 0 & 44.9273 & 398.997 \end{bmatrix}$$

## 4.6 Résultats des simulations

L'efficacité de la stratégie de contrôle non linéaire, est évaluée par les résultats obtenus à travers l'application de la commande appliquée à la GSAP. La figure 4.3 montre le profil de la vitesse du vent appliquée à l'éolienne, qui varie en dessous et au-dessus de la vitesse nominale  $V_n = 12 \text{ m/s}$ . Cette variation permet d'observer le fonctionnement de l'éolienne selon deux opérations :

- L'opération MPPT, définie pour des vitesses de vent, inférieures à la vitesse nominale, l'éolienne peut donc générer la puissance maximale en fonction de la vitesse spécifique  $\lambda_{opt}$ .
- L'opération de contrôle de l'angle d'orientation (Pitch control), est définie pour des vitesses de vent supérieures à la vitesse nominale. Ce mode de contrôle de l'angle  $\beta$  est activé, afin de limiter l'énergie éolienne capturée à sa valeur nominale (5 MW).

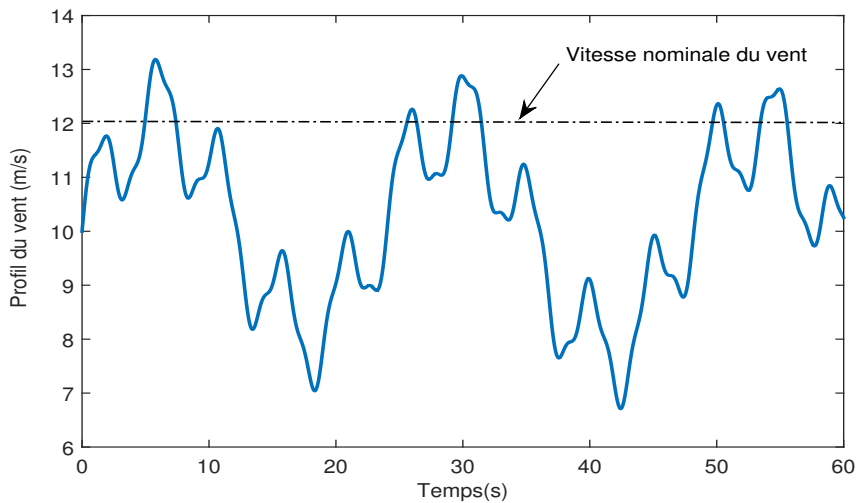


FIGURE 4.3: Profil du vent

Les performances désirées par le biais de la synthèse de la loi de la commande robuste du système flou T-S en boucle fermée, prend en compte les variations des paramètres de la machine ( $R_s$  varie de 30 %,  $L_d = L_q$  varie de 20 %). Ces paramètres changent en même temps, pendant la simulation temporelle. La figure 4.4 montre qu'en dessous de la vitesse nominale du vent, la vitesse du générateur est ajustée pour être optimale lors de la régulation du système sous la spécification de la puissance maximale, et est limitée à la valeur nominale au-delà de la vitesse nominale du vent sans dépassement.

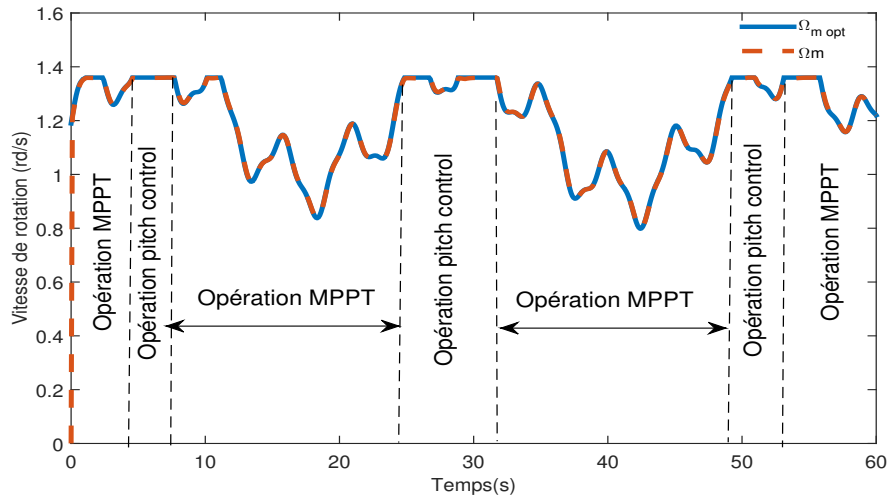


FIGURE 4.4: Suivi de consigne de la vitesse de rotation

Face à la perturbation de la vitesse du vent, la commande robuste assure de bonnes performances. Les figures 4.5 et 4.6, montrent qu'en dessous de la vitesse nominale du vent, l'énergie captée est maximisée par la stratégie proposée (MPPT), en ajustant la vitesse optimale du rotor.

Dans ce contexte, le coefficient de puissance est maintenu constant à sa valeur maximale à environ 0,44, et l'angle de pas  $\beta$  à zéro, tout au long des faibles valeurs de la vitesse du vent. Une fois la valeur nominale de la vitesse du vent qui est  $V_r = 12,12$  m/s, atteinte, l'éolienne est protégée contre les dommages. Pour cela, les pales sont tournées par ajustement de l'angle d'orientation.

En conséquence,  $\beta$  augmente avec la dégradation ultérieure du rapport de la vitesse spécifique  $\lambda$ , afin de réduire le coefficient de puissance  $C_p$  à une valeur inférieure à 0,44, pendant le fonctionnement en mode Pitch control.

