

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITÉ IBN KHALDOUN DE TIARET
FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE



THÈSE

Présentée par :

Mr. MANSOURI Mohamed

En vue de l'obtention du diplôme de :

DOCTORAT (L.M.D)

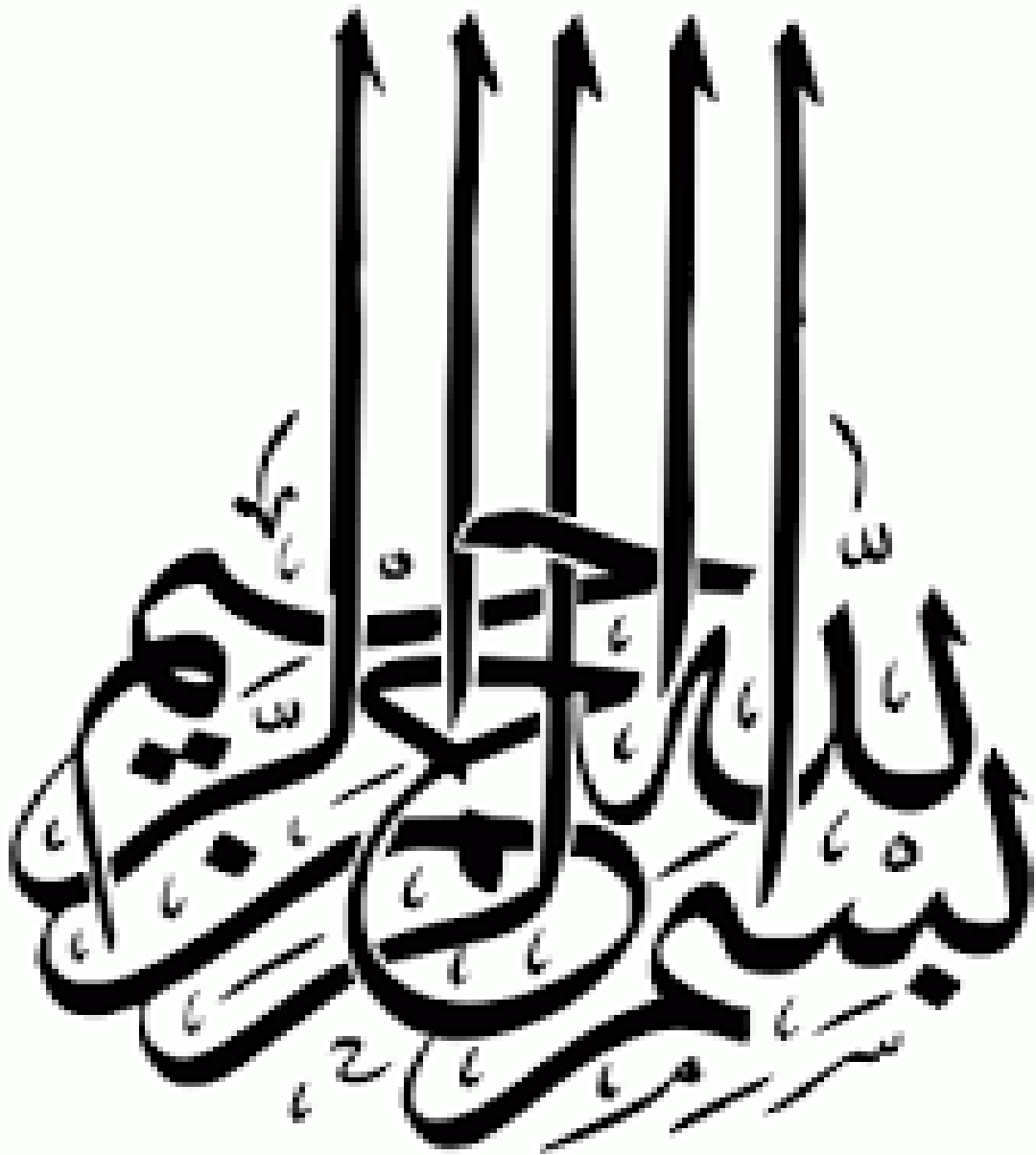
Spécialité : Génie Electrique

THÈME

**Commande d'une génératrice synchrone à aimants permanents dédiée
à la conversion de l'énergie éolienne**

Devant le Jury composé de :

Président	C. BELFEDAL	Pr	Université Ibn Khaldoun de Tiaret
Examineur	B. DAAOU	Pr	Université Mohamed boudiaf d'Oran
Examineur	M. SEBAA	M.CA	Université Ibn Khaldoun de Tiaret
Invité	S. HASSAINE	Pr	Université Ibn Khaldoun de Tiaret
Directeur de Thèse	M. LARBI	Pr	Université Ibn Khaldoun de Tiaret



Résumé : Un schéma de contrôle sans capteur et une stratégie de *FTC* est proposé dans ce contexte pour améliorer la fiabilité et réduire la complexité et la taille du système, ainsi les problèmes liés aux défaillances de capteur de vitesse sont évités. En raison de la nature changeante et instantanée du vent, le fonctionnement dans une plage allant de petites jusqu'aux grandes vitesses est indispensable, de ce fait, deux structures hybrides adaptées aux *GSAPs* à pôles lisses sont utilisées. La première structure offre la conception d'un nouvel observateur hybride, en se basant sur un nouvel algorithme de transition qui réalise le passage entre l'observateur de mode glissant d'ordre deux adapté pour vitesses moyennes et nominales et un autre observateur à basse vitesse fondé sur l'estimation du flux rotorique, et prend en considération le cas de perte de contrôle de l'un de ces deux derniers. La deuxième structure propose l'utilisation de la commande tolérante aux défauts du capteur de vitesse, leur architecture est constituée par l'association d'une logique de décision, et d'une théorie d'observateur. Le même observateur à petite vitesse de la première configuration avec l'observateur non linéaire à grande vitesse sont associés pour obtenir l'observateur hybride. Pour améliorer les performances du système, un régulateur de type *HOSMC* a été développé. Le pitch control trouve aussi sa place dans ce système afin de limiter la puissance si la vitesse dépasse sa valeur nominale. Les résultats obtenus ont confirmé la validité de ces lois de commande. Pour la robustesse aucune dégradation n'apparaît en cas de variations paramétriques sauf que le *HOSMC* donne une bonne réponse par rapport au *PI*.

Mots clés : Système de conversion d'énergie éolienne, *GSAP à pôle lisse*, observateur hybride, high-order sliding mode, fuzzy logique, algorithme de transition, *FTC*, pitch control.

Abstract : A sensorless control scheme and *FTC* strategy is proposed in this context to improve reliability and reduce the complexity and size of the system, so that problems related to speed sensor failures are avoided. Due to the changing and instantaneous nature of the wind, operation in a range from low to high speeds is essential; therefore, two hybrid structures suitable for non-salient pole PMSG are used. The first structure offers the design of a new hybrid observer, based on a new transition algorithm that performs the transition between the second order sliding mode observer adapted for medium and nominal speeds and another low speed observer based on rotor flux estimation, and takes into account losing control case between these two observers. The second structure proposes the *FTC* of the speed sensor, their architecture is constituted by the association of a decision logic and an observer theory. The same low-speed observer from the first configuration with the high-speed non-linear observer are combined to obtain the hybrid observer. A *HOSMC* has been developed to improve system performance. A pitch controls and also finds its place in this system to limit the power if the speed exceeds its nominal value. The results obtained have confirmed the validity of these control laws. For robustness, no degradation appears in the parametric variations that the *HOSMC* gives a good response by contribution to the *PI*.

Keys word : standalone wind turbine, Non-salient *PMSG*, hybrid observer, high-order sliding mode, fuzzy logic control, the transition algorithm, *FTC*, pitch control.

المخلص: يُقترح في هذا السياق مخطط للتحكم بدون استشعار وإستراتيجية *FTC* لتحسين الموثوقية وتقليل تعقيد النظام وحجمه، وبالتالي تجنب المشاكل المتعلقة بفشل مستشعر السرعة. بسبب طبيعة الرياح المتغيرة، فإن التشغيل في نطاق من السرعات المنخفضة إلى العالية أمر ضروري، وبالتالي يتم استخدام هيكلين هجينين مناسبين للمولد السرعة المتزامن ذو المغناطيس الدائم *PMSG*. يقدم الهيكل الأول تصميم مراقب هجين جديد، يستند إلى خوارزمية انتقال جديدة تعمل على الانتقال بين مراقب الوضع الانزلاقي من الدرجة الثانية المناسب للسرعات المتوسطة والاسمية ومراقب سرعة منخفضة آخر يعتمد على تقدير تدفق الدوار، ويراعي حالة فقدان السيطرة على أحد المراقبين. يقترح الهيكل الثاني استخدام التحكم المتحمل للخطأ في مستشعر السرعة، وتتكون بنيتها من ارتباط منطق القرار ونظرية المراقب. يتم دمج نفس المراقب منخفض السرعة من الهيكل الأول مع المراقب غير الخطي عالي السرعة للحصول على المراقب الهجين. لتحسين أداء النظام، تم تطوير متحكم من نوع *HOSMC*. *Pitch control* يجد أيضاً مكانه في هذا النظام من أجل الحد من الطاقة إذا تجاوزت السرعة قيمتها الاسمية. أكدت النتائج التي تم الحصول عليها صحة هذه القوانين الرقابية. لا يظهر أي انحطاط في حالة وجود اختلافات حدية تظهر في اختبار الصلابة، إلا أن *HOSMC* يعطي استجابة جيدة مقارنة مع *PI*.

الكلمات المفتاحية: نظام تحويل طاقة الرياح، *non salient pole PMSG*، مراقب هجين، مراقب ذكي high-order sliding mode، خوارزمية انتقال *FTC*.

Dédicace

À mes parents qui me sont les plus chers au monde et à qui je dois ce que je suis et ce que je serai.

A mes chers frères et sœurs,

A ma chère femme,

A mon petit fils « Seif eddine »,

A ma chère petit fille « Amel »,

A Monsieur bey mohamed.

A tous mes amis.

الحمد لله الذي بزعمته تتم الصالحات

Remerciements

Cette thèse a été effectuée au sein du **Laboratoire de Génie Energétique et Génie Informatique (L2GEGI)** de l'**Université d'Ibn Khaldoun de Tiaret-Algérie**.

Je voudrais présenter ma profonde reconnaissance et ma gratitude à Mr. **LARBI Mhamed**, Professeur au département de génie électrique de l'Université Ibn Khaldoun de Tiaret, qui a bien accepté d'assurer l'encadrement scientifique de cette recherche et qui m'a guidée par ses précieux conseils, sa remarquable manière pédagogique, ses critiques fructueuses et ses qualités humaines.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Mr. **Saïd Hessaine**, Professeur au département de génie électrique de l'Université Ibn Khaldoun de Tiaret, pour sa disponibilité, sa gentillesse et les remarques fort judicieuses qu'il a faites au sujet de ce travail ce qui m'a permis de l'améliorer.

Mes remerciements les plus chaleureux vont également aux membres du jury de soutenance de cette thèse : à Monsieur le Professeur **BELFEDAL Cheikh**, Université Ibn Khaldoun de Tiaret qui a accepté de présider le jury, à Monsieur le Professeur **DAAOU Bachir**, Université d'Oran, qui a eu la gentillesse d'examiner ce travail et a accepté de venir à Tiaret assister à la soutenance de ma thèse, et ce malgré les contraintes dues à sa charge universitaire.

Je voudrais aussi remercier Monsieur **SEBAA Morsli**, Maître de Conférence à l'Université Ibn Khaldoun de Tiaret, qui a bien voulu examiner ce travail et des bons conseils qu'il m'a prodigués.

Mes vifs remerciements vont également à Messieurs les Professeurs : **ALLAOUI Tayeb**, **MOUDJAHED Mohamed** et **DENAI Mouloud** pour toute l'aide qu'il m'a apportée,

Les meilleurs sentiments sont destinés pour mon ami : Mr. **BEY Mohamed**. Leurs encouragements et leurs aides durant la préparation de cette thèse.

Mes remerciements à tous mes amis, collègues, corps administratif et aux personnels du Laboratoire **L2GEGI** et du Département de Génie Electrique de l'université d'Ibn Khaldoun de Tiaret pour leurs encouragements, et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce travail puisse voir le jour.

Table des matières

Liste des figures

Liste des tableaux

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre I : Etat de l'art sur les systèmes éoliens avec la commande sans capteur	
I.1. Introduction.....	7
I.2. Etat de l'art sur les systèmes éoliens à base des machines synchrones.....	7
I.2.1 Machines à reluctance variable.....	8
I.2.2 Machine Synchrones à Rotor Bobiné (<i>MSRB</i>).....	9
I.2.3 Machine Synchrones à Aimants Permanents (<i>GSAP</i>).....	10
I.2.3.1 Les éoliennes à base de <i>GSAP</i> en fonctionnement isolé et autonome.....	10
a. Structure avec redresseur à diodes.....	11
b. Structure avec redresseur à diodes et hacheur dévolteur.....	11
c. Structure avec redresseur à diodes et hacheur en pont.....	12
d. Structure avec redresseur à diodes et hacheur parallèle.....	12
e. Structure avec redresseur à thyristor.....	13
f. Structure avec redresseur à transistor.....	13
I.2.3.2 Les éoliennes à base de <i>GSAP</i> connecté au réseau électrique.....	14
A. Eolienne connecté au réseau à base de redresseur à diode-onduleur.....	14
B. Eolienne connecté au réseau à base de redresseur à diode hacheur-onduleur.....	15
C. Eolienne connecté au réseau électrique à base du redresseur à MLI- onduleur.....	15
C.1 Topologie à aimants permanents à attaque directe.....	15
C.2 Topologie hybride.....	16
I.3. État de l'art sur la commande sans capteur.....	16
I.3.1 Classification des observateurs.....	17
I.3.1.1 Observateurs pour les systèmes linéaires.....	18
I.3.1.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires.....	18
I.3.1.3 Observateurs d'ordre complet.....	18
I.3.1.4 Observateurs d'ordre réduit.....	18
I.3.1.5 Observateurs de type déterministes.....	18
I.3.1.6 Observateurs de type stochastiques.....	19

I.3.2 Les différents observateurs utilisés	19
I.3.2.1 Observateur d'état	19
I.3.2.2 Observateur à mode glissant	19
I.3.2.3 L'observateur de Luenberger	21
I.3.2.4 Le filtre de Kalman	22
I.3.2.5 Estimation de la vitesse et de la position par la technique <i>MRAS</i>	24
I.3.2.6 Observateurs non-linéaires	25
I.3.2.7 Méthodes utilisant la saillance	26
I.4 Conclusion	27
Chapitre II : Modélisation d'un Système Eolien à Vitesse Variable basé sur une GSAP	
II.1 Introduction	36
II.2 Modélisation du système de production éolienne.....	36
II.2.1 Modèle de la turbine éolienne	37
II.2.1.1 Modèle aérodynamique	37
II.2.1.2 Modèle de la partie mécanique.....	38
II.2.2 Fonctionnement et modélisation de la GSAP	40
II.2.2.1 Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents	40
II.2.2.2 Localisation des aimants au rotor	41
a. configurations à aimants déposés en surface	42
b. Aimants insérés	42
c. Aimants enterrés	42
d. Aimants à concentration de flux.....	42
II.2.2.3 Modélisation mathématique de <i>GSAP</i>	43
II.2.2.3.1 Hypothèses simplificatrices	43
II.2.2.3.2 Description mathématique de <i>GSAP</i>	43
II.2.3 Description mathématique de convertisseur de la puissance	47
II.2.3.1 Modélisation mathématique du redresseur MLI	47
II.2.3.2 La modulation vectorielle.....	48
A. Détermination des temps de commutation pour chaque transistor.....	51
B. Les étapes de la MLI vectorielle.....	52
II.3 Conclusion	52
Chapitre III : La commande avec capteur Du système éolien	
III.1 Introduction	55
III.2 Commande du système éolien à vitesse variable basé sur une <i>GSAP</i>	56
III.2.1 Architecture de commande	56

III.2.2 Stratégie de Commande de la Turbine Eolienne	57
III.2.2.1 Caractéristique Puissance -Vitesse d'Eoliennes	57
III.2.3 La stratégie de MPPT	58
III.2.4 La commande vectorielle.....	60
III.2.4.1 Principe de la commande vectorielle	61
III.2.4.2 Description du système global	64
III.2.4.2.1 Le découplage par compensation	65
III.2.2.2.2 Calcul des régulateurs	67
a. régulation des courants	67
b. Régulation de la vitesse	69
III.3 Résultat des simulations et discussion	70
III.4 Conclusion.....	73
Chapitre IV : La commande sans capteur du système éolien	
IV.1 Introduction.....	76
IV.2 Commande côté stator.....	77
IV.3 Conception de l'observateur	78
IV.3.1 Observateur à grande vitesse	78
IV.3.1.1 Le mode de glissement	78
IV.3.1.1.1 La condition d'existence du mode glissant	78
IV.3.1.1.2 Systèmes à structure variables	79
IV.3.1.1.3 concepts de base de modes de glissements	79
IV.3.1.1.4 Phénomène de chattering	80
a. Solution de couche limite	80
b. Solution par des lois d'approche	82
c. Solution par des modes glissants d'ordre supérieur.....	82
c.1 Algorithme du twisting	83
c.2 Algorithme du super-twisting.....	84
IV.3.1.2 observateur en mode glissant super-twisting	85
IV.3.1.3 Observateur à mode glissant d'ordre deux appliqué au <i>GSAP</i>	86
IV.3.1.3.1 Les Propriétés de la fonction de <i>Lyapunov</i>	88
a. Première méthode de Lyapunov	88
b. Deuxième méthode de <i>Lyapunov</i>	88
IV.3.1.3.2 Stabilité de l'observateur à mode glissant d'ordre deux	90
a. Temps de Convergence.....	93
IV.3.1.3.3 Estimation de la position et la vitesse de rotor.....	93