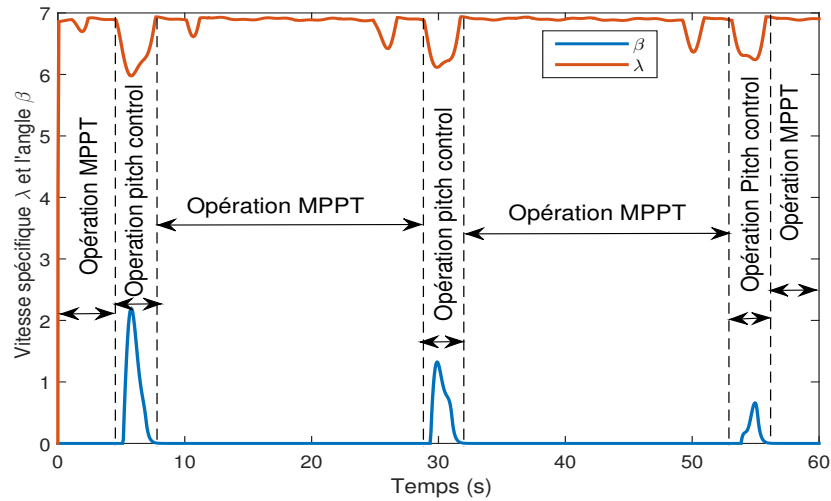


FIGURE 4.5: Variation des paramètres  $\beta$ ,  $\lambda$

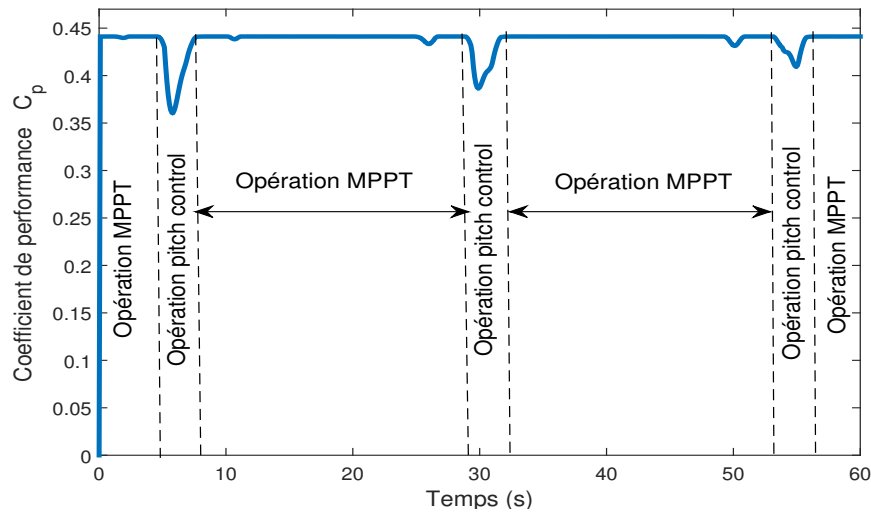


FIGURE 4.6: Variation du coefficient de puissance  $C_p$

La figure 4.7 illustre les courants statoriques de la GSAP sous forme sinusoïdale. Nous pouvons remarquer que les courants statoriques, ont une forme similaire à la vitesse du vent pendant les intervalles de temps  $[0s, 5s]$ . Ils sont également limités, au-delà de la vitesse nominale comme indiqué pendant l'intervalle  $[5s, 8s]$ .

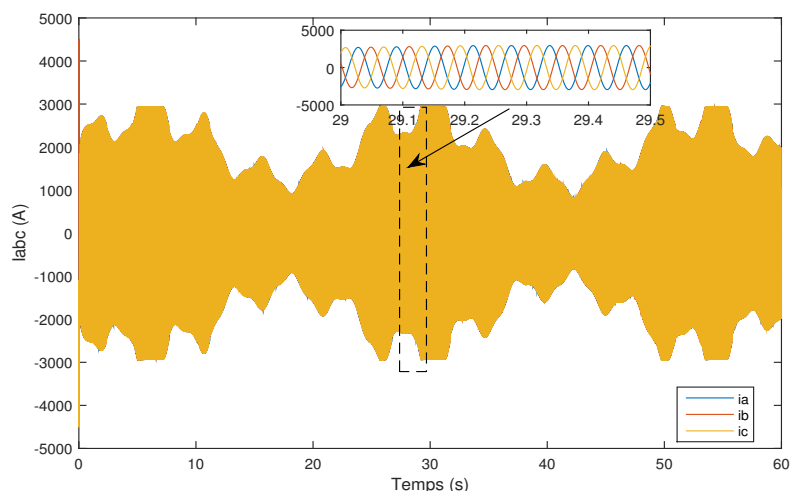


FIGURE 4.7: Courants statoriques triphasés

La figure 4.8 montre la puissance de l'éolienne, où le contrôle de puissance par action sur l'angle d'orientation, est considéré. La maximisation et la limitation de la puissance de la turbine, sont bien assurées.

Malgré les variations des paramètres de la machine GSAP, une fois que la vitesse nominale du vent est atteinte, la commande robuste, appliquée au système augmenté T-S, permet de limiter la puissance de la turbine (fixée à sa valeur nominale 5 MW) avec précision et rapidité en présence des incertitudes paramétriques. La commande réagit rapidement à n'importe quel instant tout en négligeant les perturbations.

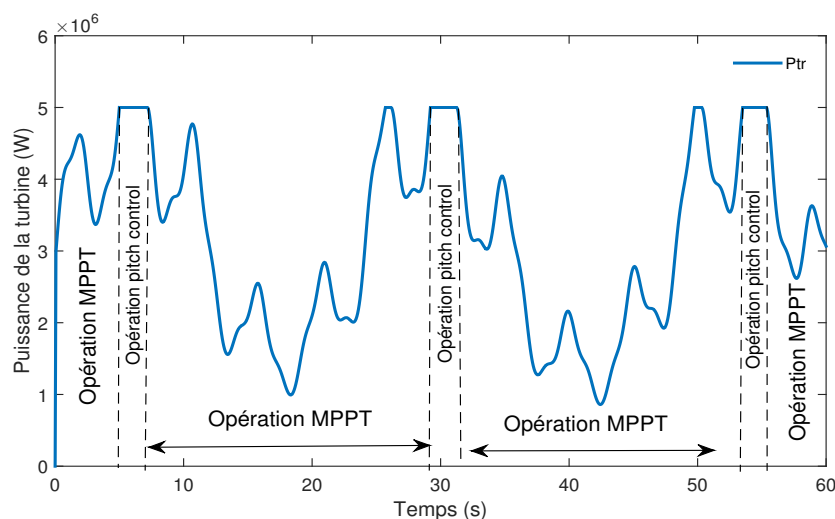


FIGURE 4.8: Puissance mécanique

## 4.7 Conclusion

Pour la classe des multimodèles, nous avons introduit dans ce chapitre l'étude des modèles flous de type Takagi Sugeno perturbés. Ainsi, la commande appropriée doit être robuste, pour assurer la stabilité du système en boucle fermée.

La représentation d'un système T-S augmenté basée sur le concept VDV est utilisé

pour simplifier la conception du modèle de référence et de la loi de la commande. La structure de la commande considérée par retour d'état (PDC), est appliquée au système de conversion d'énergie éolienne, à vitesse variable basée sur la GSAP. Suivant les conditions des variation du vent, le mode de fonctionnement MPPT, permet de fonctionner avec une efficacité maximale. Par ailleurs, la stratégie de contrôle de l'angle d'orientation est prévue pour éviter d'endommager la machine ,en cas de vents forts. Cependant, sous l'effet des perturbations, les non linéarités inhérentes à la dynamique de la chaine de production éolienne, causent des incertitudes paramétriques. Pour cela, la performance robuste de la commande basée sur le critère de performnace  $H_\infty$ , est caractérisée pour rejeter les perturbations inconnues. Des conditions suffisantes pour la stabilité, dérivées de la méthode de Lyapunov, sont formulées en un problème de LMIs. Des résultats performants des simulations numériques, révèlent la validité de la méthode de contrôle proposée en termes de robustesse.



## CONCLUSION

Les objectifs de la présente thèse ont été principalement consacrés à la modélisation des différents composants de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne. Celle-ci est basée sur la génératrice synchrone à aimant permanent suivant une liaison au réseau de distribution. À cet effet, plusieurs techniques de commandes appropriées ont été adoptées.

Afin d'atteindre ces objectifs, le premier chapitre de cette thèse a permis d'étudier la partie aérodynamique. L'état de l'art sur les éoliennes, nous a permis de connaître l'intérêt d'une éolienne à vitesse variable, au niveau des zones de fonctionnement à faible et forte vitesses du vent. Les deux principaux modes de fonctionnement de l'éolienne à charge partielle ou à pleine charge, ont permis de définir les techniques utilisées pour la maximisation de la puissance. Les résultats obtenus par simulation ont validés les approches de maximisation de puissance dans un mode à charge partielle.

Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés aux différentes commandes appliquées dans la chaîne éolienne, suivant une approche classique PI. La génératrice est associée à des dispositifs d'électronique de puissance, pour optimiser l'énergie fournie tout en assurant une liaison avec le réseau. En outre, une optimisation par essaim de particules a été réalisée pour affiner la commande. Au sein d'un système réel, les perturbations sont inévitables car elles introduisent des variations indésirables. De ce fait, la connaissance des informations internes d'un tel système, même pour les variables non accessibles à la mesure, suscite d'évoquer le problème de la conception d'observateurs au cœur du problème général du contrôle.