IV.3.2 Observateur à petite vitesse	94
IV.3.2.1 Analyse de stabilité.....	96
IV.3.2.2 Le régulateur <i>PI</i>	97
IV.3.3.3 Régulateur flou	97
IV.3.3 L'observateur hybride	99
IV.3.3.1 Algorithm de transition.....	100
IV.4 Résultats de Simulation.....	102
IV.5 Conclusion	107
Chapitre V : la Commande Tolérante au Défaut du Capteur de Vitesse d'une GSAP	
V.1 Introduction	114
V.2 Contrôle tolérant aux défauts	114
V.2.1 Le défaut	114
V.2.1.1 Type de défauts	114
V.2.1.2. Différentes structures de défauts.....	115
a. Evolution des défauts	115
b. Nature des défauts	117
V.2.2. Système de commande tolérante aux défauts	117
V.2.2.1. Classification des méthodes de commande tolérante aux défauts	118
a. Approches passives	118
b. Approches actives	119
V.2.2.2. Procédure de détection et d'isolation de défauts.....	121
V.2.2.2.1. Approches à base de modèle	122
V.2.2.2.2 Approche sans modèle.....	123
V.3 Contrôle tolérant au défaut appliqué à la <i>GSAP</i>	123
V.3.1 La commande sliding mode d'ordre deux (<i>HOSMC</i>).....	124
V.3.2 L'observateur hybride.....	126
V.3.2.1 Observateur à grande vitesse.....	126
V.3.2.2 Algorithme de transition	128
V.3.2.3 Simulation de l'observateur hybride sans défaut	128
V.3.2.4 <i>FDI</i> avec défaut de vitesse	130
V.3.2.4.1 Simulation de l'état sain	133
V.3.2.4.2 Simulation de l'état défaillant	133
a. Scenario1	134
b. Scenario2	135
c. Test de robustesse	135

V.3.3 Le pitch control.....	137
V.3.3.1 Résultats de simulation	138
V.4 Conclusion.....	140
Conclusion générale et perspectives	143
Valorisation des Travaux de Recherche de la Thèse	146

Liste des figures

Chapitre I : Etat de l'art sur les systèmes éoliens avec la commande sans capteur

Figure I.1 : Topologie à GSRV connectée à un banc de capacités.....	8
Figure I.2 : Topologie à GSRB avec multiplicateur.....	9
Figure I.3 : GSAP avec redresseur à diode.....	11
Figure I.4 : GSAP avec redresseur à diode et hacheur dévolteur.....	12
Figure I.5 : GSAP avec redresseur à diode et hacheur en pont.....	12
Figure I.6 : GSAP avec redresseur à diode et hacheur parallèle.....	13
Figure I.7 : GSAP avec redresseur à thyristors.....	13
Figure I.8 : GSAP avec redresseur à transistor.....	14
Figure I.9 : GSAP connectée au réseau avec redresseur à diode.....	14
Figure I.10 : GSAP connectée au réseau avec redresseur à diode et hacheur dévolteur.....	15
Figure I.11 : Topologie à GSAP à attaque directe.....	15
Figure I.12 : Topologie à GSAP avec multiplicateur.....	16
Figure I.13 : Schéma bloc de l'observateur d'état.....	19
Figure I.14 : Schéma bloc de l'observateur à mode glissant.....	20
Figure I.15 : Schéma bloc de l'observateur de Luenberger	21
Figure I.16 : Schéma bloc de filtre de kalman	23
Figure I.17 : Schéma bloc de la technique MRAS	24

Chapitre II : Modélisation d'un Système Eolien à Vitesse Variable basé sur une **GSAP**

Figure II.1 : La chaîne de conversion éolienne.....	36
Figure II.2 : Modèle mécanique de la turbine éolienne.....	38
Figure II.3 : Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne.....	40
Figure II.4 : positionnement des aimants au rotor.....	41
Figure II.5 : le système triphasé dans le plan complexe.....	43
Figure II.6 : Schéma de convertisseur à deux niveaux côté machine.....	47
Figure II.7 : polygone de commutation.....	48
Figure II.8 : localisation des secteurs dans le système triphasé.....	49
Figure II.9 : Temps d'application par projection du vecteur.....	50
Figure II.10 : Séquence d'application des vecteurs sur une période T_z (k_0 facteur $\in [0,1]$).....	52

Chapitre III : La commande avec capteur Du système éolien

Figure III.1 : différentes méthodes de commande des machines à courant alternatif.....	55
Figure III.2 : architecture de commande du système éolien.....	56
Figure III.3 : Caractéristique Puissance-Vitesse d'une éolienne.....	57
Figure III.4 : L'interpolation du facteur de puissance en fonction de la vitesse réduite.....	58
Figure III.5 : Courbe de puissance de la turbine.....	59
Figure III.6 : différentes transformations de commande vectorielle.....	61
Figure III.7 : Schéma fonctionnel de la commande d'une GSAP	61
Figure III.8 : Diagramme de phase de la GSAP dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant.....	62
Figure III.9 : schéma bloc de composants de couple.....	63
Figure III.10 : Modèle de GSAP commandé à flux orienté à id nul.....	64
Figure III.11 : structure de la commande vectorielle d'une GSAP	65
Figure III.12 : Découplage par compensation.....	66
Figure III.13 : commande découplée.....	67
Figure III.14 : Boucle de régulation du courant isq	67
Figure III.15 : boucle de régulation de la vitesse.....	69

Figure III.16 : les résultats de simulation, (a) vitesse de vent, (b) vitesse de **GSAP**, (c) les courants suivant les axes d et q, (d) le couple, (e) la vitesse relative λ , (f) le coefficient de puissance C_p , (g) la position, (h) les courants triphasés. 72

Chapitre IV : La commande sans capteur du système éolien

Figure IV.1 : schéma bloc de la commande côté machine.....	77
Figure IV.2 : phénomène de glissement.....	78
Figure IV.3 : Différents modes de trajectoire dans le plan de phase.....	79
Figure IV.4 : Le chattering.....	80
Figure IV.5 : Plan de phase de l'algorithme du twisting.	84
Figure IV.6 : Plan de phase de l'algorithme du super-twisting.	84
Figure IV.7 : Stabilité par la fonction de Lyapunov	89
Figure IV.8 : l'observateur à petite vitesse.	95
Figure IV.9 : Configuration de base de régulateur flou.	97
Figure IV.10 : les fonctions d'appartenances de e, Δe et u.	98
Figure IV.11 : Coefficients de pondération pour l'algorithme de transition.	100
Figure IV.12 : Algorithme de commutation proposé.	101
Figure IV.13 : (à gauche) Régulateur PI ; (à droite) Régulateur flou.....	105
Figure IV.14 : (côté droite) algorithme traditionnel (côté gauche) algorithme proposé.	106

Chapitre V : la Commande Tolérante au Défaut du Capteur de Vitesse d'une GSAP

Figure V.1 : Processus physique et sources de perturbation	115
Figure V.2 : Evolution temporelle des défauts a) Défaut brusque ou abrupt b) Défaut intermittent c) Défaut à dérive lente ou graduel.....	116
Figure V.3 : Modélisation des défauts, a) défaut multiplicatif b) défaut additif.	117
Figure V.4 : Classification des méthodes FTCS	118
Figure V.5 : Schéma de principe d'une loi de commande FTC Passive.....	119
Figure V.6 : Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.....	120
Figure V.7 : catégories d'approches de diagnostic (a) avec et (b) sans modèle.....	122
Figure V.8 : Principe du diagnostic basé sur le modèle.	122
Figure V.9 : classification des approches de diagnostic sans modèle.	123
Figure V.10 : Block diagramme de la commande tolérante.....	124
Figure V.11 : les coefficients de pondération d'algorithme de transition.....	128
Figure V.12 : les Performances de l'observateur hybride, (côté gauche) PI , (côté droite) HOSMC	130
Figure V.13 : Structure générale d'un générateur de Résidus.	131
Figure V.14 : Structure proposée de générateur de Résidus.	131
Figure V.15 : Schéma de principe des algorithmes de décision.....	132
Figure V.16 : Performances de l'état sain, (côté gauche) PI ; (côté droite) HOSMC	133
Figure V.17 : Performances de FTC avec défaut à basse vitesse, (côté gauche) PI , (côté droite) HOSMC	134
Figure V.18 : Performances de FTC avec défaut à grande vitesse, (côté gauche) PI , (côté droite) HOSMC	135
Figure V.19 : Performances de FTC avec défaut à grande vitesse et variation de la résistance, (côté gauche) PI , (côté droite) HOSMC	136
Figure V.20 : Performances de FTC avec défaut à grande vitesse et variation de l'inductance, (côté gauche) PI , (côté droite) HOSMC	136
Figure V.21 : Modélisation de l'actionnement de l'angle de calage des pales d'éolienne.....	137
Figure V.22 : Performances de pitch contrôle avec défaut à petite vitesse, a- la puissance, b- vitesse spécifique (λ), c-coefficient de puissance (C_p), d- beta.	139

Liste des tableaux

Chapitre I : Etat de l'art sur les systèmes éoliens avec la commande sans capteur	
Tableau I.1 :	comparaison entre les différents observateurs. 27
Chapitre II : Modélisation d'un Système Eolien à Vitesse Variable basé sur une GSAP	
Tableau II.1 :	valeur des vecteurs de tension..... 49
Chapitre III : La commande avec capteur Du système éolien	
Tableau III.1 :	les paramètres machine turbine. 70
Chapitre IV : La commande sans capteur du système éolien	
Tableau IV.1:	les différentes fonctions..... 82
Tableau IV.2 :	Règles de contrôleur flou..... 98
Tableau IV.3 :	Comparaison entre les différentes approches. 107
Chapitre V : la Commande Tolérante au Défaut du Capteur de Vitesse d'une GSAP	
Tableau V.1 :	Récapitulation des performances de l'ensemble des réglages à petite vitesse..... 134
Tableau V.2 :	Récapitulation des performances de l'ensemble des réglages à grande vitesse..... 135
Tableau V.3 :	les valeurs de profil de vent..... 138

Nomenclature

Symbole	Signification
A_0	Matrice de Hurwitz
a	L'opérateur spécial
β	L'angle d'inclinaison d'une pale
β_{ref}	Référence de l'angle de calage des pales
β_{min}, β_{max}	Valeur minimale et maximale de l'angle de calage des pales
C	Capacité de condensateur de bus continue
C_p	Coefficient de puissance d'une turbine éolienne
C_1, C_2	Constants positifs
e	L'erreur
Δe	La variation de l'erreur
e_{sd}, e_{sq}	Les forces électromotrices suivant l'axe d et q
$E_{\alpha\beta}$	Les forces électromotrices suivant l'axe α et β
$e_{s\alpha\beta}$	Force électromotrice de GSAP suivant l'axe (α, β)
$\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$	Les forces électromotrices estimées suivant l'axe α et β
\mathcal{F}	Une solution symétrique constante et définie positive
f	Coefficient de frottement total
f_v	Coefficient de frottement visqueux de la GSAP
f_g	Coefficient des frottements visqueux de la turbine et celui du générateur
f_i	Les fonctions appartiennent
f_1, f_2	Les coefficients de pondération
$f(t, x, u)$	Vecteur de fonctions suffisamment dérivable
G	Rapport du multiplicateur
$G_{fiq}(s)$	La fonction de transfert en boucle fermée
G_{oiq}	La fonction de transfert en boucle ouverte
g	Grandeur choisie pour ajuster le MRAS
\hat{g}	Grandeur estimée choisie pour ajuster le MRAS
$\mathcal{H} = \mathcal{H}^T$	Matrice symétrique arbitraire qui représente la matrice de gain de réaction
h_1	est un constant positif
I_s	Courant de phaseur
i_{dc}	Courant du bus continu
i_s	Courant de phaseur
i_{abc}	Courants statoriques dans le repère (abc)
$i_{s\alpha\beta}$	Courants statoriques dans le repère $(\alpha\beta)$ fixé au stator
i_{sdq}	Courants statoriques dans le repère $(d q)$
\hat{i}_{dq}	Courants statoriques estimés dans le repère (dq)
i_0^d	Le courant maximum
i	Indice
j	Opérateur complexe
J_{eq}	Moment d'inertie total
J	Moment d'inertie total
J_g	Moment d'inertie de la GSAP
J_t	Moment d'inertie de la turbine équivalent aux inerties des trois pales de l'éolienne
\dot{j}	Le nombre complexe
K_1, K_2, K_3	Les interrupteurs
K'_1, K'_2, K'_3	Les interrupteurs
K_p, K_i	Les paramètres du régulateur Proportionnel Intégral (PI)

$K_{piq}K_{iiq}$	Le gain de l'action proportionnelle du correcteur de courant i_{sq}
K_e	Constante de la force électromotrice
$K_{i\omega}, K_{p\omega}$	Le gain de l'action intégrale et proportionnel de la vitesse
K_{ob}	Le gain de l'observateur
k_i	Les coefficients
$\mathcal{K}_1, \mathcal{K}_2, \mathcal{K}_3, \mathcal{K}_4$	Constants positives
k_1, k_2, k_3	Gains d'adaptation (normalisation)
k_{1Q}, k_{2Q}, k_{3Q}	Gains positives
$L_{sdq} = L$	Inductances suivant l'axe d et q
n_p	Nombre de paires de pôles
n	Le nombre de règles floues
P	Puissance active
P_v	Puissance du vent
P	Puissance totale
P_m	Puissance mécanique
p_{mes}, p_{nom}	Puissance mesurée et puissance nominale
P_{opt}	La puissance optimale d'une éolienne
P	Une matrice symétrique
\mathcal{P}	La fonction de Lyapunov
Q	Puissance réactive
R	Rayon d'une pale de la turbine éolienne
R_s	Résistance statorique
R_ω	Le résidu
r	L'indicateur de défaut
r	L'ordre de la commande
\mathcal{S}	Puissance apparente
S_v	Section d'une masse d'air
s	Opérateur de Laplace
S_ω, S_b, S_c	Grandeurs logiques
S	Surface de glissement de l'observateur mode glissant
S_h	L'interrupteur électronique
$S(x)$	La surface de commutation
$\mathcal{S}_\beta(t), \mathcal{S}_\alpha(t)$	Les surfaces de commutations suivant l'axe $(\alpha\beta)$
$sign(\cdot)$	La fonction <i>sign</i>
T	Temps de convergence
T_s	Période d'échantillonnage
T_1, T_2	Interrupteurs électroniques
T_ω	Le seuil
t_b	Le temps nécessaire pour que le vent perturbé se rétablisse
t_ω	Le temps nécessaire à la prochaine pale pour se déplacer
$\mathcal{T}_{de detente}$	Le couple de détente
\mathcal{T}_{em}	Le couple électromagnétique de la GSAP
\mathcal{T}_t	Le couple mécanique
\mathcal{T}_{total}	Le couple totale
$\mathcal{T}_{reluctant}, \mathcal{T}_{re}$	Le couple réluctant
$\mathcal{T}_{hybride}$	Le couple hybride
\mathcal{T}_m	Le couple mécanique
τ_{eq}	La constante de temps électrique relative à l'axe q
τ_{ele}, τ_{mec}	Constantes de temps électrique et mécanique de la GSAP

τ_β	La constante de temps du système d'orientation des pales
τ_{fq} et τ_{oq}	Les constantes de temps en boucle fermée et en boucle ouverte
τ_{oq}	La constante de temps électrique du système en boucle ouverte
T_{iq}	La constante du temps d'intégration
u_{sn}	Vecteur de tension
u_{an}, u_{bn}, u_{cn}	Tensions simples
u_{h0}	Tension du neutre de la machine par rapport au point de référence (0)
u_{sabc}	Tensions du GSAP dans le repère (abc)
u_{dc}	Tension du bus continu
u_{abc}	Tensions statoriques dans le repère (abc)
$u_{s\alpha\beta}$	Tensions statoriques dans le repère $(\alpha\beta)$
u_{sdq}	Tensions statoriques dans le repère (dq)
u_{sn}	Tension de phaseur
u_n	La commande discontinue de HOSMC
u_{eq}	La commande équivalente de HOSMC
u_{ref}	La tension de référence
U_i	Le centre de gravité
u_{sdref}, u_{sqref}	Les tensions de références suivant l'axe (d, q)
U	La loi de commande
$v_s^{(R)}$	Tension de phaseur liées au rotor
$V(x)$	Fonction quadratique de Lyapunov
V_v	Vitesse de vent
ϑ	Constant positif
x	Variable d'état
x_i	Les variables d'états
\bar{x}_i	L'erreur entre les variables d'état
ω_g	Vitesse de rotation de la GSAP
ω_t	Vitesse de rotation de turbine
ω_r	Vitesse électrique de rotor
w_m	Vitesse mécanique mesurée
ω_t	Vitesse de calage des pales
ω_g	Vitesse de générateur
ω_r	Vitesse rotorique
$\hat{\omega}_2$	Vitesse estimée de l'observateur à petite vitesse
$\hat{\omega}_1$	Vitesse estimée de l'observateur à grande vitesse
ω_{opt}	La vitesse optimale
ω^*	Vitesse de référence
ω_0	La petite vitesse
$\psi_1(x_1), \psi_2(x_1)$	Les termes de non-linéarités
φ_m	La valeur crête du flux à vide à travers l'entrefer
φ_d	Le flux suivant l'axe d
φ_q	Le flux suivant l'axe q
$\hat{\varphi}_r$	Le flux estimé de l'observateur à petite vitesse
$\hat{\varphi}_{rd}$	Le flux estimé de l'observateur à petite vitesse suivant l'axe d
$\hat{\varphi}_{rq}$	Le flux estimé de l'observateur à petite vitesse suivant l'axe q
$d\hat{\varphi}_{rq}$	La dérivée de flux estimé de l'observateur à petite vitesse suivant l'axe q
φ_r, φ_s	Le flux rotorique et statorique
$\hat{\theta}_1$	Position estimée de l'observateur HOSMO
$\hat{\theta}_2$	Position estimée de l'observateur à petite vitesse

$\hat{\theta}$	Position estimée
θ	Position du rotor
θ_r	La position rotorique
ρ	Densité volumique de l'air
λ	Le coefficient de vitesse spécifique des aérogénérateurs
λ_{opt}	La vitesse spécifique optimale
λ_m, λ_M	Les paramètres
$\Omega_{1,2}$	Vitesse seuil
γ	Angle entre u_{ref} et u_i
σ_1, σ_2	Les gains de régulateur PI de l'observateur à petite vitesse
α, σ	Constantes positives
δ_i	Les termes de perturbation
$\varrho_{\alpha,\beta}$	Les termes de perturbations
η	Bande passante
μ_1, μ_2	Constantes positives
ρ_c	Constant réel
$s_0, G_1, G_2, \text{ et } h$	Constantes positives
q, p	Nombres réels.
Γ, ε	Constants positifs
ξ	Le nouveau vecteur d'état
\mathcal{E}_Q	Les surfaces de glissements
$\Gamma_{max}, \Gamma_{min}$	Les valeurs singulières maximales et minimales de la matrice \mathcal{F}
μ_1	Constant
$\mu[U_i]$	Le degré de valeur d'appartenance
$\eta(x)$	Vecteur
∇	L'opérateur gradient.