Ainsi, dans le troisième chapitre, une méthode de contrôle découlant de l'approche floue de Takagi-Sugeno a été proposée. Une étude sur la modélisation, la stabilité et la stabilisation des modèles flous de type Takagi-Sugeno a été présentée. Cette approche permet au système modélisé d'inclure ; le vecteur d'état, le vecteur de commande et l'entrée de perturbation. Dans ce cas, la commande basée sur un observateur flou d'estimer l'état du système en absence de mesures. La synthèse de loi de commande basée sur la commande PDC avec une mise oeuvre de l'observateur, a été élaborée avec des conditions de stabilité basées sur l'approche quadratique de Lyapunov, et formulées par les inégalités matricielles linéaires (LMIs).

Au cours du quatrième chapitre, le suivi de la trajectoire a fait l'objet de l'utilisation de l'approche VDV pour faciliter la commande du système. Dans ce contexte, nous avons introduit un nouveau critère dans la partie commande dont le but est d'atténuer les perturbations considérées par les incertitudes paramétriques. La synthèse de la loi de commande basée sur la commande  $H_\infty$ , a été ainsi appliquée au système augmenté pour assurer la stabilité du système suivant les différentes variations du vent. Les résultats des simulations réalisées, montrent les performances de cette approche en termes de stabilité et de robustesse de la commande. En perspective, la représentation floue de toute la chaîne de l'éolienne avec la considération des commandes appropriées du côté réseau permettra de réduire la complexité du système suivant une hybridation avec les photovoltaïques.

## APPENDICE A

### SYNTHÈSE DES RÉGULATEURS PI

#### A.1 Calcul de gains pour la vitesse mécanique

Pour  $w_{nw} = \frac{2\pi}{0.9}$  et  $\xi = 0.7$

$$\begin{aligned} K_i &= Jw_{nw}^2 \\ K_p &= 2\xi Jw_{nw} - f \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

#### A.2 Calcul de gains du courant statorique de la machine $i_{sd}$

Pour  $w_{nid} = \frac{2\pi}{100e - 3}$  et  $\xi = 0.7$

$$\begin{aligned} K_i &= L_d w_{nid}^2 \\ K_p &= 2\xi L_d w_{nid} - R_s \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

#### A.3 Calcul de gains du courant statorique de la machine $i_{sq}$

Pour  $w_{niq} = \frac{2\pi}{40e - 3}$  et  $\xi = 0.7$

$$\begin{aligned} K_i &= L_q w_{niq}^2 \\ K_p &= 2\xi L_d w_{niq} - R_s \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

#### A.4 Calcul de gains de la tension du bus continu

Pour  $w_{nvdc} = \frac{2\pi}{200e - 3}$  et  $\xi = 0.7$

$$\begin{aligned} K_i &= C_{bus} w_{nvdc}^2 \\ K_p &= 2\xi C_{bus} w_{nvdc} - R_f \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

## A.5 Calcul de gains du courant $i_{rd}$ de réseau

Pour  $w_{nrd} = \frac{2\pi}{40e-3}$  et  $\xi = 0.7$

$$\begin{aligned} K_i &= L_f w_{nrd}^2 \\ K_p &= 2\xi L_f w_{nrd} - R_f \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

## A.6 Calcul de gains du courant $i_{rq}$ de réseau

Pour  $w_{nrq} = \frac{2\pi}{40e-3}$  et  $\xi = 0.7$

$$\begin{aligned} K_i &= L_f w_{nrq}^2 \\ K_p &= 2\xi L_f w_{nrq} - R_f \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Les paramètres de l'éolienne sont donnés dans le tableau 1

TABLEAU A.1 – Paramètres de l'éolienne basée sur une GSAP [34]

| Caractéristique de la génératrice |                            |
|-----------------------------------|----------------------------|
| Puissance électrique              | 5 MW                       |
| Tension nominale                  | 3.3 kV                     |
| Courant nominal                   | 1.515 kA                   |
| Nombre de paires de pôles         | 75                         |
| Résistance statorique             | 6.23 mΩ                    |
| Inductances d'axes $d - q$        | 4.229 mH                   |
| Vitesse de rotation nominale      | 13 tr/m                    |
| Coefficient de frottement         | 0.001 N.m                  |
| Flux induit par les aimants       | 11.1464 Wb                 |
| Couple nominal                    | 3846 kN.m                  |
| Inertie de la génératrice         | 2e + 05 Kg.m <sup>2</sup>  |
| Caractéristique de la turbine     |                            |
| Inertie de la turbine             | 30e + 06 Kg.m <sup>2</sup> |
| Rayon des pales                   | 58 m                       |
| $\lambda$ optimal                 | 6.89                       |
| Coefficient de puissance maximale | 0.44                       |

# APPENDICE B

## UTILISATION DU FORMALISME LMIs

### B.1 Définition des inégalités matricielles linéaires (LMIs)

La représentation des systèmes dynamiques utilisent souvent une forme d'optimisation convexe appelée programmes semidéfinis (SDP) [73], connus aussi sous le nom de LMIs. Étant données les matrices réelles, carrées et symétriques  $F_i = F_i^T$  [66] :

$$F(x) = F_0 + \sum_{i=1}^m x_i F_i > 0 \quad (\text{B.1})$$

L'ensemble de faisabilité de la LMI est l'ensemble des  $x \in R^m$  tel que l'inégalité B.1 est vérifiée. L'ensemble des solutions  $S = \{x \in R^m, F(x) < 0\}$  est convexe.

Trouver  $x_i, i = 1, \dots, m$  telle que  $F(x) < 0$ .

L'inégalité B.1 est une LMI stricte si  $F(x)$  est seulement définie positive (non négative) autrement LMI est dite non stricte. Les méthodes du point intérieur permettent de résoudre ces problèmes ([74]). Les conditions données par les théorèmes de stabilité sont formulées sous la forme LMI, où une résolution efficace est obtenue grâce aux outils "LMI toolbox" de MATLAB [74].

### B.2 Complément de Schur

Le lemme du complément de Schur converti une classe des inégalités non linéaires à des inégalités matricielles linéaires LMIs convexes qui apparaissent régulièrement dans les problèmes de commande [73].