Glossaire

Abréviation	Signification
<i>AFTC</i>	Active Fault Tolerant Control
<i>BPF</i>	Bound passe filter
<i>CLF</i>	Contrôleur de logique floue
<i>FKE</i>	Filtre de Kalman étendu
<i>LPF</i>	Low passe filter
<i>HFSI</i>	High frequency signal injection
<i>INFORM</i>	Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement
<i>GSAP</i>	Génératrice Synchrone à Aimants Permanents
<i>GSRB</i>	Génératrice Synchrone à Rotor Bobiné
<i>GSRV</i>	Générateurs synchrone à réluctance variable
<i>DFIG</i>	Doubly Fed Induction Generator
<i>MADA</i>	Machine asynchrone à double alimentation
<i>MPPT</i>	Maximum Power Point Tracking
<i>MSAP</i>	Machine Synchrone à Aimants Permanents
<i>MC</i>	Mode de convergence
<i>MG</i>	Mode de glissement
<i>MRP</i>	Mode de régime permanent
<i>MG</i>	Mode glissant
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<i>FMM</i>	Force magnétomotrice.

<i>f.c.é.m</i>	Force contre électromotrice
<i>f..é.m</i>	Force électromotrice
<i>MRAS</i>	Model Reference Adaptative Système
<i>MSRB</i>	Machine Synchrone à Rotor Bobiné
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<i>SCIG</i>	Squirrel-Cage induction generator
<i>HOSMC</i>	High order sliding mode control
<i>HOSMO</i>	High order sliding mode observer
<i>FDD</i>	Fault Detection and Diagnosis
<i>PI</i>	Correcteur à action Proportionnelle et Intégrale
<i>DTC</i>	Direct torque control
<i>SVM</i>	Space vector modulation
<i>LPF</i>	Low Passe Filter
<i>SMO</i>	Sliding Mode Observer
<i>FDI</i>	Fault Detection and Isolation
<i>PFTCS</i>	Passive Fault Tolerant Control System
<i>GN</i>	Grand Négatif
<i>PN</i>	Petit Négatif
<i>N</i>	Négatif
<i>MN</i>	Moyen Négatif
<i>Z</i>	Zéro
<i>MP</i>	Moyen Positive
<i>P</i>	Positive
<i>PP</i>	Petit Positive
<i>GP</i>	Grand Positif
<i>Dd (%)</i>	Le dépassement au démarrage
<i>Tr (msec)</i>	Le temps de réponse
<i>Es (%)</i>	L'erreur statique
<i>Dp (%)</i>	Le dépassement à l'apparitions de défaut
<i>Tp (s)</i>	Le temps de réjection de défaut

Introduction générale

Au cours des 20 dernières années, la préoccupation relative à l'environnement est venue en réponse à des études scientifiques indiquant des changements climatiques mondial et potentiels. L'énergie éolienne est une source d'énergie économique dans de nombreuses régions du monde. Le vent est un carburant propre et les parcs éoliens ne polluent pas l'air, l'eau ou l'environnement. Dans ce contexte, divers concepts d'éoliennes ont été développés et différents générateurs éoliens ont été utilisés dans la recherche et le marketing.

Le choix du type d'aérogénérateur est toutefois difficile. En fait, le choix du générateur électrique pour l'énergie éolienne dépend principalement de plusieurs critères : structure, topologie du convertisseur, environnement (emplacement d'installation de la turbine), performances et coût. Par conséquent, la sélection du générateur électrique le plus approprié pour une éolienne est une tâche ardue [1].

Parmi les principaux types de générateurs électriques adoptés ou envisagés sérieusement pour l'éolien, le premier concept d'aérogénérateurs utilise un générateur à induction à cage (*SCIG*), Générateur asynchrone à double alimentation (*MADA*), le générateur synchrone à aimant permanent (*GSAP*),...

D'autant plus et pour assurer les performances des générateurs utilisés pour les éoliennes, la commande présente un défi extra-complicé quelle que soit la technique utilisée ou la façon choisie à cause des non-linéarités, incertitudes sur les paramètres des systèmes et perturbations difficiles à mesurer. Pour les générateurs synchrones, plusieurs méthodes ont été adoptées, tout en respectant aussi bien pour les performances qu'elles offrent que le coût de l'implémentation [2].

À ce jour, la méthode la plus simple reste incontestablement, celle à orientation du flux, c'est une commande vectorielle qui impose un découplage entre la partie magnétique (le flux) et la partie mécanique (le couple), offrant par la suite de bonnes performances pour la machine durant les phases transitoires et permanentes semblablement à une MCC à excitation séparée [3]. Pour cette méthode, l'appel aux capteurs mécaniques est indispensable puisqu'elle nécessite la connaissance des grandeurs physique telle que la position et/ou la vitesse du rotor.

Cependant, l'emploi des capteurs mécaniques dans une chaîne de commande n'est pas désirable à cause des contraintes suivantes :

- le coût supplémentaire des capteurs et de leurs électroniques associées;
- l'encombrement dû à l'installation des capteurs et à leur câblage;

- la sensibilité des capteurs à leur environnement (température, bruits, oscillations mécaniques, compatibilité électromagnétique, etc.) ;
- la possibilité de défaillance d'un capteur ou d'une de ses connexions, ce qui réduit la fiabilité du système;
- l'entretien permanent [4].

Ces dernières limitent l'utilisation des capteurs et la rendent impossible dans certaines applications. Il s'avère donc nécessaire de réfléchir à des approches adéquates pour remédier à ces problèmes, des travaux de recherche intenses sont effectués depuis les années 1980s, afin de trouver des solutions pour éliminer les capteurs mécaniques [5, 6, 7, 8]. Par la suite, les chercheurs ont passé à une nouvelle façon de commande qu'est "la commande sans capteurs", son principe consiste à remplacer les capteurs mécaniques par des algorithmes qui estiment la position et/ou la vitesse du rotor à partir des mesures de courants et des tensions.

Dans les années 1990s, la commande sans capteur a subi un grand essor dans ses techniques et technologie ; On distingue aujourd'hui deux grandes catégories de techniques d'estimation [9] :

- Estimation passive, par observateur d'état, en se basant sur le modèle d'excitation fondamentale de la machine [10, 11, 12, 13, 14, 15].
- Estimation active, par injection des signaux (haute-fréquence), en profitant des anisotropies magnétiques de la machine pour capter la position du rotor [16, 17, 18, 19].

Dans cette thèse, la commande sans capteur basée sur un nouveau observateur hybride est proposée pour l'estimation de la position du rotor et de la vitesse d'une **GSAP** à pôles lisses entraînée par une éolienne, fonctionnant sur une large plage de vitesse. Nous nous proposons d'associer deux observateurs, l'observateur proposé à vitesse nominale du vent est l'observateur à mode glissant d'ordre deux. Cependant, ces observateurs dépendent principalement de l'amplitude de la **FEM**, ce qui explique la dégradation des performances d'estimation à basse vitesse. Les méthodes d'estimation à basse vitesse les mieux connues parmi celles existantes ne conviennent que pour les machines à pôles saillants. Pour cette raison, un autre type d'observateur est proposé par la référence [20] et adapté au **GSAP** à pôles lisses est introduit. La vitesse est déterminée à partir du flux en quadrature et le réglage est effectué via un courant direct de référence non nul. L'avantage de cette structure réside dans le fait de ne pas dégrader les performances du générateur à grande vitesse.

L'introduction de la méthode des coefficients de pondération est nécessaire non seulement pour sélectionner et combiner ces deux observateurs mais aussi pour choisir la bonne réponse de vitesse en cas de divergence (perte de contrôle) de l'un des observateurs.

Le second objectif visé dans le cadre de cette thèse est d'exploiter une approche de contrôle tolérante active aux défauts de vitesse mécanique pour une **GSAP**. Cette structure est composée autour d'une commande vectorielle, d'un observateur hybride qui combine l'observateur linéaire à grande vitesse avec un autre en basse vitesse et par un algorithme de transition. Ce dernier ayant pour but d'effectuer une détection précoce du défaut, sa localisation pour le circonscrire et mettre en œuvre la stratégie adéquate de tel sorte qu'une continuité de fonctionnement doit être assurée tout en gardant le même degré de performances sans mettre en danger le système éolien. Une comparaison entre les régulateurs mode glissant d'ordre deux modifier (high order sliding mode control **HOSMC**) et le régulateur classique **PI** a été introduite afin d'avoir une bonne robustesse.

Afin de protéger la turbine éolienne contre les fortes vitesses du vent, nous avons procédé dans la dernière partie à la limitation de puissance au niveau des pâles par le système de contrôle de l'angle de calage (pitch control), ce système de contrôle inclut un régulateur **PI** de telle façon à faire régler l'angle de calage β pour ne pas avoir une puissance supérieure à sa valeur nominale.

Le présent travail a été mené au sein du Laboratoire de Génie Energétique et Génie Informatique (**L2GEGI**) de la faculté des sciences appliquées de l'Université Ibn Khaldoun de Tiaret où la commande des machines électriques, l'optimisation et le développement des énergies renouvelables représentent les principaux axes de recherche du laboratoire. Ce travail a donné lieu à quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, l'état de l'art des différents supports de cette étude est décrit. Dans cet état de l'art, on a mis l'accent sur les travaux qui se penchent sur les chaînes de conversion d'énergies éoliennes basées sur la **GSAP** ainsi que les différentes topologies associées aussi bien en connexion au réseau qu'en mode isolé. Les observateurs exploités pour la machine synchrones sont aussi discutés.

Le second chapitre présente en détail la modélisation de différentes parties constituant une chaîne de conversion d'énergie éolienne basée sur une **GSAP**. Commenant par la modélisation du système de production éolienne, ensuite la description du **GSAP** par sa structure, son mode de fonctionnement ainsi que les différents modèles associés. Trois catégories de modèles dynamiques de la **GSAP** sont présentées. Deux modèles liés au repère virtuel lié au rotor et au stator sont déduits à partir du modèle écrit dans le plan complexe qui correspond à la réalité physique. Ce chapitre terminera par la présentation du principe de fonctionnement et la modélisation du convertisseur statique commandé en **MLI** (modulation de largeur d'impulsions).

Le troisième chapitre aborde la mise en œuvre de la stratégie du *MPPT* (Maximum Power Point Tracking) et la commande vectorielle avec capteur de la *GSAP*. Quelques notions générales relatives à ces commandes seront présentées afin de montrer leurs importances. Une synthèse des régulateurs classiques de type *PI* est effectuée. A la fin de ce chapitre, une simulation à l'aide de logiciel *Matlab-Simulink* est décrite, et plusieurs résultats de simulation sont illustrés et commentés.

Dans le chapitre IV, nous analysons la contribution de l'approche proposée qui est composée de l'association de deux observateurs pour estimer la vitesse de *GSAP*. Après avoir développé les principes de chaque observateur proposé, nous présentons la nouvelle approche qui permet de basculer entre les deux observateurs afin de garantir la continuité de service sur toute la fluctuation aléatoire du vent en toute sécurité. Une comparaison exhaustive entre cinq approches est faite selon les critères de performances selon la robustesse, la simplicité, la limitation, la stabilité, perte de contrôle et l'erreur de position dans la zone de transition.

Le cinquième chapitre présente la structure de la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique de la *GSAP*. Dans un premier temps, nous allons détailler l'essentielle approche de synthèse des lois de commande tolérantes aux défauts et leur application sur notre système. Des tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques seront étudiés en simulation. Ensuite, nous présentons le système de pitch control pour protéger le système éolien en cas de forte vitesse de vent.

La présente thèse est achevée par une conclusion générale et des perspectives.

Référence bibliographique

- [1] Allali Loubna, Commande vectorielle de la génératrice synchrone à aimants permanents, Mémoire de Master, Université Larbi ben m'hidi d'oum el bouaghi, 2016.
- [2] Brice beltran, Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation : Du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur, thèse de Doctorat, Université de bretagne occidentale, 2010.
- [3] Bekkouche Boubekour, Djaborebbi Med.walid, Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone, Mémoire de Master, Université kasdi merbah ouargla, 2018.
- [4] S. Solvar, V. Le, M. Ghanes, J-P. Barbot, G. Santomena, Observateur à mode glissant d'ordre 2 pour la machine asynchrone sans capteur mécanique, Communication dans un congrès CIFA, Nancy France, Jun 2010.
- [5] Joetten, R. et Maeder, G. Control methods for good dynamic performance induction motor drives based on current and voltage as measured quantities, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-19(3):356–363. (1983).
- [6] Iizuka, K., Uzuhashi, H., Kano, M., Endo, T. et Mohri, K. Microcomputer control for sensorless brushless motor, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-21(3):595–601. (1985).
- [7] Jones, L. et Lang, J. H. A state observer for the permanent-magnet synchronous motor. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 36(3):374–382. (1989).
- [8] Baader, U., Depenbrock, M. et Gierse, G. Direct self-control of inverter-fed induction machine, a basis for speed control without speed-measurement. In *Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the IEEE*, pages 486–492 vol.1. (1989).
- [9] Holtz, J. (2005). Sensorless control of induction machines -with or without signal injection?, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(1):7–30.
- [10] Dhaouadi, R., Mohan, N. et Norum, L. (1991). Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 6(3):491–497.
- [11] Atkinson, D., Acarnley, P. et Finch, J. Observers for induction motor state and parameter estimation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(6):1119–1127. (1991).
- [12] Ezzat, M. Sensorless nonlinear control of a permanent magnet synchronous motor. Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes. (2011).
- [13] Ghanes, M. Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique. Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes. (2005).

- [14] Traoré, D. Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone. Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes. (2008).
- [15] Delpoux, R. Contribution à l'identification, l'estimation et la commande de Moteurs Synchrones à Aimants Permanents (MSAP). Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille. (2012).
- [16] Corley, M. et Lorenz, R. Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(4):784–789. (1998).
- [17] Ha, J.-I. et Sul, S.-K. Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(1):45–51. (1999).
- [18] Medjmadj, S., Diallo, D., Mostefai, M., Delpha, C. et Arias, A. PMSM drive position estimation : Contribution to the high-frequency injection voltage selection issue. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 30(1):349–358. (2015).
- [19] Jebai, A. K. Sensorless control of synchronous permanent magnet motors by signal injection. Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris. (2013).
- [20] H. Rasmussen, Sensorless speed control including zero speed of non-salient PM synchronous machines, *Bull. Pol. Ac. Tech.* 54(3). 2006.

Chapitre I

Chapitre I : Etat de l'art sur les Systèmes Eoliens

Avec la Commande sans Capteur

Sommaire

I.1 Introduction.....	7
I.2 Etat de l'art sur les systèmes éoliens à base des machines synchrones	7
I.2.1 Machines à reluctance variable.....	8
I.2.2 Machine Synchrones à Rotor Bobiné (<i>MSRB</i>).....	9
I.2.3 Machine Synchrones à Aimants Permanents (<i>GSAP</i>).....	10
I.2.3.1 Les éoliennes à base de <i>GSAP</i> en fonctionnement isolé et autonome	10
a. Structure avec redresseur à diodes	11
b. Structure avec redresseur à diodes et hacheur dévolteur	11
c. Structure avec redresseur à diodes et hacheur en pont	12
d. Structure avec redresseur à diodes et hacheur parallèle	12
e. Structure avec redresseur à thyristor	13
f. Structure avec redresseur à transistor	13
I.2.3.2 Les éoliennes à base de <i>GSAP</i> connecté au réseau électrique	14
A. Eolienne connecté au réseau à base de redresseur à diode-onduleur.....	14
B. Eolienne connecté au réseau à base de redresseur à diode hacheur-onduleur	15
C. Eolienne connecté au réseau électrique à base du redresseur à MLI- onduleur	15
C.1 Topologie à aimants permanents à attaque directe.....	15
C.2 Topologie hybride.....	16
I.3 État de l'art sur la commande sans capteur	16
I.3.1 Classification des observateurs.....	17
I.3.1.1 Observateurs pour les systèmes linéaires	18
I.3.1.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires	18
I.3.1.3 Observateurs d'ordre complet.....	18
I.3.1.4 Observateurs d'ordre réduit	18
I.3.1.5 Observateurs de type déterministes.....	18
I.3.1.6 Observateurs de type stochastiques.....	19
I.3.2 Les différents observateurs utilisés.....	19
I.3.2.1 Observateur d'état.....	19
I.3.2.2 Observateur à mode glissant	19
I.3.2.3 L'observateur de Luenberger.....	21
I.3.2.4 Le filtre de Kalman	22
I.3.2.5 Estimation de la vitesse et de la position par la technique <i>MRAS</i>	24
I.3.2.6 Observateurs non-linéaires.....	25
I.3.2.7 Méthodes utilisant la saillance	26
I.4 Conclusion	27

I.1. Introduction

Ces dernières années, les ressources énergétiques durables ont entraîné une forte croissance des investissements énergétiques mondiaux, en particulier l'énergie éolienne qui connaît une croissance rapide car, elle joue un rôle plus important dans la production mondiale d'électricité et elle devient de plus en plus populaire avec le temps. Divers concepts d'éoliennes ont été développés et différents générateurs éoliens ont été utilisés dans la recherche et la commercialisation, afin d'utiliser efficacement l'énergie éolienne [1]. Le choix du type d'aérogénérateurs est cependant difficile. En effet, le choix du générateur électrique pour l'éolien dépend principalement de plusieurs critères :

- la nature de la machine employée (machine synchrone, asynchrone, à courant continu, etc...),
- la nature de l'accouplement mécanique réalisé (présence ou non du multiplicateur de vitesse),
- la plage de vitesse et le type de fonctionnement (vitesse fixe ou variable), topologie du convertisseur,
- la connexion sur un site isolé ou sur un réseau industriel.
- environnement (emplacement où la turbine est installée),
- performances et coût.

Par conséquent, la sélection du générateur électrique le plus approprié pour une énergie éolienne est une tâche difficile.

Comme nous le verrons dans la section suivante, les capteurs jouent un rôle essentiel dans le système de commande d'une éolienne à vitesse variable. L'utilisation d'un capteur implique plusieurs inconvénients tels que le coût et la fiabilité. Récemment, il a tendance à éliminer les capteurs mécaniques et à mettre en œuvre des méthodes d'estimation dans le système de contrôle, qui est le "contrôle sans capteur". Le défi consiste à concevoir des estimateurs précis et fiables pour obtenir des performances comparables pour le contrôleur sans capteur mécanique [2].

De ce fait, les différentes technologies des machines conçues pour l'énergie éolienne, ainsi les observateurs les plus connus et les plus utilisés seront décrites dans ce chapitre.

I.2 Etat de l'art sur les systèmes éoliens à base des machines synchrones

Dans un point de vue industriel, les principaux types de générateurs électriques adoptés ou envisagés sérieusement pour l'énergie éolienne comprennent le premier concept d'aérogénérateur qui utilise un générateur à induction « *Squirrel-Cage standard* » (**SCIG**) et

une boîte de vitesses à plusieurs étages, directement connectée au réseau, le générateur à induction à double alimentation (*MADA*), le générateur synchrone à aimant permanent (*GSAP*) et une machine innovante qui est le générateur à réluctance commutée (*SRG*). De plus, selon un examen exhaustif de l'état de la technique lié à l'énergie éolienne, il est observé que les enquêtes sur les générateurs à induction à double alimentation (*MADA*) sont très dominantes, tandis que ceux sur le générateur synchrone à aimant permanent (*GSAP*) sont utilisés en augmentation continue dans les petites éoliennes, ceux sur l'induction en cage diminuent tandis que ceux sur les générateurs à réluctance de commutation gagnent beaucoup d'intérêt [3].

I.2.1 Machines à réluctance variable

Les générateurs à réluctance variable innovants gagnent beaucoup d'intérêt et sont reconnus pour avoir un potentiel pour les applications d'énergie éolienne [4, 5 et 6], la structure d'un *GSRV*, comme le montre la figure.I.1. Ces générateurs ont les avantages indéniables d'une construction simple et robuste, d'une commande simple et de caractéristiques de couple-vitesse exceptionnelles. *GSRV* peut intrinsèquement fonctionner avec une plage de puissance constante extrêmement longue. Il existe cependant plusieurs inconvénients qui, pour de nombreuses applications, l'emportent sur les avantages. Parmi ces inconvénients, la génération de bruit acoustique, l'ondulation de couple, la topologie spéciale du convertisseur, l'ondulation excessive du courant de bus, son facteur de puissance est relativement faible qui limite son domaine d'application à quelques dizaines de kilowatts [5]. Tous les avantages ci-dessus ainsi que les inconvénients sont assez critiques pour les applications éoliennes. Néanmoins, *GSRV* est une solution qui est réellement envisagée à l'avenir pour les applications de l'énergie éolienne.

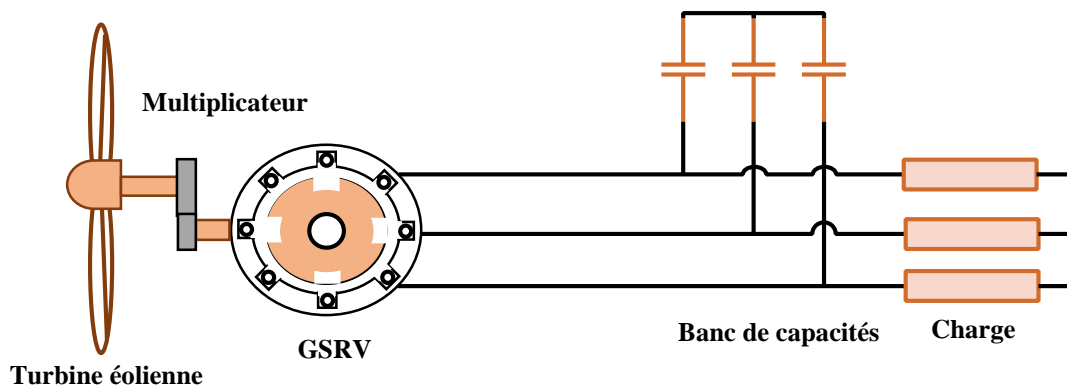


Figure I.1 : Topologie à *GSRV* connectée à un banc de capacités.

I.2.2 Machine Synchrone à Rotor Bobiné (*MSRB*)

Les générateurs synchrones à rotor bobiné font l'objet de recherches depuis de nombreuses années. Le principal avantage du *GSRB* par rapport au *GSAP* est qu'il peut contrôler le facteur de puissance en fonction des conditions de charge électrique [3]. Dans la production d'électricité, le *GSRB* injecte la puissance réactive pour compenser la consommation d'énergie réactive des charges. Néanmoins, elle n'a pas gagné en popularité parmi les fabricants d'éoliennes. C'est principalement parce que les balais pour l'excitation DC nécessitent un entretien et le rotor nécessite une source d'alimentation externe. Vulnérabilité mécanique des enroulements du rotor résultant de la rotation entraînant des dommages à l'isolation de l'enroulement.

Une telle topologie est équivalente à celle que l'on rencontre pour les alternateurs de fortes puissances (centrales hydrauliques par exemple). Dans le cas d'une application éolienne, la chaîne de conversion de puissance est décrite sur la figure I.2.

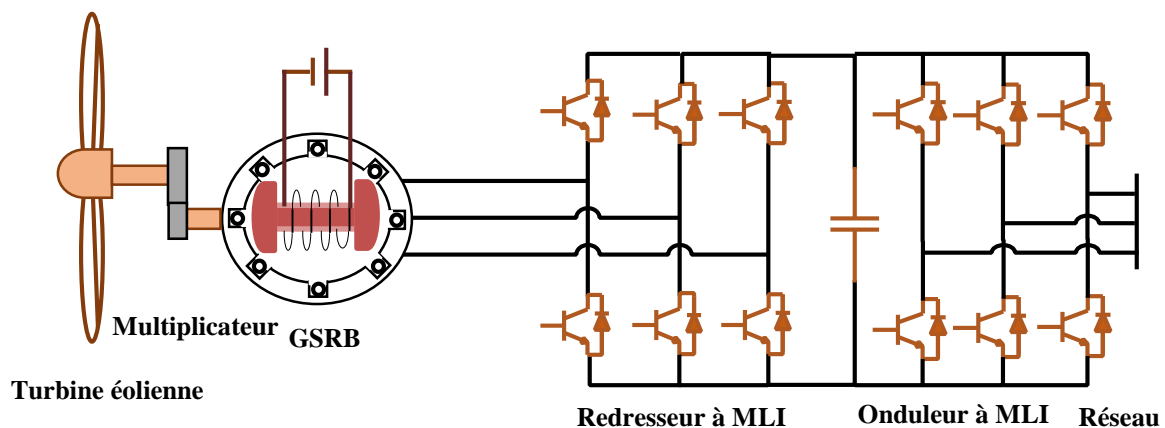


Figure I.2 : Topologie à *GSRB* avec multiplicateur.

Cette topologie impose de travailler avec un facteur de puissance égal à un, ce qui conduit à sur-dimensionner la génératrice [3].

Il est à noter que l'efficacité de cette machine est généralement élevée, car il utilise tout le courant du stator pour produire le couple électromagnétique [7].

- L'avantage principal de l'emploi des *MSRB* est le contrôle direct du facteur de puissance de la machine. Par conséquent, le courant du stator peut minimiser les circonstances d'exploitation [8]. L'utilisation des *GSRB* dans les applications éoliennes devient intéressant dans la mesure où le courant d'excitation constitue un paramètre de réglage qui peut être utile pour l'optimisation énergétique [9].

- Le pôle de ce générateur peut être plus petit que celui de la machine à induction. Cela pourrait être une caractéristique importante pour obtenir une faible vitesse, (machines multipolaires), en éliminant la boîte de vitesses [10].

Par ailleurs, l'inconvénient de ce type de machine réside dans le fait qu'elle nécessite d'une source d'alimentation indépendante de l'inducteur en puissance. Un autre inconvénient est la nécessité d'un entretien régulier du collecteur (système bagues-balais) [11].

Le surdimensionnement typique du convertisseur (1.2 fois la puissance nominale) assure la régulation de la puissance active et réactive générée [12, 8]. Ceci permet véritablement de réduire la fiabilité des systèmes. Par contre l'emploi des rotors à aimants permanents permet d'éviter ces problèmes.

I.2.3 Machine Synchrone à Aimants Permanents (GSAP)

Le développement des matériaux magnétiques a permis la construction des machines synchrones à aimants permanents à des coûts compétitifs [13].

Les **GSAPs** sont les plus capables de rivaliser avec des générateurs à induction pour les applications éoliennes. En fait, ils sont adoptés par une petite éolienne bien connue.

Ces générateurs présentent un certain nombre d'avantages, à savoir :

- (a) Configuration simple et plus efficace dans le rotor avec aimant permanent.
- (b) Poids et volume globaux considérablement réduits pour une puissance de sortie donnée (densité de puissance élevée).
- (c) Rendement plus élevé et auto-excité.
- (d) Chaleur efficacement dissipée dans l'environnement.
- (e) un grand nombre de pôles (couple mécanique considérable).

Dans la **GSAP**, la densité de flux de l'entrefer peut être augmentée en augmentant l'épaisseur des aimants.

Il existe plusieurs structures **GSAP** qu'on peut rencontrer dans les applications éoliennes. On trouve des machines de construction standard (aimantation radiale) ou génératrices discoïdes (champs axial), ou encore à rotor extérieur [14-17]. Selon l'endroit de l'installation de l'éolienne et la puissance, il existe plusieurs topologies à base de **GSAP**. Le lecteur trouvera les différentes structures.

I.2.3.1 Les éoliennes à base de GSAP en fonctionnement isolé et autonome

Dans les applications éoliennes isolées et autonomes, la **GSAP** constitue une alternative très intéressante vu ses avantages cités précédemment (un bon rendement et un bon couple

massique), en plus elle ne nécessite pas une source d'alimentation pour le circuit d'excitation. Par ailleurs son prix est plus élevé comparativement au coût de machine asynchrone. Toutefois, plusieurs structures existantes emploient des **GSAP** alimentant des charges autonomes à travers des dispositifs d'électronique de puissance [18-19].

a. Structure avec redresseur à diodes

Dans le cas des applications de très petites puissances, la configuration en question offre l'avantage d'être simple à mettre en œuvre. [20]. Elle est basée sur l'association directe d'une batterie en aval du pont redresseur à diodes comme il est montré par la [figure I.3](#). Dans ce cas, le coût de l'équipement est minimal étant donné qu'il n'y a aucun composant commandé, et la structure est dotée de peu de capteurs. Le fonctionnement est "naturel" mais nécessite un choix très précis de tous les paramètres (paramètres de la machine et de la tension continue) [21]. En plus de la simplicité de cette structure, nous rajoutons qu'elle est robuste et son coût étant faible. Par contre, il existe un seul flux de puissance unidirectionnel. Le facteur de puissance étant minimal. Une attention particulière doit être accordée à la prise en charge de l'alimentation du générateur et aux harmoniques de faible ordre créés par le redresseur à diode. L'harmonique de faibles ordres peut créer une ondulation à la fois dans le couple produit par le générateur et dans la puissance après le redresseur. Des filtres peuvent également être placés entre le générateur et le redresseur [22].

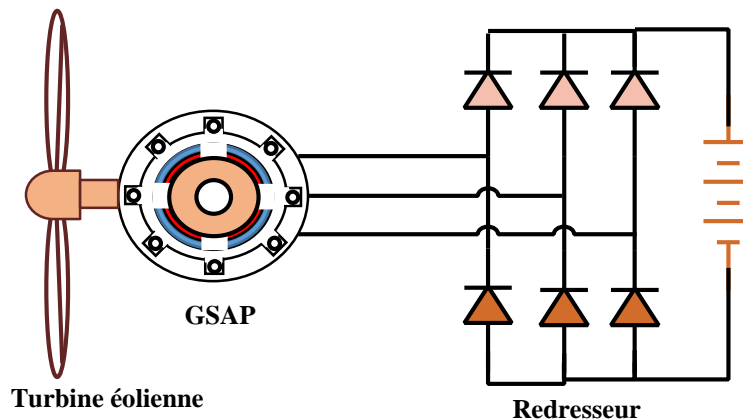


Figure I.3 : **GSAP** avec redresseur à diode.

b. Structure avec redresseur à diodes et hacheur dévolteur

Afin de pouvoir remédier le problème de limitation de puissance d'une association **GSAP**/pont de redressement, un hacheur dévolteur, débitant sur une batterie de stockage, est disposé à la suite du pont de diodes ([figure I.4](#)) [20], [21]. Ce qui permet d'appliquer les algorithmes connus sous le nom Maximum Power Point Tracking (**M.P.P.T**), afin d'extraire la

puissance maximale durant tout leur fonctionnement. Cette topologie est simple et permet d'augmenter la tension de sortie de bus continu. Le principal inconvénient de cette topologie par rapport à la structure comportant un redresseur à diode est la contrainte exercée sur l'interrupteur de suralimentation (Sb) [23].

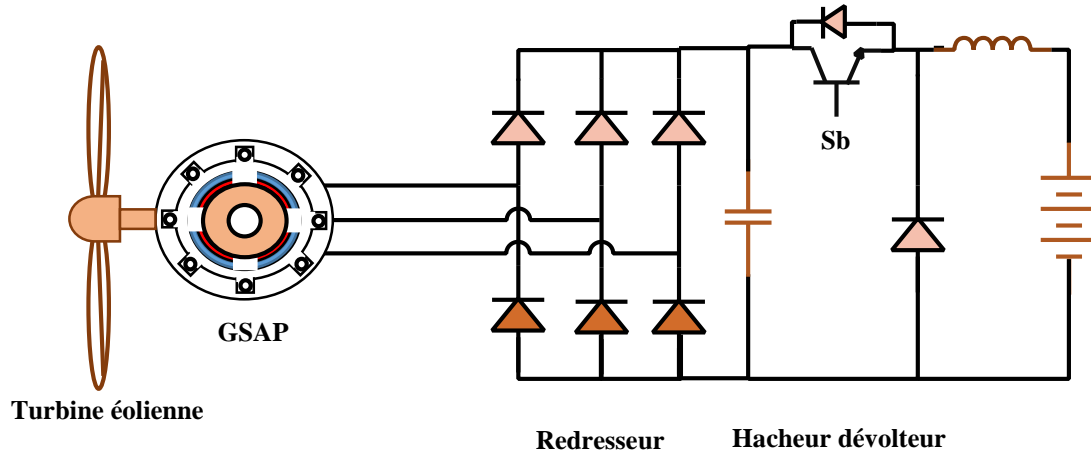


Figure I.4 : GSAP avec redresseur à diode et hacheur dévolteur.

c. Structure avec redresseur à diodes et hacheur en pont

Dans la même optique d'optimisation du rendement énergétique, une structure en pont à commande différentielle permet de fonctionner avec un rapport cyclique proche de 0.5 en commandant les deux interrupteurs T_1 et T_2 (figure I.5). En termes de sûreté de fonctionnement, cette configuration est avantageuse. Par contre, elle nécessite deux fois plus de composants et le coût ainsi que les pertes sont plus élevés [21].