**lemme** Soient  $P$  une matrice définie positive,  $X$  une matrice de rang plein en ligne et  $Q$  une matrice quelconque. Les deux inégalités suivantes sont équivalentes :

$$\begin{bmatrix} Q & X^T \\ X & P \end{bmatrix} < 0 \iff \begin{cases} P < 0 \\ Q - XP^{-1}X^T < 0 \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

### B.3 BMI

Ces inégalités correspondent au cas où les expressions sont bilinéaire par rapport aux variables comme dans  $AX + XA^T + XBY + Y^T B^T X^T > 0$

Où :  $X$  et  $Y$  sont des variables. Elles sont difficiles à résoudre même numériquement. On note que si l'on parvient à figer une des deux variables ( $X$  ou  $Y$ ) à une valeur, l'inégalité devient linéaire. C'est donc une LMI. Dans certains cas particuliers de ces inégalités nonlinéaires convexes certaines propriétés permettent d'introduire des variables supplémentaires à rechercher. Ces propriétés sont présentées sur les deux inégalités  $A^T P A - A < 0$ ,  $P > 0$  et  $A^T P + P A + Q < 0$ . Pour la première on a le lemme suivant : Soient  $A$ ,  $G$ ,  $L$ ,  $P$  et  $Q$  des matrices de taille appropriée. Les propriétés suivantes sont équivalentes :

$$A^T P A - Q < 0, P > 0 \quad (\text{B.3})$$

$$\begin{bmatrix} -Q & A^T P \\ P A & -P \end{bmatrix} < 0 \quad (\text{B.4})$$

$$\exists G, \begin{bmatrix} -Q & A^T G \\ G^T A & -G - G^T + P \end{bmatrix} < 0, P > 0 \quad (\text{B.5})$$

$$\exists G, L \begin{bmatrix} -Q + A^T L^T + L A & -L + A^T G \\ -L^T + G^T A & -G - G^T + P \end{bmatrix} < 0, P > 0 \quad (\text{B.6})$$

Pour la seconde inégalité, on a le résultat suivant :

**lemme** Soient  $A$ ,  $G$ ,  $L$ ,  $P$  et  $Q$  des matrices de taille appropriée. Les propriétés suivantes sont équivalentes :

$$A^T P + P A + Q < 0, P > 0 \quad (\text{B.7})$$

$$\exists G, L \begin{bmatrix} A^T L^T + L A + Q & P - L + A^T G \\ P - L^T + G^T A & -G - G^T \end{bmatrix} < 0 \quad (\text{B.8})$$

Le lemme nommé S-procédure [73], permet de vérifier une condition inégalité quadratique sous contraintes inégalités quadratiques. Quand elles sont strictes, on peut écrire le lemme suivant :

**lemme** S-procédure : Soient des matrices  $T_i = T_i^T$ ,  $i = \{1, \dots, p\}$ . Les deux expressions suivantes sont équivalentes :

$$\zeta^T T_0 \zeta > 0 \forall \zeta \neq 0 : \zeta^T T_i \zeta > 0, \forall i \in \{1, \dots, p\} \quad (\text{B.9})$$

$$\exists \tau_1, \dots, \tau_p \geq 0 : T_0 - \sum_{i=1}^p \tau_i T_i > 0 \quad (\text{B.10})$$

Dans de nombreux problèmes de commande on peut être amené à obtenir des contraintes LMI par élimination de variables. Dans ce cas on obtient un problème de faisabilité de taille réduite. Pour ce faire, on utilise les deux versions du lemme de Finsler.

**lemme** Finsler 1 : Soient un vecteur  $x \in \mathfrak{R}^n$ , et des matrices  $Q = Q^T \in \mathfrak{R}^{n \times n}$  et  $R \in \mathfrak{R}^{n \times m}$  telle que  $\text{rang}(R) < n$ .  $R_\perp$  représente le complément orthogonal de R [99]. Les quatre expressions suivantes sont équivalentes :

$$x^T Q x < 0, \forall x \in \{x \in \mathfrak{R}^n \setminus x \neq 0 \mid R x = 0\} \quad (\text{B.11})$$

$$R_\perp^T Q R_\perp < 0 \quad (\text{B.12})$$

$$\exists \sigma \in \mathfrak{R}, Q - \sigma R R^T < 0 \quad (\text{B.13})$$

$$\exists X \in \mathfrak{R}^{n \times n}, Q + X R + R^T X^T < 0 \quad (\text{B.14})$$

**lemme** Finsler 2 : Soient un vecteur  $x \in \mathfrak{R}^n$ , et des matrices  $Q = Q^T \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ ,  $R \in \mathfrak{R}^{n \times m}$  et  $S \in \mathfrak{R}^{n \times m}$  telle que  $\text{rang}(R) < n$  et  $\text{rang}(S) < n$ .  $R_\perp$  et  $S_\perp$  représentent les compléments orthogonal de R et S [99]. Les quatre expressions suivantes sont équivalentes :

$$x^T Q x < 0, \forall x \neq 0, R x = 0, S x = 0 \quad (\text{B.15})$$

$$R_\perp^T Q R_\perp < 0, S_\perp^T Q S_\perp < 0 \quad (\text{B.16})$$

$$\exists \sigma \in \mathfrak{R}, Q - \sigma R R^T < 0, Q - \sigma S S^T < 0 \quad (\text{B.17})$$

$$\exists X \in \mathfrak{R}^{n \times n}, Q + S X R + R^T X^T S < 0 \quad (\text{B.18})$$

Enfin les lemmes suivants seront utiles :

**lemme** (Congruence) : Soit deux matrices  $P$  et  $Q$ , si  $P$  est définie positive et si  $Q$  est de rang plein en colonne alors la quantité  $Q P Q^T$  est définie positive.

**lemme** (Congruence : cas particulier) : Soit deux matrices carrées  $P$  et  $Q$ , si  $Q$  est de rang plein alors  $P$  est définie positive si et seulement si la quantité  $Q P Q^T$  est définie positive.

**lemme** Soit  $X$  et  $Y$  deux matrices aux tailles appropriées. L'inégalité suivante est toujours vraie pour toute matrice  $Q = Q^T > 0$  :

$$X Y^T + Y X^T \leq X Q X^T + Y Q^{-1} Y^T \quad (\text{B.19})$$

paragraphe\*lemme Soient  $X$  et  $Y$  deux matrices aux tailles appropriées. un scalaire  $\epsilon > 0$  et une matrice  $S = S^T > 0$ , alors les propriétés suivantes sont vérifiées :

$$X^T Y + Y^T X \leq \epsilon X^T X + \epsilon^{-1} Y^T Y \quad (\text{B.20})$$

$$X^T Y + Y^T X \leq X^T S^{-1} X + Y^T S Y \quad (\text{B.21})$$

# APPENDICE C

## STABILITÉ AU SENS DE LYAPUNOV

La stabilité est considérée pour les systèmes dynamiques décrits sous la forme non linéaire non commandé (en régime libre) comme suit :

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) \quad (\text{C.1})$$

où  $x(t)$  est l'état du système et la fonction  $f(x(t)) \in C^1$ ,  $x(t) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$  représente la dynamique du système.

La fonction  $f$  décrit les dynamiques du système et peut être modélisée par des équations algébriques classiques et/ou un modèle flou.

Le système (A.1) est dit en équilibre autour  $x_0$  si, en l'absence d'influence externe, son état ne varie pas au cours du temps,  $x_0$  est alors appelé point d'équilibre.

### C.1 Seconde méthode de Lyapunov (méthode directe)

**Definition 1** Le point  $x_0 \in \mathbb{R}^n$  est dit point d'équilibre du système (A.1) si :

$$f(x_0) = 0, \quad \forall t > 0 \quad (\text{C.2})$$

**Definition 2** Le point  $x_0 \in \mathbb{R}^n$  est dit point d'équilibre stable du système (C.1) si :

$$f(x_0) = 0, \quad \forall t > 0 \quad (\text{C.3})$$

On considère pour le cas de notre étude que le point d'équilibre du système (A.1) est l'origine ( $x_0 = 0$ ) de l'espace d'état. Cette supposition est assez générale et ne change rien à l'étude de la convergence de l'état du système, car si  $x_0 \neq 0$  est un point d'équilibre du système (A.1) alors  $x_0 = 0$  est un point d'équilibre du système ([46]) :

$$\dot{z}(t) = f(z(t) + x_0) \quad (\text{C.4})$$

Autrement dit, la stabilité au sens de Lyapunov de l'origine du système veut dire que pour tout  $t \geq t_0$ , la solution de condition initiale  $(t_0, x_0)$  reste au voisinage de l'origine si  $x_0$  est au voisinage de l'origine. Ce qui aussi dire qu'une petite perturbation de la condition initiale  $x_0$  autour de l'origine donne naissance à une solution  $x(t)$  qui reste proche de l'origine.