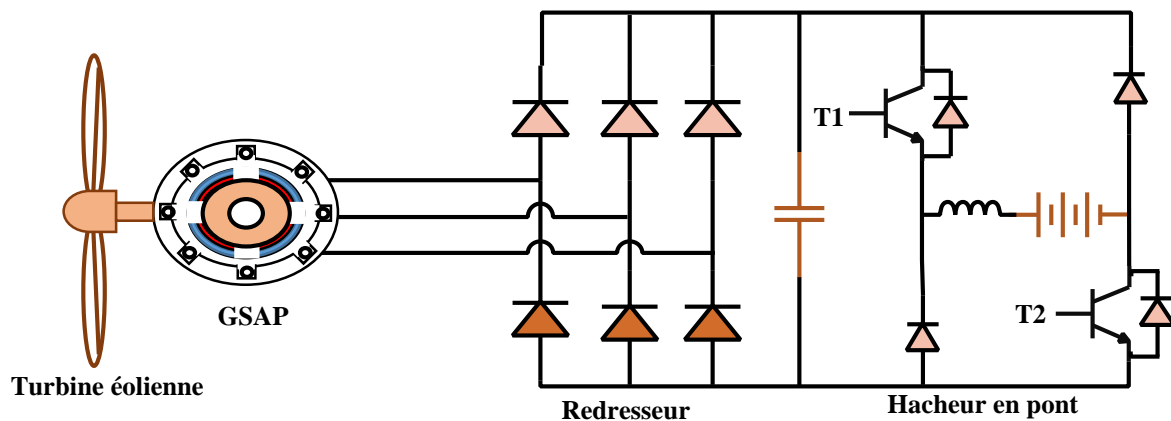


Figure I.5 : GSAP avec redresseur à diode et hacheur en pont.

d. Structure avec redresseur à diodes et hacheur parallèle

De la même manière avec la topologie à diodes et hacheur série, il est possible que ce dernier soit en parallèle comme le montre dans la figure I.6 avec comme objectif d'augmenter la tension V_{dc} ainsi, il partage le même problème avec celle en série [23].

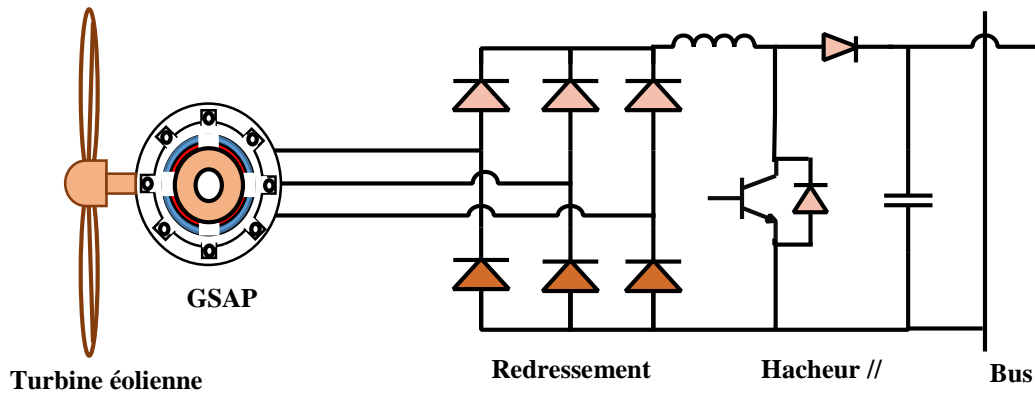


Figure I.6 : GSAP avec redresseur à diode et hacheur parallèle.

e. Structure avec redresseur à thyristor

Similaire à la topologie avec un redresseur non commandé, il existe des solutions proposées dont le pont utilisé constitue des thyristors. Le système éolien basé sur cette technologie est montré dans la [figure I.7](#). Comme c'est les thyristors qui génèrent un taux élevé d'harmoniques, l'inconvénient majeur de ce dernier est l'injection de grandes harmoniques dans le générateur [12, 24].

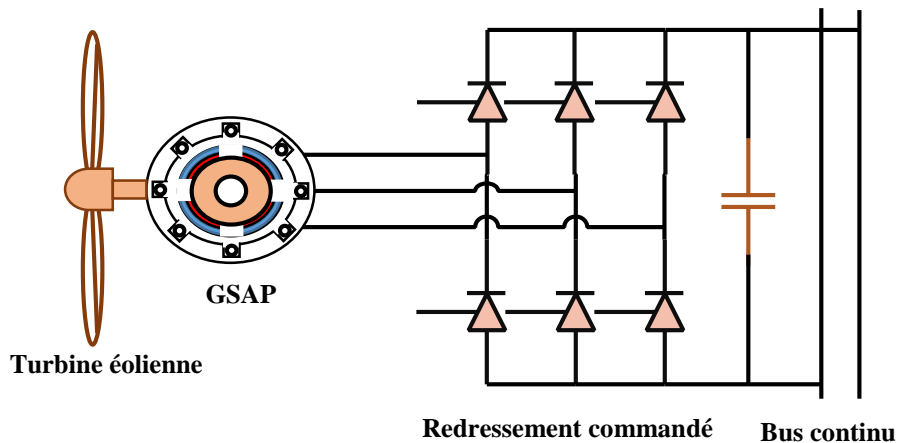


Figure I.7 : GSAP avec redresseur à thyristors.

f. Structure avec redresseur à transistor

La GSAP est souvent liée à un redresseur MLI, avec un filtre à courant continu venant ensuite, afin de générer une tension de sortie continue stable. Dans le cas du montage montré sur la [figure I.8](#), un contrôle dynamique et fiable en vitesse ou en couple de la GSAP peut être effectué, ce qui permet facilement de déplacer le point de fonctionnement sur toute la plage de vitesses de rotation. Par contre, elle nécessite un montage plus complexe composé de trois bras complets donc six interrupteurs et la commande requiert généralement un capteur mécanique de position [25].

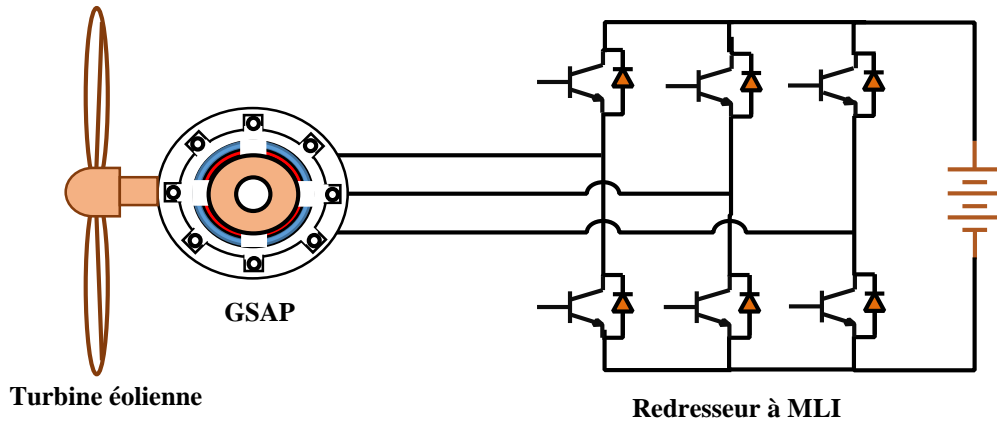


Figure I.8 : GSAP avec redresseur à transistor

I.2.3.2 Les éoliennes à base de GSAP connecté au réseau électrique

Dans les applications à énergies renouvelables connectées au réseau industriel, les configurations les plus utilisées et les plus connues sont citées comme suit :

A. Eolienne connecté au réseau à base de redresseur à diode-onduleur

La figure 1.9 montre la structure du système de production d'énergie éolienne utilisant le procédé de convertisseur redresseur à pont de diodes. La structure se caractérise par une simplicité de construction et on a plus besoin des capteurs (position et courant). On peut noter également quelques limitations associées à cette configuration, notamment la présence du condensateur de liaison qui est volumineux et sa durée de vie étant courte. De plus, la tension de l'onduleur est plus ondulée [26]. Les avantages de ce schéma incluent un coût de périphérique plus bas et la puissance disponible est plus élevée par rapport aux onduleurs à commutation. Un inconvénient majeur de cet onduleur est la nécessité d'un compensateur actif pour la demande de puissance réactive. De plus, le convertisseur ne peut pas contrôler le couple du générateur. [27- 28].

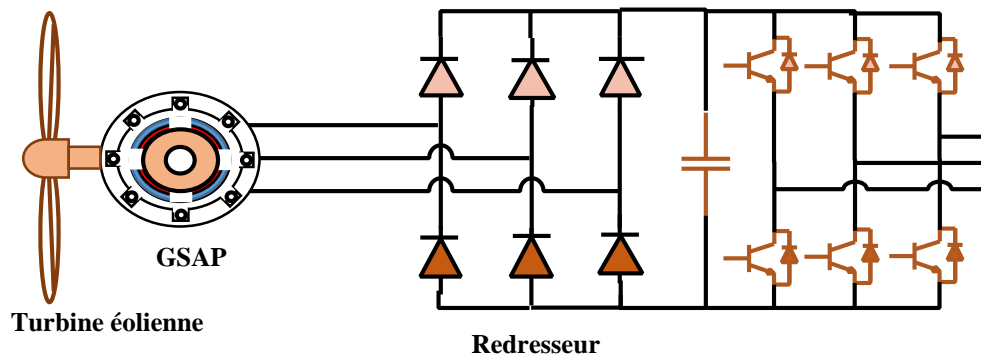


Figure I.9 : GSAP connectée au réseau avec redresseur à diode.

B. Eolienne connecté au réseau à base de redresseur à diode hacheur-onduleur

Sur la base du schéma précédent, un étage hacheur entre le redresseur et le condensateur peut être inséré afin de contrôler la tension du côté continu du générateur comme il est montré dans la figure I.10, cette procédure rend le coût élevé et diminue l'efficacité du système [26].

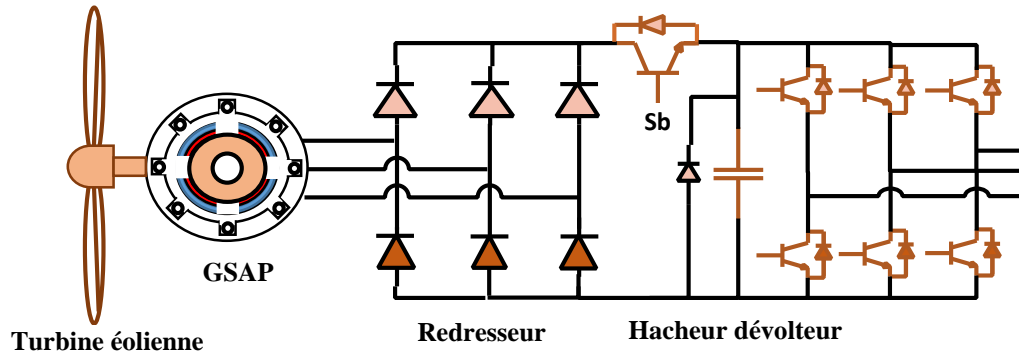


Figure I.10 : GSAP connectée au réseau avec redresseur à diode et hacheur dévolteur.

C. Eolienne connecté au réseau électrique à base du redresseur à MLI- onduleur

Deux catégories existent :

C.1 Topologie à aimants permanents à attaque directe

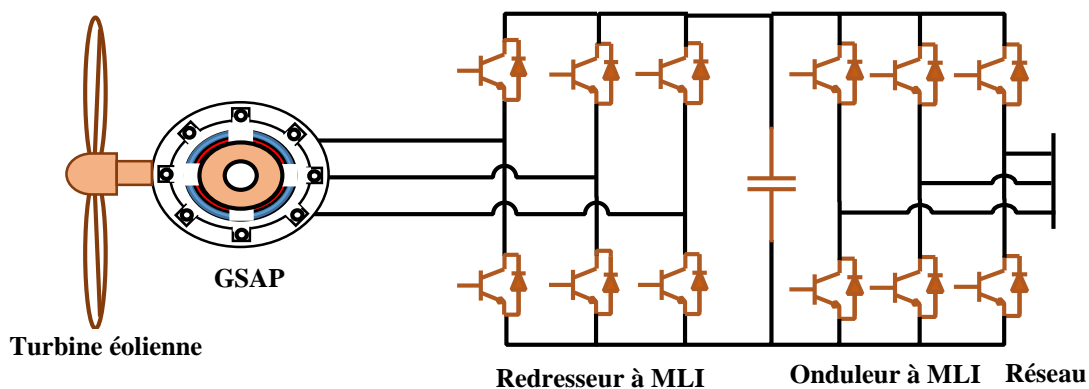


Figure I.11 : Topologie à GSAP à attaque directe

L'accouplement du stator de la GSAP à deux onduleurs à MLI, en mode redresseur, et onduleur réseau est devenu une solution intéressante (figure I.11). Dans ce cas de figure, l'interfaçage avec le réseau peut être entièrement contrôlé via le convertisseur connecté à celui-ci. Par contre, le convertisseur du côté génératrice conduit à contrôler la puissance générée par celle-ci. De plus, la structure en question permet d'assurer un découplage entre le comportement du générateur éolien et le comportement du réseau [29]. Son principal avantage est de fournir un contrôle de la puissance active et réactive tout en augmentant le facteur de puissance.

La GSAP possède un inconvénient du fait que l'excitation est présente en permanence, même si la machine est complètement à l'arrêt. Il existe un flux magnétique au sein de la

machine suite à la présence des aimants. Cela conduit également à un couple de détente (ou couple à l'arrêt) toujours présent et des forces (ou contraintes) sur les parties métalliques (assemblage). Toutefois, les deux convertisseurs doivent être dimensionnés pour la puissance nominale de la génératrice, ce qui constitue le principal inconvénient de cette configuration [30-32].

C.2 Topologie hybride

Une autre topologie dite hybride est également rencontrée. (Voir figure I.12). Un multiplicateur de plus faible rapport de transformation est associé à une *GSAP* similairement au cas des machines asynchrones à double alimentation. Actuellement, cette solution proposée par Areva Wind Multibrida occupe une place plus importante du marché que celles à aimants à attaque directe [3].

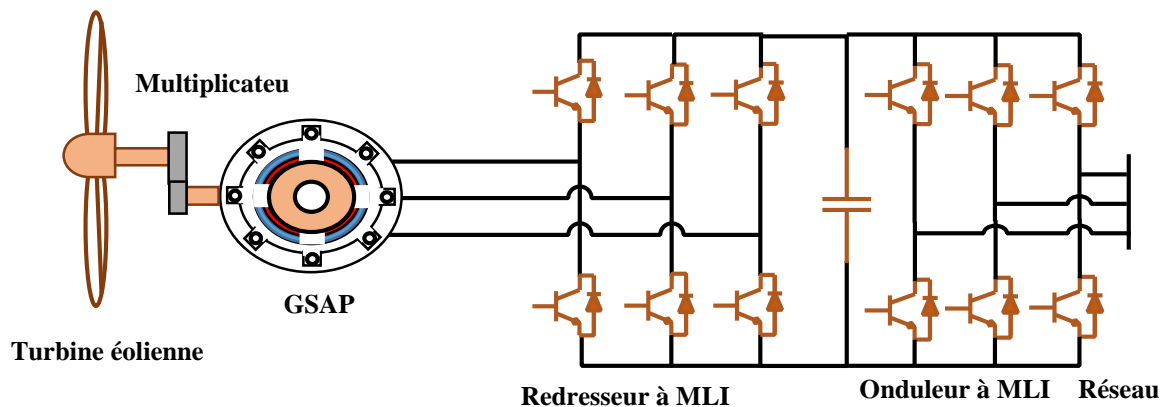


Figure I.12 : Topologie à *GSAP* avec multiplicateur.

I.3 État de l'art sur la commande sans capteur

La connaissance de l'état du système est nécessaire pour résoudre de nombreux problèmes de théorie de contrôle ; en détection de défauts et en diagnostic. Lorsqu'il n'est pas possible de mesurer directement l'état, et ce pour des raisons physiques ou financières, il est possible donc de reconstruire les effets indirects de l'état interne du système en utilisant un système dynamique auxiliaire, appelé observateur [33].

La commande sans capteur et la conception des observateurs représentent un domaine en pleine expansion. Les avantages sont multiples : réduction de la complexité et du coût du matériel, augmentation de la robustesse, fonctionnement dans des environnements hostiles, fiabilité accrue, exigences de maintenance réduites, immunité au bruit accrue et inertie de la machine non affectée [34].

Dans la théorie du contrôle, un observateur (appelé aussi capteur logiciel) est un système dynamique qui fournit une estimation de l'état interne d'un système réel donné, à partir de

mesures de l'entrée et une connaissance à priori du modèle. Il nous permet alors de suivre l'évolution de l'état en tant qu'information sur le système. Un observateur permet donc d'optimiser le nombre de capteurs dans une application industrielle ; ce qui lui permet d'être une solution intéressante à intérêt économique [35].

La structure de l'observateur fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gains L permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur [36]. Toutefois, l'utilisation d'un observateur d'état pour plusieurs objectifs :

❖ **Commande sans capteur :**

L'objectif de l'observateur est de remplacer certains capteurs dans le but de réduire le coût de la commande et d'améliorer sa fiabilité [1, 37, 38].

❖ **Commande tolérante aux défauts :**

L'observateur fournit une estimée des grandeurs mesurées dans le but de détecter la défaillance ou la dégradation des performances des capteurs, en comparant la sortie de ces derniers à la sortie de l'observateur [39].

❖ **Identification des paramètres :**

L'observateur est utilisé dans ce cas pour estimer les valeurs des paramètres du modèle de la machine, (par exemple : la résistance qui varie avec la température, ou le couple résistant qui varie avec la charge) afin d'améliorer la robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques [39].

Dans cette thèse, nous nous intéressons surtout à la commande sans capteur et à la commande tolérante aux défauts.

I.3.1 Classification des observateurs

Généralement, les observateurs peuvent être divisés en trois groupes :

- ✚ Selon la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire),
- ✚ Selon l'environnement considéré (déterministe ou stochastique),
- ✚ Selon la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [2, 37] :

I.3.1.1 Observateurs pour les systèmes linéaires

Pour ces types d'observateurs, la construction du gain est basée sur une matrice "A" du système naturellement linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de *Luenberger* et le filtre de *Kalman* se basent sur cette approche.

I.3.1.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires

Pour les systèmes non linéaires, les observateurs ont été développés pour pallier la difficulté de non linéarité. On peut citer entre autres :

- ✚ des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de *Lyapunov*,
- ✚ des observateurs à structure variable (modes glissants),
- ✚ des observateurs à grand gain...etc.

En fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs peuvent être classés en deux grandes familles :

I.3.1.3 Observateurs d'ordre complet

Les observateurs d'ordre complet donnent les informations sur toutes les variables d'état (4 pour la machine symétrique). Ainsi, leur implantation nécessite un temps d'exécution relativement long.

I.3.1.4 Observateurs d'ordre réduit

Pour les observateurs d'ordre réduit (2 pour la machine symétrique), on ne considère que les équations décrivant les modes non mesurables, donnant des informations sur les deux variables d'état. Par contre, ils nécessitent moins de temps de calcul par rapport aux observateurs d'ordre complet [40]. Il reste à enregistrer qu'en fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent :

I.3.1.5 Observateurs de type déterministes

Ce sont les observateurs qui ne tiennent pas compte des bruits (bruits mesures, bruits extérieurs aux systèmes...) et les perturbations (changement des paramètres). Ils sont caractérisés par des calculs simples, mais très sensibles aux perturbations. Parmi ces observateurs on peut citer l'observateur de *Luenberger* dans le cas de modèles linéaires ou l'observateur par modes glissants dans le cas de modèles non-linéaires.

I.3.1.6 Observateurs de type stochastiques

Dans le cas de ces observateurs, les bruits et perturbations sont inclus dans les calculs. Les lois de probabilité sont utilisées pour la détermination des variables d'état. Ils sont peu sensibles aux perturbations mais présentent une complexité de calcul, ce qui est souvent le cas (filtre de *Kalman*) [41].

I.3.2 Les différents observateurs utilisés

I.3.2.1 Observateur d'état

La structure d'un observateur d'état est illustrée par la [figure I.13](#). Le développement de cet observateur est basé sur un modèle du système, appelé l'estimateur ou prédicteur, fonctionnant en boucle ouverte. La structure complète de l'observateur inclut une boucle de contre-réaction permettant de corriger l'erreur entre la sortie du système et celle du modèle [42, 43]. L'observateur fonctionne donc en boucle fermée.

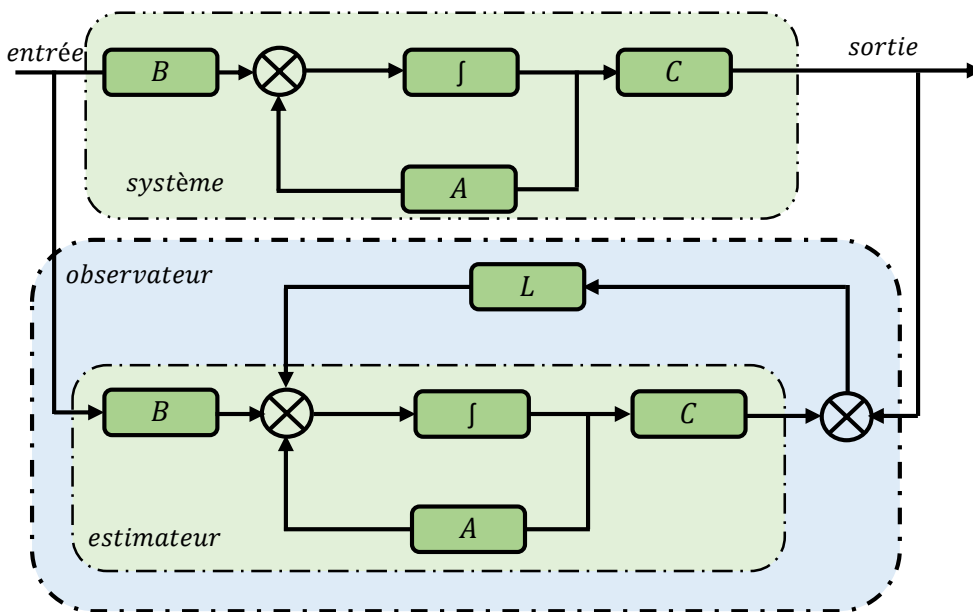


Figure I.13 : Schéma bloc de l'observateur d'état.

I.3.2.2 Observateur à mode glissant

L'Observateur par Mode Glissant (*OMG*) connaît des développements importants au début des années 50. Les variables d'état du système sont estimés à partir de la mesure des tensions et des courants de phase. Le modèle du système étant nécessaire pour développer cet observateur qui repose sur l'utilisation d'une commutation à haute fréquence permettant de forcer la trajectoire des variables estimées à rester dans la surface de glissement [44]. La [figure](#)

I.14 présente la structure de l'estimation de la vitesse de la **MSAP** en utilisant l'observateur par mode glissant.

Pour la synthèse d'**OMG**, elle est basée sur la comparaison entre les variables observées et celles mesurées. La conception de l'**OMG** consiste à faire converger vers zéro l'erreur entre les sorties mesurées du système et celles estimées [45].

Cependant, l'**OMG** conventionnel souffre d'un phénomène dit de "chattering" caractérisé généralement par des oscillations à hautes fréquences autour de la surface de glissement, c'est à cause de la fonction de commutation discrète [46]. Cependant, le choix des gains **K**, pour garantir l'annulation de l'erreur d'estimation, constitue la principale difficulté de cette technique. Par ailleurs, L'**OMG** se caractérise par sa robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du moteur et le choix de la surface de commutation est assez libre. Pour cela, ce type d'observateur est largement utilisé pour estimer la vitesse du moteur dans le but d'une commande sans capteur [47-48]. Dans le référence [44], l'auteur présente les stratégies de commande à puissance constante avec et sans capteur mécanique de position ni de vitesse. L'estimation de la position du rotor est basée sur le (**OMG**).

D'une façon générale, l'utilisation des **OMG** ont conduit à des résultats caractérisés par de bonnes performances pour un temps de calcul acceptable. Cependant, ces performances se limitent expérimentalement à une plage de vitesse donnée, une vitesse limite apparaissant souvent en deçà de laquelle l'estimation de la position est beaucoup moins bonne [49].

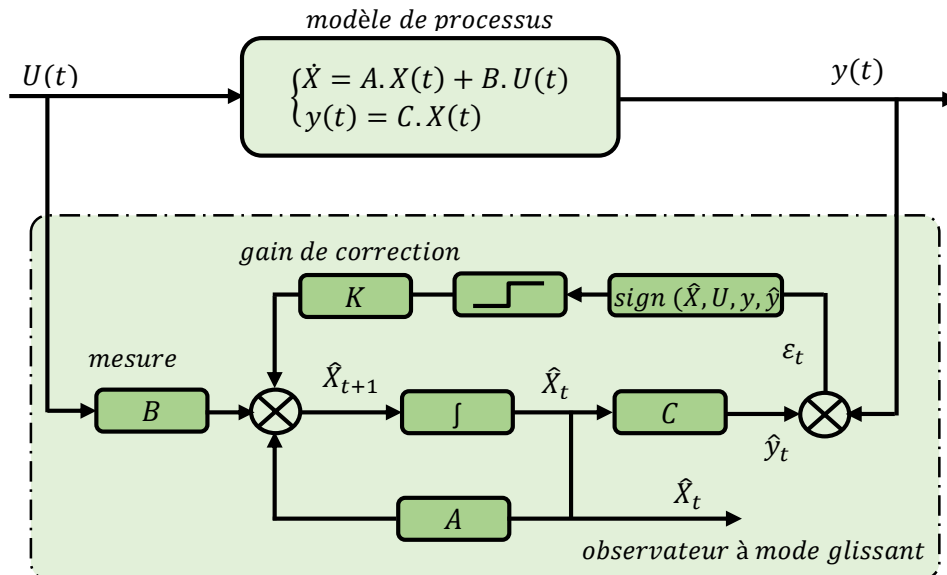


Figure I.14 : Schéma bloc de l'observateur à mode glissant.

I.3.2.3 L'observateur de Luenberger

Dans la littérature de l'observation des machines électriques, nous distinguons plusieurs recherches relatives à l'emploi d'observateurs d'état pour estimer des grandeurs de commande tels que le flux et la vitesse en boucle fermée. Elles sont très attractives et permettent d'avoir de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse, parmi lesquels nous pouvons citer l'observateur de **Luenberger**.

Notons que la notion d'observabilité est étudiée par **Luenberger** a étudié [50-51], dont l'objectif est de proposer son observateur pour les systèmes linéaires. Ce type d'observateur est adapté aux systèmes où les mesures ne sont pas très bruitées.

Il est intéressant de noter que l'observateur de **Luenberger** prend en compte la nature non linéaire du modèle d'état de la machine synchrone. Dans le cas d'un système observable, on peut représenter cet observateur par la figure I.15. La sortie estimée est comparée à la sortie réelle et l'erreur est multipliée par une matrice de gain L. Cela permet de contrôler la dynamique des erreurs, élimine l'erreur due à des estimations d'état initial incorrectes et devrait couvrir les erreurs causées par la différence entre le système et le modèle d'observation.

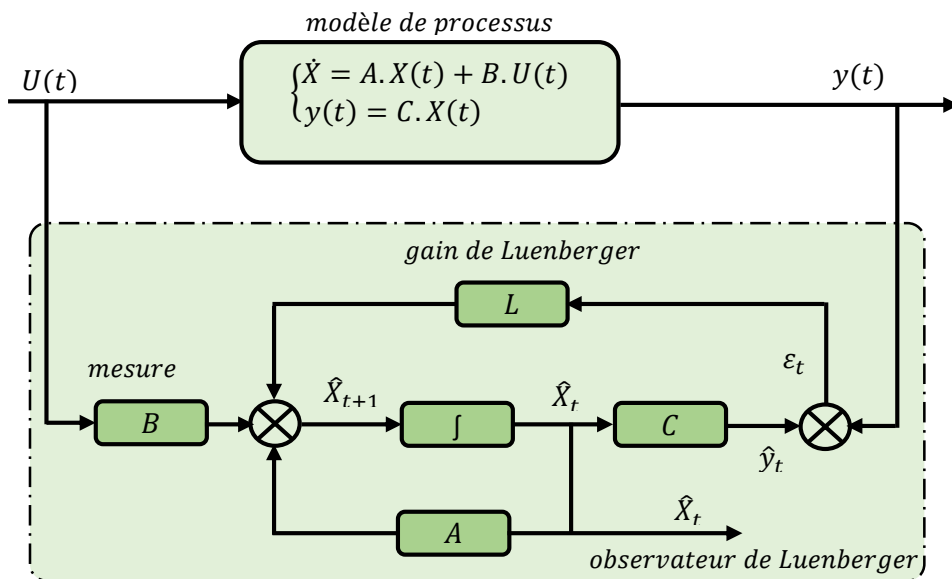


Figure I.15 : Schéma bloc de l'observateur de **Luenberger**.

L'observateur de **Luenberger** se caractérise par sa simplicité et sa stabilité, comme il a été décrit dans [1]. Un choix judicieux des gains de **Luenberger** conduit aisément à imposer une dynamique d'observation plus rapide que celle du moteur. C'est pour cette raison qu'il est utilisé pour estimer la vitesse du rotor des **MSAP**. En référence [2], une étude d'une **MSAP** sans capteur mécanique, visant une application de type assistance de direction automobile est

développée. A travers une commande vectorielle utilisant un filtre de **Kalman** associé à un observateur de couple de charge type **Luenberger**. Cette structure lui permet d'assurer un contrôle sans capteur avec une réduction considérable des ondulations de couple. En plus, le temps de réponse étant amélioré. Par la suite, la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de l'observateur de **Luenberger** d'ordre 1 et d'ordre 3 est étudiée. L'auteur montre que l'observateur de **Luenberger** d'ordre réduit s'avère plus performant qu'un observateur d'ordre complet. Des résultats expérimentaux ont montré que l'observateur de couple lui permet de reconstruire le couple résistant. En conclusion, il résume que pour une régulation de position cette approche révèle de très bonnes dispositions pour remédier aux variations de position liées aux frottements statiques.

Dans la référence [52], les auteurs utilisent un observateur de **Luenberger** d'ordre complet pour estimer la vitesse et l'accélération, nécessaires pour une commande à structure variable de la machine. Cette étude montre que ce type d'observateur est sensible vis-à-vis de la variation paramétrique. Par ailleurs dans les références [53-55], l'observateur de **Luenberger** est utilisé pour estimer la vitesse et le couple résistant de la charge à partir des équations mécaniques de la machine, les auteurs confirment par des essais pratiques que l'intégration de l'observateur rend la commande robuste vis-à-vis de la variation des paramètres et aussi de la variation du couple de charge. Dans [56] une combinaison entre un observateur de **Luenberger** d'ordre complet avec la commande **MRAS** est effectuée dans le but de réaliser une commande sans capteur de vitesse. Le rôle de l'observateur est d'estimer la vitesse à partir de l'observation du flux, alors que le rôle de la **MRAS** est d'éliminer l'effet de la variation des paramètres.

I.3.2.4 Le filtre de Kalman

Le filtre est nommé d'après Rudolf Emil **Kalman**, l'un des principaux développeurs de sa théorie [57- 58]. Le filtre de **Kalman** a de nombreuses applications technologiques en automatique et en traitement du signal [59].

le filtrage de **Kalman** est un algorithme qui utilise une série de mesures observées dans le temps, contenant du bruit, et produit des estimations de variables inconnues qui ont tendance à être plus exactes que celles basées sur une seule mesure, en estimant une distribution de probabilité conjointe sur les variables pour chaque période [60-61].

Le filtre de **Kalman** est le mieux adapté en milieu stochastique [1], [2], [37], [44] car prend en considération d'une part l'existence des perturbations extérieures au processus et d'autre part les

erreurs paramétriques. Ce dernier n'a pas la forme générale mais il est limité à des bruits blancs gaussiens.

L'algorithme du filtre de **Kalman** fonctionne dans un processus en deux étapes comme il est illustré dans la [figure I.16](#). Dans l'étape de prédiction, le filtre produit des estimations des variables d'état actuelles, ainsi que leurs incertitudes. Une fois que le résultat de la prochaine mesure est observé, ces estimations sont mises à jour en utilisant une moyenne pondérée, plus de poids étant accordé aux estimations avec une plus grande certitude. L'algorithme étant récursif où il peut tourner en temps réel, en utilisant uniquement les mesures d'entrées actuelles et l'état calculé précédemment ainsi que sa matrice d'incertitude sans avoir recours à aucune information passée supplémentaire.

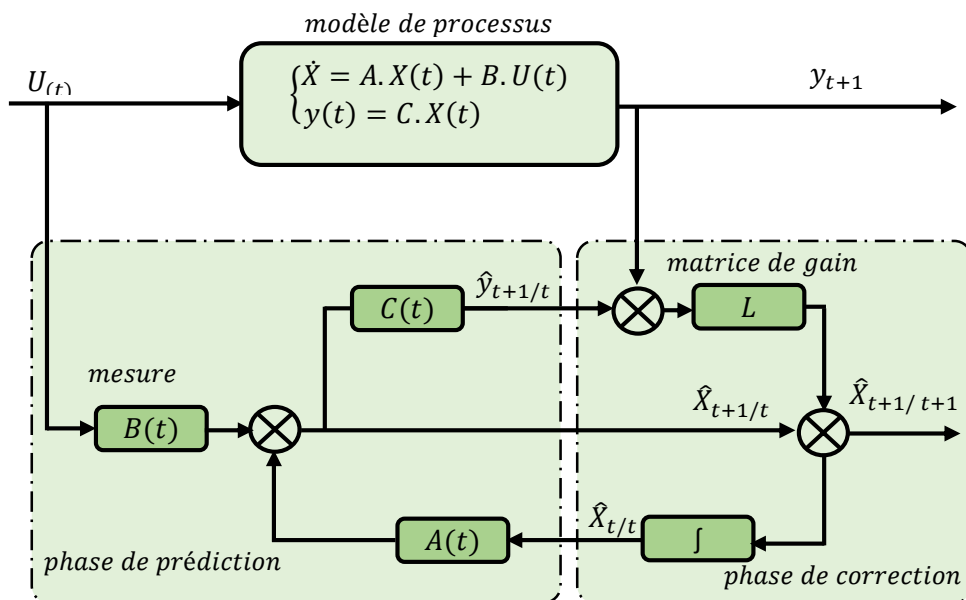


Figure I.16 : Schéma bloc de filtre de **kalman**.