En plus de la stabilité, l'attractivité apporte une solution de plus pour la convergence des solutions vers l'origine suivant les définitions suivantes :

**Definition 3** (Attractivité)  $x_0$  est considéré comme un point attractif, s'il existe un voisinage de l'origine  $U(0)$ , tel que  $\forall x_0 \in U(0), \lim_{x \rightarrow +\infty} x(0) = 0$

Un point d'équilibre globalement attractif si :  $\forall x_0 \in \mathbb{R}^n, \lim_{x \rightarrow +\infty} x = 0$

**Definition 4** (Stabilité asymptotique) Le point  $x = 0$  est un point d'équilibre asymptotiquement stable, s'il est stable et attractif, il est globalement asymptotiquement stable, s'il est stable et globalement attractif.

**Definition 5** (Stabilité exponentielle)  $x = 0$  est un point d'équilibre exponentiellement stable, s'il existe un voisinage de l'origine  $U(0)$ ,  $\exists \lambda_1 > 0$  et  $\exists \lambda_2 > 0$ , tels que  $\|x(t)\| \leq \lambda_1 \|x_0\| e^{-\lambda_2(t-t_0)}$ ,  $\forall x_0 \in U(0), \forall t \geq t_0 \geq 0$ ,  $\lambda_2$  est appelée dans ce cas : le tauw ou la vitesse de convergence. Il est considéré globalement exponentiellement stable si  $U(0) = \mathbb{R}^n$ .

**Remarque :** Il est important de remarquer que la propriété de la stabilité exponentielle du système entraîne nécessairement la stabilité asymptotique de ce dernier. Dans le cadre de cette thèse, on s'intéresse à la stabilité asymptotique globale du point d'équilibre du système dynamique (??).

## C.2 Fonctions de Lyapunov usuelles

L'analyse de la stabilité d'un système décrit par une équation différentielle ordinaire est effectuée par l'utilisation des fonctions définies positives (fonction candidates de Lyapunov). Toutefois, il n'existe pas de méthodes systématiques pour trouver ces fonctions. Cependant, la théorie de Lyapunov conduit à des conditions suffisantes de stabilité dont le pessimisme dépend de fonction  $V(x(t))$  peut prendre une forme particulière selon la structure du système qui peut être comme suit :

- systèmes linéaires,
- systèmes continus par morceaux,
- systèmes à retard
- systèmes linéaires incertains... Les fonctions candidates de Lyapunov les plus utilisées sont décrites ci-dessous :

**Definition 6** La fonction  $V : R \rightarrow R$  est une fonction de Lyapunov, si elle satisfait les deux conditions suivantes :

- $V(x)$  est continue et ses dérivées partielles  $\dot{V}_i(x) = \frac{\partial V(x_i)}{\partial x}$  existent et sont continues pour tout  $i = 1, \dots, n$ .
- $V(x) > 0$  pour tout  $x \neq 0$  et  $V(0) = 0$ .
- $\dot{V}(x) \leq 0$  pour tout  $x \neq 0$ .

### C.2.1 Fonction de Lyapunov quadratique

Les fonctions de Lyapunov candidate sont utilisées pour résoudre le problème de stabilité au sens de Lyapunov.

La plus simple correspond à la recherche d'une fonction de Lyapunov candidate positif à dérivée négatif.

$$V(x(t)) = x^T(t)Px(t) \quad (\text{C.5})$$

Où  $x(t)$  représente de vecteur d'état du système. Cette fonction est définie positive si la matrice  $P$  est une matrice symétrique définie positive,  $P = P^T > 0$ .

Elle est principalement utilisée pour l'étude des systèmes linéaires mais aussi pour



l'approche multimodèle. Les domaines de stabilité obtenus sont convexes. Une autre variante de ces fonctions candidates peut être exprimée de la forme suivante :

$$V(x(t)) = x^T(t) \sum_{i=1}^n \alpha_i P_i x(t), \quad P_i > 0 \quad (\text{C.6})$$

avec  $P_i > 0$  et  $\alpha_i \in R^{+*}$ . Ces fonctions quadratiques sont utilisées dans le cas des systèmes interconnectés et dans les modèles flous T-S.

### C.2.2 Fonction polyquadratique

Ce type de fonctions est de la forme suivante :

$$V(x(t)) = x^T(t) \sum_{i=1}^n h_i(z(t)) P_i x(t), \quad P_i > 0 \quad (\text{C.7})$$

où les  $h_i$  sont les fonctions d'activation.

Ce type de fonction, est plus général dans le sens où il inclut le cas quadratique, car il suffit de choisir  $P_i = P$ , pour se ramener au cas des fonctions quadratiques.

Il est aussi intéressant de noter que, par apposition à la méthode quadratique, ce type de fonction tient compte de la vitesse de variation des variables de décision du modèle T-S continu, ce qui explique la réduction du conservatisme de la méthode.

### C.2.3 Fonction affine paramétrique

Cette fonction est de la forme :

$$V(x(t)) = x^T(t) P(\theta) x(t), \quad P_i > 0 \quad (\text{C.8})$$

avec  $P(\theta) = P_0 + \theta_1 P_1 + \theta_2 P_2 \theta_1 P_k + \dots + \theta_k P_k$  est souvent utilisée pour étudier les systèmes linéaires à paramètres incertains variants dans le temps.

Sous la fonction généralisée, elle correspond aux fonctions Lyapunov quadratique pour  $P_1 = \dots = P_n$ . On l'utilise pour l'étude de la stabilité des systèmes flous ([46]).

### C.2.4 Fonctions continues par morceaux

Cet type de fonction prend la forme :

$$V(x(t)) = \max (V_1(x(t)), \dots, V_i(x(t)), \dots, V_r(x(t))) \quad (\text{C.9})$$

avec

$$V(x(t)) = x^T(t) \sum_{i=1}^n \alpha_i P_i x(t), \quad P_i > 0 \quad (\text{C.10})$$

Ce type de fonctions présente l'avantage d'être moins conservatif que les fonctions quadratiques. Ces fonctions non quadratiques ont fait l'objet d'application pour les systèmes flous [12].