Dans le cas de l'observation des moteurs électriques, les mesures réelles sont généralement entachées de bruits aléatoires (bruits de mesures). A noter également que son état estimé comporte une composante aléatoire (bruit d'état). Dans un cadre industriel utilisant des machines de fortes puissances et où les armoires de commande sont souvent éloignées des machines, les "bruits de mesures" sont une réalité qu'il faut prendre en considération. D'autre part, l'état estimé du moteur comporte une part d'incertitude liée à la simulation numérique de son modèle ou "bruits d'état" [62-63].

Plusieurs travaux de recherche incluant des papiers et thèses [63-68] ont utilisé le filtre de **Kalman** pour estimer les grandeurs de commande tel que le flux statorique et/ou rotorique, la vitesse, la position de la machine. Etant donné que le système est non linéaire, l'algorithme du filtre de **Kalman** étendu (**FKE**) est employé, [1], [37-38]. Dans cet algorithme, une

estimation optimale récursive des états à partir de la mesure d'autres variables est effectuée. Le principe de l'algorithme du filtre de *Kalman* peut être donné par le schéma bloc de la Figure ci-après.

Par contre, l'inconvénient du filtre de *Kalman* réside dans le temps de calcul important et son l'implantation devient difficile à cause de la présence de plusieurs opérations matricielles. L'avantage de cette technique est le filtrage des variables estimées. Pour cela, l'algorithme du filtre de *Kalman* pour réaliser une commande sans capteur mécanique des moteurs électriques est utilisé.

I.3.2.5 Estimation de la vitesse et de la position par la technique *MRAS*

Le système adaptatif avec modèle de référence (*MRAS*: Model Reference Adaptive Système) est une technique formulée la première fois par Schauder 1989 [69]. Elle appartient à la classe de l'estimation de différentes grandeurs ou paramètres.

Le *MRAS* est une autre méthode en boucle fermée pour estimer la vitesse et la position du rotor. L'essentiel du *MRAS* est d'utiliser deux modèles indépendants : un modèle de référence indépendant de la variable à estimer et un modèle ajustable qui dépend de la variable à estimer. Les deux modèles utilisent différents ensembles d'entrées pour calculer les mêmes variables d'état qui sont à leur tour alimentées par un certain mécanisme d'adaptation. Le mécanisme d'adaptation utilise la différence entre les deux signaux pour régler la variable estimée et la renvoyer au modèle ajustable. La valeur estimée sera ainsi conduite à sa vraie valeur [44]. Comme le montre le schéma de la figure I.17, où "*g*" représente la grandeur choisie pour ajuster le modèle adaptatif au modèle de référence afin d'obtenir une bonne valeur de la grandeur estimée qui est le plus souvent la vitesse. Plusieurs choix ont été proposés pour "*g*" (flux statorique ou rotorique, forces contre-électromotrices, dérivée du courant statorique...) [70-72]. Cette méthode autorise une grande rapidité d'implantation et conduit à des réalisations simples [73-75].

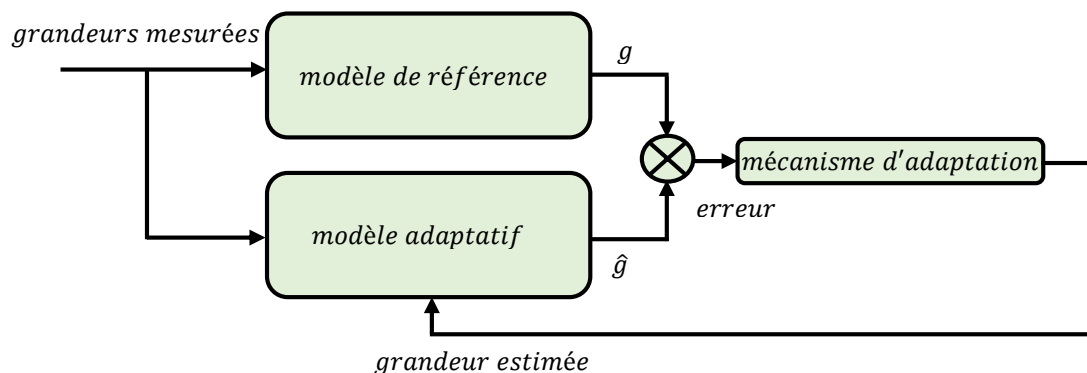


Figure I.17 : Schéma bloc de la technique *MRAS*.

L'approche **MRAS** peut être mise en œuvre de plusieurs manières différentes selon la variable d'état à estimer, le choix du modèle de référence, le choix du modèle ajustable et le choix du mécanisme adaptatif. Lorsque vous utilisez **MRAS** pour estimer la vitesse du rotor d'une **MSAP**, une variable du moteur, par ex. le courant statorique, la puissance active et la puissance réactive représentent les grandeurs d'ajustement du modèle adaptatif [68], [76-79].

D'après le travail réalisé en [80], l'estimation de la vitesse rotorique et le courant d'une **MSAP** par la technique **MRAS** est réalisée à partir des courants et tensions mesurés dans un référentiel lié au rotor. Une autre technique proposée dans [81-82], consiste à estimer la vitesse en utilisant la puissance réactive du stator. L'indépendance de l'approche vis-à-vis de la variation de la résistance statorique de la machine au cours du fonctionnement est un grand avantage. Les auteurs des références citées ont mis l'accent sur la simplicité et la robustesse de la stratégie. Le travail proposé dans [83] fait l'objet d'une étude sur la commande sans capteur de vitesse ou de position d'une machine synchrone dans le but de garder les performances obtenues à travers un capteur mécanique, en utilisant une estimation de la vitesse du rotor à partir de la méthode **MRAS**. L'auteur conclut que l'utilisation de la méthode **MRAS** est beaucoup plus simple avec un temps d'exécution plus rapide. Par contre les variables d'état estimées du système sont moins précises puisqu'il n'y a aucune correction des estimations avec des mesures.

La méthode **MRAS** est populaire en raison de sa structure simple et de ses bonnes performances dynamiques tout en étant facile à mettre en œuvre. Il est considéré comme un bon estimateur des paramètres de la machine et il nécessite un faible effort de calcul.

La critique la plus fréquente contre **MRAS** est sa sensibilité aux variations paramétriques. Étant donné que les modèles utilisés incluent principalement des équations mathématiques du moteur, la précision des paramètres est importante. Cette stratégie est également non adoptée dans les applications à faible vitesse.

I.3.2.6 Observateurs non-linéaires

Les observateurs cités précédemment sont les plus courants dont beaucoup d'entre eux ont été développés pour la **MSAP**. Dans [84], l'observateur proposé compare une estimation de la *f.e.m* avec les équations électriques dans le repère estimé, pour pouvoir travailler directement sur l'erreur d'estimation. Dans [85], un observateur à grand gain est synthétisé, basé sur la partie mécanique de la **MSAP**. Enfin, des observateurs non linéaires basés sur les équations des flux

ont été proposés dans [86-87]. Des comparatifs entre les différents observateurs peuvent être trouvés dans les références suivantes [88-90].

Remarque 1.1 Il est intéressant de souligner que toutes les méthodes ont leurs avantages et inconvénients mais ils restent inefficaces à basse vitesse. Ce problème s'explique par une perte d'observabilité des modèles de la machine lorsque la vitesse est nulle. Pour la plupart des applications à moyenne et à haute vitesse, cette difficulté n'est cependant pas insurmontable. Les problèmes de fonctionnement à basse vitesse se résument au problème de démarrage de la machine, qui peut se résoudre par un démarrage en boucle ouverte (application d'une séquence de tensions triphasées permettant la mise en route du moteur), ou par l'utilisation des méthodes basées sur la saillance de la machine.

- Estimation passive, par observateur d'état, en se basant sur le modèle d'excitation fondamentale de la machine,
- Estimation active, par injection de signaux à haute-fréquence, en exploitant les anisotropies magnétiques de la machine pour détecter la position du rotor.

I.3.2.7 Méthodes utilisant la saillance

Toutes les méthodes précédentes ont des problèmes d'estimation de la position lorsque la vitesse est nulle. Les problèmes de perte d'observabilité se traduisent généralement par la disparition de la *FEM* à très basse vitesse notamment à l'arrêt. Le fonctionnement des méthodes proposées n'est alors pas garanti. Pour pallier ce problème, une solution a connu de nombreux développements à savoir l'utilisation de la saillance de la machine qui peut avoir principalement deux sources :

- ❖ la saillance structurelle, inhérente à la machine, qui existe en particulier dans les machines à aimants enterrés ;
- ❖ la saillance de saturation, doit être créée par l'utilisateur dans les cas où la saillance structurelle n'est pas suffisante (cas des machines à aimants en surface).

Deux méthodes ont été développées pour l'utilisation de la saillance : l'utilisation de tensions de test en remplacement des tensions de commande et l'utilisation de signaux sinusoïdaux (tensions ou courants) superposés aux signaux de commande.

Il est important de noter que la superposition est effectuée en amont de l'onduleur et via le contrôleur de la machine : aucune électronique spécifique n'est nécessaire pour l'application de ces méthodes [91-92].

Le tableau suivant donne une comparaison entre les différents observateurs :

	MRAS [74]	EKF [63]	SMO [46]	Luenberguer [1]
Temps de calcul	petit	Très grand	petit	petit
Précision d'estimation	satisfaite	bonne	bonne	satisfaite
Sensibilité aux variations paramétriques	oui	non	non	oui
Estimation de la résistance de l'inductance et le flux	oui	oui	non	non

Tableau I.1 : comparaison entre les différents observateurs.

I.4 Conclusion

Deux parties dans ce chapitre ont été abordées, la première est focalisée sur l'état de l'art sur les différentes configurations de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne utilisant la **GSAP**. La comparaison entre ces structures a dégagé l'idée de se concentrer dans la présente étude sur un système utilisant une **GSAP** couplée au réseau à travers deux convertisseurs statiques commandés. L'un en mode redresseur et l'autre en mode onduleur. Ce type de configuration permet de garantir un découplage entre le contrôle côté générateur et le contrôle côté réseau.

Les différentes techniques de commande sans capteur mécanique, de la **GSAP**, les plus utilisées, ont été abordées dans la deuxième partie. Les observateurs (capteur logiciel) qui peuvent être remplacés par le capteur sont la base de la commande sans capteur, c'est pour cette raison qu'on les a détaillés avec des résumés sur leurs applications, avantages et inconvénients.

Dans le chapitre qui suit, on s'intéresse plus particulièrement à la présentation, la modélisation des différentes parties constituant une chaîne de conversion d'énergie éolienne basée sur une **GSAP** fonctionnant à vitesse variable.

Référence bibliographique

- [1] kendouci Khedidja, Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents, Thèse de doctorat en science, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran -Mohamed Boudiaf- 2012.
- [2] Mohamad Koteich, Commande Vectorielle Sensorless des Moteurs Brushless de Mini-Drones, thèse de doctorat de l'Université Libanaise, 2012.
- [3] Stéphane MOUTY, Conception de machines à aimants permanents à haute densité de couple pour les éoliennes de forte puissance, thèse de doctorat l'université de franche-comté, 2013.
- [4] H. Camblong, Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable, Thèse de Doctorat, École Nationale Supérieur d'Arts et Métiers, Centre de Bordeaux, France, 2003.
- [5] T. Lubin, Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable. Prise en compte de la saturation magnétique, Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy I, Nancy, France, 2003.
- [6] A. Tounzi, Utilisation de l'énergie éolienne dans la production de l'électricité, Journées du club EEA, 28-29 Janvier, Paris, France, pp. 1-14. 1999.
- [7] Robert L. Ames, AC Generators. Design and Application. John Wiley, 1990.
- [8] Nicolás, C.V, Lafoz, M. et Iglesias, J, Guidelines for the Design and Control of Electrical Generator Systems for new Grid connected Wind Turbine Generator, IECON 2002.
- [9] Park, J, The Wind Power Book, Cheshire Books, Palo Alto, California, 1981.
- [10] Spooner, E. and Williamson, A.C, Direct coupled, permanent magnet generators for wind turbine applications, Electric Power Applications, IEE Proceedings, Volume: 143 , pp:1 –8. Jan. 1996.
- [11] tabti ali, ahmedi zahir, Commande et modélisation d'une éolienne à base d'une MSAP couplé au réseau, Master2 Université Abderrahmane Mira – Bejaïa, 2013
- [12] Carlin, P.W. Laxson, A.S. and Muljadi, E.B. The History and State of the Art of Variable-Speed Wind Turbines Technology, NREL, February 2001.
- [13] Techniques de l'Ingénieur, Convertisseurs et machines électriques, D 3 960.
- [14] Y. Chen, P. Pillay, A. Khan, PM Wind Generator Topologies, IEEE Transaction on industry application, vol. 41, No. 6, Novembre 2005.
- [15] J. Marques, H. Pinheiro, H. A. Gründling, J. R. Pinheiro and H. L. Hey, A survy on variable-speed wind turbine system, Federal University of Santa Maria – UFSM. Group of Power Electronics and Control – EPOC. 97015-900, Santa Maria, RS, Brazil.

- [16] Mayouf Mesaoud, Contribution à la modélisation de l'aérogénérateur synchrone à aimant permanent, thèse de magister de l'université de Batna, 2008.
- [17] F. Sahin, Design and development of a high-speed axial-flux permanent magnet machine, thèse de doctorat de l'Université de Eindhoven, 2001.
- [18] O. Gergaud, B. Multon et H. Ben Ahmed, Modélisation d'une chaîne de conversion éolienne de petite puissance, *Electrotechnique du Futur*, Nancy, France, 14-15, pp. 1-6. Novembre 2001.
- [19] H. Camblong, Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable, Thèse de Doctorat, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Centre de Bordeaux, France, 2003.
- [20] A. Schmidhofer, H. Weiss, Optimisation of Power Electronics for small stand alone wind power stations, 10th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'03, Toulouse, France, pp. 1-6. 2003.
- [21] A. MIRECKI, Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance, Thèse de doctorat de L'institut national polytechnique de Toulouse le 5 avril 2005.
- [22] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. New York: John Wiley, 2003.
- [23] Z. Chen and E. Spooner, Voltage source inverters for high-power, variable-voltage DC power sources, *Inst. Electr. Eng. Proc. Generation, Transm. Distrib.*, vol. 148, no. 5, pp. 439–447, Sep. 2001.
- [24] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*. San Diego, CA: Academic Press, 2001.
- [25] L. Leclercq, Apport du stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électrique en vue d'assurer des services systèmes, Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Lille, France, 2004.
- [26] Chen Z, Spooner E, Grid interface options for variable-speed permanent-magnet generators. In: *Proceedings of IEE electric power applications*, vol. 145, July 1998.
- [27] Chen Z, Spooner E, Current source thyristor inverter and its active compensation system. In: *Proceedings of IEE generation, transmission and distribution*, vol. 150, p. 447–54. July 2003.
- [28] Chen Z, Spooner E, Wind turbine power converters: A comparative study. In: *Proceedings of IEE seventh international conference on power electronics and variable speed drives*, p. 471–6. September 1998.

- [29] A. Davigny, Participation aux services système de fermes d'éolienne à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie, Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Lille, France, 2007.
- [30] Song SH, Kang S, Hahm N, Implementation and control of grid connected AC-DC-AC power converter for variable speed wind energy conversion system. In: Proceedings of IEEE APEC'03, vol. 1, p. 154–8. February 2003.
- [31] Higuchi Y, Yamamura N, Ishida M, Hori T, An improvement of performance for small-scaled wind power generating system with permanent magnet type synchronous generator. In: Proceedings of IEEE IECON'00, vol. 2, p. 1037–43. October 2000.
- [32] Schiemenz I, Stiebler M, Control of a permanent magnet synchronous generator used in a variable speed wind energy system. In: Proceedings of IEEE IEMDC'01, p. 872–7. 2001.
- [33] Estelle Cherrier, Estimation de l'état et des entrées inconnues pour une classe de systèmes non linéaires, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
- [34] F. Bouchafaa, Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP, Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [35] Islem M S ; Husain I ; Veillette RJ, Design and performance analysis of sliding- mode observers of sensorless operation of switched reluctance motors, IEEE transactions on control systems technology, vol. 11, no. 3, 383-389, may 2003.
- [36] Kang K L ; Kim J M Hwang K B, Sensorless control of PMSM in high speed range with iterative sliding mode observer, Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '04. 2004.
- [37] Mohamad Koteich, Modélisation et observabilité des machines électriques en vue de la commande sans capteur mécanique, Thèse de doctorat De L'Université Paris-Saclay Préparée à CentraleSupélec. 2016.
- [38] Rebouh Sonia, Contribution à la commande et au réglage de la machine synchrone à aimants permanent thèse de Magister Université de Batna, 2015.
- [39] Makara khov, Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique, Thèse de doctorat De L'Université de Toulouse, 2009.
- [40] Benoît larroque, observateurs de systèmes linéaires application à la détection et localisation de fautes, thèse de doctorat, l'université de toulouse. 2008.