### C.3 Gains de la commande et de l'observateur flou T-S

En se basant sur les fonctions de Lyapunov quadratique, les gains de la commande ainsi que ceux de l'observateur du chapitre 3 sont calculés à partir des inégalités matricielles linéaires (LMIs) suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} M1' * P1 + P1 * M1 < 0 \\ M2' * P1 + P1 * M2 < 0 \\ M3' * P1 + P1 * M3 < 0 \\ M4' * P1 + P1 * M4 < 0 \\ M112' * P1 + P1 * M112 < 0 \\ M223' * P1 + P1 * M223 < 0 \\ M334' * P1 + P1 * M334 < 0 \end{array} \right. \quad (C.11)$$

Ce qui donne après calcul :

$$K_1 = 10^5 * \begin{bmatrix} 6.4668 & 0.0001 & 0 \\ 0.0048 & & 00.0001 \end{bmatrix}, K_2 = 10^5 * \begin{bmatrix} 6.4668 & 0.0001 & 0 \\ 0 & & 00.0001 \end{bmatrix}$$

$$K_3 = 10^5 * \begin{bmatrix} 6.4668 & 0.0001 & 0 \\ 0.0048 & & 00.0001 \end{bmatrix}, K_4 = 10^5 * \begin{bmatrix} 6.4668 & 0.0001 & 0 \\ 0 & & 00.0001 \end{bmatrix}$$

$$F_1 = 10^3 * \begin{bmatrix} 0.0065 & 0.0229 \\ -2.0268 & -4.2387 \\ 0.6897 & 3.5973 \end{bmatrix}, F_2 = 10^3 * \begin{bmatrix} -0.0048 & 0 \\ 1.9852 & 0 \\ 0 & 1.5852 \end{bmatrix}$$

$$F_3 = 10^3 * \begin{bmatrix} -0.0065 & 0.0229 \\ -0.0259 & -4.2359 \\ 0.6894 & 3.5964 \end{bmatrix}, F_4 = 10^3 * \begin{bmatrix} -0.0049 & 0 \\ 1.9852 & 0 \\ 0 & 1.5852 \end{bmatrix}$$

Les gains de retour utilisés dans le chapitre 4, sont calculés en utilisant le critère  $H_\infty$  suivant les conditions (LMIs) suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} X > 0 \\ \left[ \begin{array}{ccc} \bar{A}1 * X + X * \bar{A}1' - \bar{B} * M_1 - M_1' * \bar{B}' & \bar{D}_1 & X \\ \bar{D}_1' & -r\sigma^2 & I \\ X & 0 & -I \end{array} \right] < 0 \\ \left[ \begin{array}{ccc} \bar{A}2 * X + X * \bar{A}2' - \bar{B} * M_2 - M_2' * \bar{B}' & \bar{D}_2 & X \\ \bar{D}_2' & -r\sigma^2 & I \\ X & 0 & -I \end{array} \right] < 0 \end{array} \right. \quad (C.12)$$

# APPENDICE D

## LISTE DES ABRÉVIATIONS

|      |  |
|------|--|
| GSAP | Génératrice Synchrone à Aimant Permanent |
| PMSG | Permanent Magnet Synchronous Generator   |
| LMIs | Linear Matrix Inequalities               |
| VDVs | Virtuel Desired Variable                 |
| PSO  | Partical Swarm Optimization              |
| OEP  | Optimisation par Essaim Particulaire     |
| PDC  | Parallel Distributed Compensation        |
| VAWT | Vertcall Axe Wind Turbine                |
| HAWT | Horizontal Axe Wind Turbine              |
| DC   | Direct Current                           |
| AC   | Alternative Current                      |
| TSR  | Tip Speed Ratio                          |
| MPPT | Maximum Power Point Tracking             |
| CP   | Charge Partielle                         |
| PC   | Pleine charge                            |
| PI   | Proportionnel Integral                   |
| MSAP | Machine Synchrone à Aimant Permanent     |
| MLI  | Modulation de Largeur d'Impulsion        |
| LTI  | Linear time Invariant                    |
| LTV  | Linear Time Variant                      |
| LPV  | Linear parameter Variant                 |
| T-S  | Takagi Sugeno                            |

## RÉFÉRENCES

- [1] Trenberth, K.E., "Climate change caused by human activities is happening and it already has major consequences", *Journal of Energy & Natural Resources Law*, V. 36, n°4, (2018), 463-481.
- [2] Yaramasu, V., Dekka, A., Durán M.J., Kouro S. and Wu B., "PMSG-based wind energy conversion systems" : survey on power converters and controls. *IET Electric Power Applications*, V. 11,n°6, (2017), 956-968.
- [3] Wang Y., Li, L., Foley, A.M., and Srinivasan, D., "Approaches to wind power curve modeling" : A review and discussion. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 116, (2019), 109422.
- [4] Pao, LY., Johson, KE., "A tutorial on the dynamics and control of wind turbines and wind farms", In : *American Control Conference*, (2009), 2076–89.
- [5] Singh, M., "Adaptive network-based fuzzy inference systems for sensorless control of PMSG based wind turbine with power quality improvement features", (Doctoral dissertation, École de technologie supérieure), (2010).
- [6] Poultangari, I., et al., "RBF neural network based PI pitch controller for a class of 5MW wind turbines using particle swarm optimization algorithm", *ISA transactions*, vol. 51, n°5, (2012), 641-648.
- [7] Kung, C.C., et al., "Tracking-based adaptive fuzzy sliding mode controller design for nonlinear systems, *IET Control Theory and Applications*", vol. 1, n° 1, (2007), 82-89.
- [8] Mansouri, B., et al., "Output feedback LMI tracking control conditions with  $H_\infty$  criterion for uncertain and disturbed T–S models", *Information Sciences*, V. 179, n° 4, (2009), 446-457.
- [9] Elkhatib, K., Aitouche, A., Ghorbani, and Mireille, B., "Robust nonlinear control of wind energy conversion systems", *International Journal of Electrical Power and Energy Systems* V. 44, n° 1, (2013), 202-209.
- [10] Hsiao, F. H, et al., "Application and robustness design of fuzzy controller for resonant and chaotic systems with external disturbance", *International Journal of Uncertainty, Fuzziness and Knowledge-Based Systems*, vol. 13, n°3, (2005), 281-295.
- [11] Kennedy, J., and Eberhart, R., November. "Particle swarm optimization", In *Proceedings of ICNN'95 international conference on neural networks*, IEEE, Vol. 4, (1995). 1942-1948.
- [12] Boyd, S., El Ghaoui, S., Feron, E., et Ba-lakrishnan, V., "Linear matrix inequalities in system and control theory", SIAM, (1994).
- [13] Tidjani N., Guessoum A., "Augmented robust TS fuzzy control based PMSG wind turbine improved with  $H_\infty$  performance". *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*. 2021 Mar 1 ;12(1) :585.

- [14] Nedjari, H.D., Haddouche, S.K., Balehouane, A. and Guerri, O., "Optimal windy sites in Algeria : Potential and perspectives". *Energy*, (2018), 1240-1255.
- [15] Said, M., et Ibrahim, A., "Energy in the Arab World. *Energy*", V. 9, n° 3, (1984), 217-38.
- [16] Bensaad, H., 1985. "The Algerian programme on wind energy. Proceeding of WEAC", (1985), 21-27.
- [17] Hammouche, R., "Atlas Vent de l'Algérie/ONM", Office des Publications Universitaires (OPU), Alger, (1990).
- [18] Merzouk N., "Wind energy potential of Algeria", *Renew Energy* ;21(3-4), (2000), 553-62.
- [19] Bennaceur, F., Kasbadji, N., et al. "Technical and economic viability of a wind farm installed in a windy area of Algerian western south region", *Euro-Mediterranean Journal for Environmental Integration*, vol. 4, n°1, (2019), 7.
- [20] Himri, Y., Merzouk, M., Merzouk, N.K. and Himri, S., "Potential and economic feasibility of wind energy in south West region of Algeria", *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, V. 38, (2020), p.100643.
- [21] Boudia, S.M., Benmansour, A. and Hellal, M.A.T. "Wind resource assessment in Algeria. *Sustainable cities and society*", V.22, (2016), 171-183.
- [22] CREG. "Programme de Développement des Energies Renouvelables 2015-2030", <http://www.creg.gov.dz/images/stories/PDF/creg15mars.pdf>.
- [23] Miloud, F.S.B. and Aissaoui, R., "Etude du potentiel éolien d'Adrar Sélection de sites pour la ferme éolienne de 10 MW", *Séminaire Méditerranéen En Energie Eolienne*, V.13, (2010), 295-300.
- [24] Toulal, B., "Contribution à la Commande et la Gestion des Sources Hybrides d'Energie Electrique", Thèse de Doctorat, Université Batna 2, (2018).
- [25] Multon, B., Robin, G., Gergaud, O. and Ahmed, H.B., "Le Génie Electrique dans le vent : état de l'art et recherches dans le domaine de la génération éolienne", (2003).
- [26] Savonius Wind Power Report.
- [27] Chen, J.; Yang, H.; Yang, M.; Xu, H.; Hu, Z. "A comprehensive review of the theoretical approaches for the airfoil design of lift-type vertical axis wind turbine", *Renew. Sustain. Energy Rev.*, V. 51, (2015), 1709-1720.
- [28] Rehman, S., Alam, M., Alhems, L.M. and Rafique, M.M, "Horizontal axis wind turbine blade design methodologies for efficiency enhancement", *A review. Energies*, V. 11, n°3, , (2018), 506.
- [29] Kress, C.; Chokani, N.; Abhari, R.S. "Passive minimization of load fluctuations on downwind turbines", *Renew. Energy* 89, (2016), 543-551.
- [30] Polinder, Bang, H., Van Rooij, D., et al., "10 MW wind turbine direct-drive generator design with pitch or active speed stall control", *IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, V. 2, (2007), 1390-1395.
- [31] Ernst, J., Leonhard, W., "Optimisation of wind energy output of variable speed wind turbines", In *Wind power*, V. 85, (1985).
- [32] Sorensen, P. et al. "Simulation of interaction between wind farm and power system", *Riso Report R-1281 (EN)*, Riso National Laboratory, Roskilde, Denmark, (2001).

- [33] Usaola, J., Ledesma, P., Rodriguez, J.M., et al., "Transient stability studies in grids with great wind power penetration", Modelling issues and operation requirements. IEEE Power Engineering Society General Meeting (IEEE Cat. No. 03CH37491), V.3, (2003), 1534-1541.
- [34] Ikni, D., et al., "Permanent Magnet Synchronous Generators for Large Offshore wind farm connected to Grid-Comparative study between DC and AC configurations", International journal of renewable energy research (IJRER), V.4, n° 2, pp. 519-527, (2014).
- [35] Haque, M.E., Negnevitsky, M. and Muttaqi, K.M., "A novel control strategy for a variable speed wind turbine with a permanent magnet synchronous generator", IEEE industry applications society annual meeting, (2008), 1-8.
- [36] Senjyu, T., Nakasone, N., Yona, A., Saber, A.Y., et al., H., "Operation strategies for stability of gearless wind power generation systems", IEEE Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, (2008), 1-7.
- [37] Muljadi, E. and Butterfield, C.P., "Pitch-controlled variable-speed wind turbine generation", IEEE transactions on Industry Applications, V.37, n°1, (2001), 240-246.
- [38] Menezes, E.J.N., Araujo, A.M. and all, "A review on wind turbine control and its associated methods". Journal of cleaner production, 174, (2018), 945-953.
- [39] Muljadi, E., Pierce, K. and Migliore, P., "Control strategy for variable-speed, stall-regulated wind turbines", In Proceedings of the 1998 American Control Conference. ACC (IEEE Cat. No. 98CH36207), V.3, (1998), 1710-1714.
- [40] Tran, D.H., "Conception Optimale Intégrée d'une chaîne éolienne passive" : analyse de robustesse, validation expérimentale (Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT), (2010).
- [41] Orlando, N.A., Liserre, M., Mastromauro, R.A. and Dell'Aquila, A., "A survey of control issues in PMSG-based small wind-turbine systems", IEEE transactions on Industrial Informatics, V.9, n° 3, (2013), 1211-1221.
- [42] Thomas. A., "Wind power in power systems", V.140. Chichester, UK, (2005), John Wiley.
- [43] Merzoug, M.S., Benalla, H. and Louze, L., "Nonlinear control of permanent magnet synchronous generators (PMSG) using feedback linearization". Revue des énergies renouvelables, V.14, n° 2, (2011), 357-367.
- [44] Morimoto, S., Asano, Y., Kosaka, T. and Enomoto, Y., "Recent technical trends in PMSM". In 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE ASIA), (2014), 1997-2003.
- [45] Bidart, M., "Commande coopérative des systèmes monoconvertisseurs multima-chines synchrones". Thèse doctorat, Toulouse, (2011).
- [46] Chadli, M., "Stabilité et commande de systèmes décrits par des multimodèles", thèse de doctorat, Vandoeuvre-les-Nancy, INPL, (2002).
- [47] Kalman, R. E., "A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems", Transactions ASME, Journal Basic Engineering, V. 82, (1960), 34-45.
- [48] Luenberger. D., "An introduction to observers. IEEE Transactions on Automatic Control", AC-16, (1971), 596-602.

- [49] Mitra, A. and Sundaram, S., "Distributed observers for LTI systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, V.63, n° 11, (2018), 3689-3704.
- [50] Leiva, H., and Siegmund, S., "A necessary algebraic condition for controllability and observability of linear time-varying systems", *IEEE Trans. Automat. Control*, V.48, n° 12, (2003), 2229–2232.
- [51] Marx, B., Ichalal, D., Ragot, J., Maquin, D. and Mammar, S., "Unknown input observer for LPV systems". *Automatica*,100, (2019), 67-74.
- [52] Akhenak, A., "Conception d'observateurs non linéaires par approche multimodèle : application au diagnostic", thèse de doctorat, (2004).
- [53] Tanaka, K., et Wang, HO., "Fuzzy control systems design and analysis : a linear matrix inequality approach", (2001).
- [54] Chadli, M., Maquin, D., Ragot, J., "Output stabilization in multiple model approach", *International Conference on Control Applications*, V. 2, (2002), 1315-1320.
- [55] "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control", *Systems, Man and Cybernetics,IEEE Transactions on*, (1985).
- [56] Gasso, K., "Identification des systèmes dynamiques non linéaires : approche multimodèle", Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Vandoeuvre-lès-Nancy, 2000.
- [57] Palacio, V., "Modélisation et commande floues de type Takagi-Sugeno appliquées à un bioprocédé de traitement des eaux usées", Thèse doctorat, (2007).
- [58] Xiao, Ma., Zeng,Q., et He, Y., "Analysis and design of fuzzy controller and fuzzy observer", *IEEE Transactions on fuzzy systems*, V. 6, n° 1, (1998), 41-51.
- [59] Johansen, T.A. and Foss, B.A., "Multiple model approaches to modelling and control". *International journal of control*, 72, (1999), 7-8.
- [60] Hammoudi, M., "Contribution à la commande et à l'observation dans l'association convertisseur machine". Thèse de doctorat, université Mohamed Khider-Biskra, (2015).
- [61] Kawamoto, S., Tada, K., Ishigame, A., et Taniguchi, T., "An approach to stability analysis of second order fuzzy systems," *IEEE International Conference on Fuzzy Systems* : (1992), 1427–1434.
- [62] Morère, Y., "Mise en œuvre de lois de commande pour les modèles flous de type Takagi-Sugeno", Thèse de doctorat, LAMIH-SF, de l'Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, (2001).
- [63] Bouarar, T., "Contribution à la synthèse de lois de commande pour les descripteurs de type Takagi-Sugeno incertains et perturbés", PhD thesis, Université de Reims Champagne Ardenne, Reims, France. (2009).
- [64] Moussaoui, L., Aouaouda, S., Chadli, M., Bouhali, O. and Righi, I., "State and output feedback control for constrained discrete-time nonlinear systems", *European Journal of Control*, V.50, (2019), 79-87.
- [65] Liapounoff, A., "Problème général de la stabilité du mouvement", *Annales de la faculté des sciences de Toulouse*, V.9, 1907, 203–474. (traduction en français du mémoire Russe).
- [66] Tanaka, K. and Sugeno, M., "Stability analysis and design of fuzzy control systems". *Fuzzy sets and systems*, V. 45, n° 2, (1992), 135-156.

- [67] Wang, H., Tanaka, K., and Griffin, M., "An approach to fuzzy control of non linear systems : Stability and design issues", Transactions on Fuzzy Systems, V.4, (1996), 14-23.
- [68] Tanaka, K., Takayuki I., and Hua, W., "Fuzzy regulators and fuzzy observers", relaxed stability conditions and LMI-based designs. IEEE Transactions on fuzzy systems V.6, n° 2, (1998), 250-265.
- [69] Mani, P., Lee, J.H., Kang, K.W. and Joo, Y.H., "Digital controller design via LMIs for direct-driven surface mounted PMSG-based wind energy conversion system", IEEE transactions on cybernetics, V. 50, n° 7, (2019), 3056-3067.
- [70] N. Tidjani, A. Guessoum, D. Ounnas, "Permanent-Magnet Synchronous Generator Wind Turbine based on Takagi-Sugeno Fuzzy Models", 7th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC) IEEE , (2019), 1-6.
- [71] Kim, E. and Lee, H., "New approaches to relaxed quadratic stability condition of fuzzy control systems", IEEE Transactions on Fuzzy systems, V. 8, n° 5, (2000), 523-534.
- [72] Tanaka, K., Nishimura, M. and Wang, H.O., "Multi-objective fuzzy control of high rise high speed elevators using LMIs", In Proceedings of the 1998 American Control Conference. ACC (IEEE Cat. No. 98CH36207), V. 6, (1998), 3450-3454).
- [73] El Ghaoui, L., "Approche lmi pour la commande : une introduction", Ecole d'été d'Automatique de Grenoble, identification et commande robustes : approche LMI, (1997).
- [74] Gahinet, P., Nemirovski, A., Laub, A., et Chilali, M. "LMI control toolbox-for use with Matlab", Natick, MA : The MATH Works, (1995).
- [75] Hong, S.K. and Nam, Y., "Stable fuzzy control system design with pole-placement constraint : an LMI approach". Computers in Industry, V. 51, n° 1, (2003), 1-11.
- [76] Tanaka, K., et Sano, M., "A robust stabilization problem of fuzzy control systems and its application to backing up control of a truck- trailer". IEEE Transactions on Fuzzy systems, V. 2, n° 2, (1994), 119-134.
- [77] Feng, G., Cao, S. G., Rees, N. W., & Chak, C. K., "Design of fuzzy control systems with guaranteed stability", Fuzzy sets and systems, V. 85, n°1, (1997), 1-10.
- [78] Sumbekov, S., Phuc, B.D.H. and Do, T.D., "Takagi-Sugeno fuzzy-based integral sliding mode control for wind energy conversion systems with disturbance observer", Electrical Engineering, (2020), 1-11.
- [79] Thau. F., "observing state of non-linear dynamic systems, international journal of control", V. 18, n°3 , (1973), 471- 479.
- [80] Arcac, M., kokotovic, P., "Observer-based control of systems with slope restricted nonlinearities", In Proceedings of American control conference , (2001), 384-389.
- [81] Gauthier, J., Hammourri, H., and Othman, S, "A simple observer for nonlinear systems applications to bioreactors", IEEE Transaction on Automatic Control. V. 37, n°6, (1992), 875-880.
- [82] John and Tsiniias, "Observer design for nonlinear system, Systems and Control Letter", V. 13, (1989), 135-142.
- [83] Feng, G., Cao, S., Rees, N., et Chak, K, "Design of fuzzy control systems with guaranteed stability. Fuzzy sets and systems", V. 85, n°1, (1997), 1-10.



- [84] Tanaka, K., Takayuki I., and Hua O. Wang. "Robust stabilization of a class of uncertain nonlinear systems via fuzzy control : quadratic stabilizability", control theory, and linear matrix inequalities. IEEE Transactions on Fuzzy systems V. 4, n°1, (1996), 1-13.
- [85] Yoneyama, J., Nishikawa, M., Katayama, H. and Ichikawa, A., "Design of output feedback controllers for Takagi–Sugeno fuzzy systems". Fuzzy sets and systems, V. 121, n°1, (2001), 127-148.
- [86] Guerra, T., Kruszewski, A., Vermeiren, L and Tirmant, H., "Conditions of output stabilization for nonlinear models in the Takagi-Sugeno's form", Fuzzy Sets and Systems, Vol.157, (2006), 1248-1259.
- [87] Lian, K.Y., et al, "Output tracking control for fuzzy systems via output feedback design", IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 14, n°5, (2006), 628-639.
- [88] Bergsten, P. and Palm, R., "Thau-Luenberger observers for TS fuzzy systems". In Ninth IEEE International Conference on Fuzzy Systems. FUZZ-IEEE 2000 (Cat. No. 00CH37063), V. 2, (2000), 671-676).
- [89] Palm R., Driankov D. , "Sliding mode observers for Takagi-Sugeno fuzzy systems", IEEE, (2000).
- [90] Yoneyama, J., "Output feedback control for fuzzy systems with immeasurable premise variables". In Fuzzy Systems, (2009). IEEE International Conference on, pages 802-807.
- [91] Chadli, M., Maquin, H., et Ragot, J., "Observer-based controller for Takagi-Sugeno models. In systems", Man and Cybernetics, IEEE, V.5, n°6, 2002.
- [92] Ichalal, D., Marx, B., Ragot, J., et Maquin, D., "Design of Observers for Takagi-Sugeno Systems with Immeasurable Premise Variables" : IFAC Proceedings, V. 41, n°2, , (2008), 2768-2773.
- [93] Shiyu, Y., Sun, Z., "Study on separation principles for T–S fuzzy system with switching controller and switching observer", Neurocomputing 73.13-15 (2010), 2431-2438.
- [94] Chadli, M. and Karimi, H. R, "Robust Observer Design for Unknown Inputs Takagi–Sugeno Models". IEEE Transactions on Fuzzy Systems, V.21, n°1, (2013), 158–164.
- [95] R. J. Patton et J. Chen, "Observer-based fault detection and isolation : Robustness and applications, Control Engineering Practice", Vol. 5 n°5, (1997), 671-682.
- [96] Khiar, D., Lauber, J., Floquet, T., Colin, G., Guerra, T. M.,& Chamailard, Y, "Robust Takagi–Sugeno fuzzy control of a spark ignition engine", Control Engineering Practice, V. 15, n°12, (2007), 1446-1456.
- [97] Huey-Jian,U., and Huang, G., "A robust fuzzy model following observer-based control design for nonlinear system." Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Control Applications, Vol. 1. IEEE, (2004).
- [98] Ounnas.D, et al., "A combined methodology of  $H_\infty$  fuzzy tracking control and virtual reference model for a PMSM", Advances in Electrical and Electronic engineering, V.13, n°3, (2015), 212-222.
- [99] Robert, E., Iwasaki, T., et Dimitri, E., "A United Algebraic Approach to Linear Control Design", 1997.