- [41] Amiri mohammed, ali dahmane oussama, Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant, mémoire de MASTER, Université Aboubakr Belkaïd, Tlemcen, 2017.
- [42] George Ellis, Observers in Control Systems, A Practical Guide, Academic Press, An imprint Elsevier Science, Elsevier Science (USA). Copyright 2002,
- [43] G. Zhu, L-A. Dessaint et al, Speed Tracking Control of the PMSM with state and load torque observer, IEEE Trans. Ind. Electron, vol.47, No2, 346-355. April, 2000.
- [44] Amor Khlaief, Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) Automatique, thèse de doctorat de l'Université de Marseille, 2012.
- [45] K. Paponpen, M. Konghirun, An Improved Sliding Mode Observer for Speed Sensorless Vector Control Drive of PMSM, Power electronics and Motion Control Conference, IPEDMC, '06, CES/IEEE, 5th International. 14-15, Aug 2006.
- [46] Kittithuch P. Mongkol K., Speed Sensorless Control of PMSM Using An Improved Sliding Mode Observer With Sigmoid Function, ECTI Transactions on Electrical ENG., Electronic, and Communications, Vol. 5, No.1, February 2007.
- [47] Changsheng LI., Malik E., A Robust Sliding Mode Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, Industrial Electronics Society, IEEE 28th Annual Conference. Pub. Vol. 2, Page :1014- 1019. 2002.
- [48] S. Chi, Z. Zhang, L. Xu, A Novel Sliding Mode Observer with Adaptive Feedback Gain for PMSM Sensorless Vector Control, Power Electronics Specialists Conference, IEEE 2007. 17-21, Page: 2579-258. June 2007.
- [49] F. Cupertino, P. Giangrande, L. Salvatore, and G. Pellegrino. Sensorless position control of permanent magnet motors with pulsating current injection considering end-effect. In Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009, pages 1954_1961, 2009.
- [50] David G. Luenberger, Observing the state of a linear system , IEEE Transaction on Military Electronics, vol. 8, p. 74-80. 1964.
- [51] David G. Luenberger, An Introduction to Observers, IEEE Transaction on Automatic Control, vol. 16, p. 596-602. 1971.
- [52] Pradeep K, Nandam P, Sen C, A Comparative Study of a Luenberger Observer and Adaptive Observer-Based Variable Structure Speed Control System Using a Self-Controlled Synchronous Motor, IEEE transactions on industrial electronics. Vol. 31, No. 2, Pp. 127-132, April 1990.

- [53] Ghosn R, Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation. Thèse de doctorat. Institut national polytechnique de Toulouse, Octobre 2001.
- [54] Nsabatier J, Poullain S, Patrick L, Jeanluc T, Alain O, Robust Speed Control of a Low Damped Electromechanical System Based on CRONE Control: Application to a Four Mass Experimental Test Bench, *Nonlinear Dynamics* 38, Pp. 383 – 400, Kluwer Academic Publishers 2004.
- [55] M'hamed L, Said H, Benyounes M, Commande par modèle interne avec observateur d'une machine synchrone à aimants permanents, *ACTA Electrotehnica* Volume 50. No. 2, Pp. 137-145, 2009.
- [56] Sbita L, Ben Hamed M, An MRAS - based full order Luenberger observer for sensorless DRFOC of induction motors, *ICGST-ACSE Journal*, vol. 7, N° 1, May 2007.
- [57] Kalman R.E, A new approach to linear filtering and prediction problems, *ASME Journal of Basic Engineering*, Series D, Vol.82, pp 34-45, 1960.
- [58] Rudolf E. Kalman, A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems, *Transactions of the ASME - Journal of Basic Engineering*, vol. 82, p. 35-45, 1960.
- Rudolf E. Kalman et Richard S. Bucy, *New Results in Linear Filtering and Prediction Theory*, *Transactions of the ASME - Journal of Basic Engineering*, vol. 83, p. 95-107, 1961.
- [59] Tounsi B, Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique, Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, Janvier 2006.
- [60] issaouni Salim, Commande d'axe sans capteur à base d'un moteur synchrone à aimants permanents, Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2011.
- [61] A.Titaouine, F.Benchabane, K.Yahia, Commande d'une machine synchrone à aimants permanents et estimation de ses paramètres en utilisant le filtre de Kalman étendu, *Courrier du Savoir* N°07, pp.37-43, Décembre 2006.
- [62] Morand F, Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones, Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, janvier 2005.
- [63] Peter-Contesse L.O, Variateur de vitesse industriel pour moteur asynchrone de forte puissance : Modulation vectorielle pour un onduleur à trois niveaux de tension, observation par filtrage de Kalman, Contrôle sans capteur de vitesse, Thèse de doctorat de l'INP Toulouse, Nov. 1996.
- [64] Mohamed Abdelrahem, Christoph Hackl, and Ralph Kennel, Implementation of Extended Kalman Filter for PMSG Considering the Dynamics of the Mechanical System, *PCIM Europe*;

International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2017.

[65] Shi K.L, Chan T.F, Wong Y.K, Ho S.L, Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, N° 1, pp. 124-133, Feb. 2002.

[66] Meziane S, Toufouti R, Benalla H, Nonlinear control of induction machines using an extended Kalman filter. International, Journal of Applied Sciences, vol. 5 N° 4, 2008.

[67] Persson J, Innovative standstill position detection combined with sensorless control of synchronous motors, Thèse de doctorat, école polytechnique fédérale de Lausanne 2005.

[68] Messaoudi M, Kraiem H, Ben Hamed M, Sbita L, Abdelkrim M.N, A robust sensorless direct torque control of induction motor based on MRAS and extended Kalman filter, Leonardo Journal of Sciences, Issue 12, pp. 35-56, January-June 2008.

[69] Pradeep K, Nandam P, Sen C, A Comparative Study of a Luenberger Observer and Adaptive Observer-Based Variable Structure Speed Control System Using a Self-Controlled Synchronous Motor, IEEE transactions on industrial electronics. Vol. 31, No. 2, Pp. 127-132, April 1990.

[70] Chaouch S, Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse, Thèse de doctorat de l'Université de Batna, 2005.

[71] Ghosn R, Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation. Thèse de doctorat. Institut national polytechnique de Toulouse, 2001.

[72] Meziane S, Toufouti R, Benalla H, " Nonlinear control of induction machines using an extended Kalman filter ". International, Journal of Applied Sciences, vol. 5 N° 4, 2008.

[73] cour d'école d'doctorales d'Orléans, Notion d'observateur pour système non linéaire.

[74] Mickaël, Hilairret, Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournants, Thèses doctorat, Université de Nantes, 2009.

[75] Amor Khalaief, Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique de machine synchrone à aimants permanents MSAP, Thèses doctorat de l'université Mentouri de Constantine, 2006.

[76] Zhang B, Chen X, Sun G, Feng G, A Position Sensorless Vector-control System Based on MRAS for Low Speed and High Torque PMSM Drive. Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS, Proceedings of the 8th International Conference on Volume 2, 27-29 Sept. 2005, Pp. 1682 – 1686. 2005.

- [77] Kojabadi H.M, Ghribi M, MRAS-based adaptive speed estimator in PMSM drives, Advanced Motion Control AMC'06, 9th IEEE International Workshop, Pp. 569 – 572, - Istanbul, Turkey, 2006.
- [78] Xiao X, Li Y, Zhang M, Liang Y, A Sensorless Control Based on MRAS Method in Interior Permanent-Magnet Machine Drive. Power Electronics and Drives Systems, PEDS 2005. International Conference on Vol. 01, 16-18 Pp: 734 – 738. Jan. 2006.
- [79] Maiti S, Chakraborty C, Reactive Power Based Speed Sensorless Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, Industrial Technology. ICIT 2006. IEEE International Conference on 15-17 Dec. 2006, Pp. 247–252, 2006.
- [80] Rached Dhaouadi, Ned Mohan, et Lars Norum, Design and Implementation of an Extended Kalman Filter for the State Estimation of a Permanent Magnet Synchronous Motor. IEEE Transactions on Power Electronics, V: 6 , Issue: 3 , 491 - 497. Jul 1991.
- [81] Pradeep K, Nandam P, Sen C, A Comparative Study of a Luenberger Observer and Adaptive Observer-Based Variable Structure Speed Control System Using a Self-Controlled Synchronous Motor, IEEE transactions on industrial electronics. Vol. 31, No. 2, Pp. 127-132, April 1990.
- [82] Sbita L, Ben Hamed M,* An MRAS - based full order Luenberger observer for sensorless DRFOC of induction motors ", ICGST-ACSE Journal, vol. 7, N° 1, May 2007.
- [83] Luis Antonio Calvillo Corona, Quelques contributions aux observateurs linéaires a Horizon Glissant, Institut national de polytechnique de Grenoble, 2002.
- [84] Noboyuki Matsui. Sensorless pm brushless dc motor drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 43(2) :300- 308, April 1996.
- [85] Jorge Solsona, Maria I. Valla, and Carlos Muravchik. A nonlinear reduced order observer for permanent magnet synchronous motors. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 43(4) :492- 497, august 1996.
- [86 74] H. Rasmussen. Sensorless speed control including zero speed of non salient pm synchronous drives. Bulletin of the polish academy of sciences : technical sciences, 53(4) :293-298, 2006.
- [87] Junggi Lee, Jinseok Hong, Kwanghee Nam, Romeo Ortega, Laurent Praly, and Alessandro Astolfi. Sensorless control of surface-mount permanent-magnet synchronous motors based on a nonlinear observer. IEEE Transaction on Power Electronics, 25(2) : 290- 297, february 2000.
- [88] M. Fadel, R. Ruelland, G. Gateau, J.C. Hapiot, P. Brodeau, and J.P. Carayon, Commande sans capteur mécanique des actionneurs embarqués. Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, 4(9), 2005.

- [89] O. Benjak and D. Gerling. Review of position estimation methods for pmsm drives without a position sensor, part i : Nonadaptative methods. In Proceedings of the 2010 XIX International Conference on Electrical Machines, ICEM 2010, pages 1-6, 2010.
- [90] O. Benjak and D. Gerling. Review of position estimation methods for pmsm drives without a position sensor, part ii : Adaptative methods. In Proceedings of the 2010 XIX International Conference on Electrical Machines, ICEM 2010, pages 1-6, 2010.
- [91] Z. Q. Zhu and L. M. Gong, Investigation of effectiveness of sensorless operation in carrier-signal-injection-based sensorless-control methods, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 8, pp. 3431–3439, Aug. 2011.
- [92] Zheng Zedong, Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2008.

Chapitre II

Chapitre II : Modélisation d'un Système Eolien à Vitesse Variable basé sur une GSAP

Sommaire

II.1 Introduction	36
II.2 Modélisation du système de production éolienne	36
II.2.1 Modèle de la turbine éolienne	37
II.2.1.1 Modèle aérodynamique.....	37
II.2.1.2 Modèle de la partie mécanique	38
II.2.2 Fonctionnement et modélisation de la GSAP.....	40
II.2.2.1 Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents	40
II.2.2.2 Localisation des aimants au rotor	41
a. configurations à aimants déposés en surface	42
b. Aimants insérés	42
c. Aimants enterrés.....	42
d. Aimants à concentration de flux	42
II.2.2.3 Modélisation mathématique de <i>GSAP</i>	43
II.2.2.3.1 Hypothèses simplificatrices	43
II.2.2.3.2 Description mathématique de <i>GSAP</i>	43
II.2.3 Description mathématique de convertisseur de la puissance.....	47
II.2.3.1 Modélisation mathématique du redresseur MLI	47
II.2.3.2 La modulation vectorielle	48
A. Détermination des temps de commutation pour chaque transistor	51
B. Les étapes de la MLI vectorielle	52
II.3 Conclusion.....	52

II.1 Introduction

La turbine et la génératrice sont les éléments les plus importants dans la chaîne de conversion de l'énergie éolienne, puisque la turbine assure une transformation de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique et qui permet de faire tourner le rotor du générateur et ce dernier est le responsable qui assure la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique.

Dans ce chapitre, la modélisation mathématique du système de conversion éolienne sera étudiée. L'idée est de décrire le modèle de la turbine et le multiplicateur ainsi la *GSAP*. Afin de donner au lecteur des connaissances de base cruciales, ce chapitre commence par une description générale sur la turbine et sur le multiplicateur, ensuite on va introduire le concept du système triphasé et de vecteurs spatiaux ainsi le modèle mathématique complexe du *GSAP*, et on termine par la modélisation de convertisseur statique.

II.2 Modélisation du système de production éolienne

Pour notre étude nous avons opté pour la structure la plus utilisée de nos jours qui est constituée d'une turbine éolienne, une génératrice synchrone à aimants permanents, un convertisseur composé d'un redresseur et d'un onduleur séparés par un bus continu et un filtre triphasé de courant. La turbine éolienne entraîne la *GSAP* à une vitesse de rotation variable à travers un multiplicateur de vitesse. On s'intéresse à la partie sélectionnée de la figure suivante qui représente le système global de conversion éolienne [1].

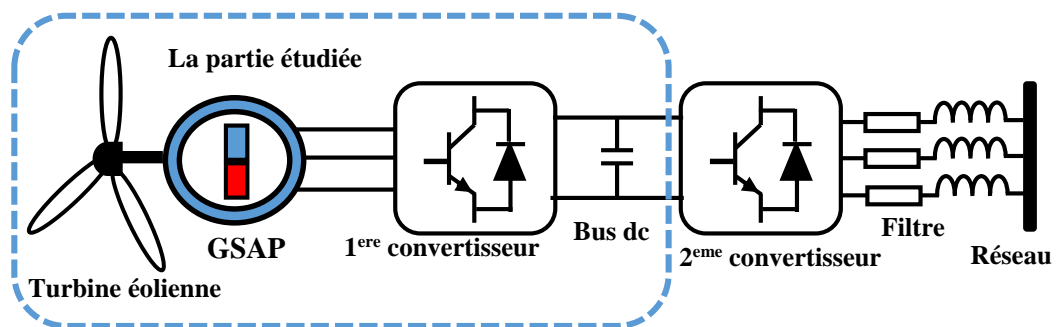


Figure II.1 : La chaîne de conversion éolienne.

Le schéma de l'éolienne basée sur une *GSAP* connectée au réseau, incluant les différentes grandeurs mécaniques et électriques servant à la modélisation de la chaîne de conversion électromécanique, est illustré à la [figure II.1](#).

Dans un premier temps, nous présentons le modèle aérodynamique de la turbine, puis le modèle mécanique de l'éolienne. Ensuite, nous présentons la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique. Le fonctionnement de **GSAP** sera alors succinctement décrit, puis la **GSAP** sera modélisée dans les différents repères. Pour finir, le convertisseur côté machine sera également modélisé [2].

II.2.1 Modèle de la turbine éolienne

La partie mécanique de la turbine qui sera étudiée comprenant des pales orientables possédant des coefficients propres d'inertie, d'élasticité et de frottement par rapport à l'air et par rapport au support de la turbine; Elles sont fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse turbine ω_t avec sa propre inertie et avec sa propre élasticité [3].

II.2.1.1 Modèle aérodynamique

Considérons une turbine éolienne munie de pales entraînant une génératrice à travers un multiplicateur de vitesse de gain G .

La puissance du vent ou la puissance éolienne est définie de la manière suivante :

$$P_v = \frac{1}{2} \rho S_v V_v^3 \quad (II.1)$$

- V_v : la vitesse de vent
- ρ : la masse volumique de l'air (approximativement $1,225 \text{ kg/m}^3$ à la pression atmosphérique et à 15°C).
- S_v : la surface circulaire balayée par la turbine où $S_v = \pi R^2$
- R : le rayon de l'aérogénérateur ou la longueur d'une pale.

La puissance mécanique apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit comme suit :

$$P_m = c_p(\lambda, \beta) P_v = \frac{1}{2} c_p(\lambda, \beta) \rho S_v V_v^3 \quad (II.2)$$

- λ : la vitesse relative représentant le rapport entre la vitesse linéaire à l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent. Où λ est défini par :

$$\lambda = \frac{\omega_t R}{V_v} \quad (II.3)$$

- ω_t : la vitesse de rotation de la turbine.

Le coefficient de puissance C_p représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne et dépend également de la caractéristique de la turbine. Ce coefficient présente une limite théorique, appelée limite de Betz, égale à 0,593 et qui n'est jamais atteinte en pratique.

Dans le cadre de cette thèse, nous utiliserons une expression approchée du coefficient de puissance en fonction de la vitesse relative λ et de l'angle de calage des pales β dont l'expression de C_p est égale [2] :

$$C_p = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{\frac{-c_5}{\lambda_i}} + c_6 \lambda \quad (II.4)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (II.5)$$

Avec $C_p = 0.43$, $\beta = 0$, $\lambda_{opt} = 8.1$

Connaissant la vitesse de rotation de la turbine ω_t , le couple mécanique \mathcal{T}_t disponible sur l'arbre lent de la turbine peut donc s'exprimer par :

$$\mathcal{T}_t = \frac{P_t}{\omega_t} = \frac{\pi}{2\lambda} c_p(\lambda, \beta) \rho R^3 V_v^2 \quad (II.6)$$

II.2.1.2 Modèle de la partie mécanique

La partie mécanique de la turbine comprend trois pales orientables et de longueur R . Elles sont fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse de rotation ω_t , relié à un multiplicateur de gain G . Ce multiplicateur entraîne la génératrice électrique. Les trois pales sont considérées identiques. De plus, on considère une répartition uniforme de la vitesse du vent sur toutes les pales et donc une égalité de toutes les forces de poussée. Ainsi, on peut modéliser l'ensemble des trois pales comme un seul et même système mécanique caractérisé par la somme de toutes les caractéristiques mécaniques. De part la conception aérodynamique des pales, nous considérons que leur coefficient de frottement par rapport à l'air est très faible et peut être négligé. De même, la vitesse de la turbine étant très faible, les pertes par frottement seront négligeables devant les pertes par frottement du côté de la génératrice. Sur la base de ces hypothèses, on obtient alors un modèle mécanique constitué de deux masses comme l'illustre la figure II.2 dont la validité, par rapport au modèle complet de la turbine, a déjà été vérifiée [4].

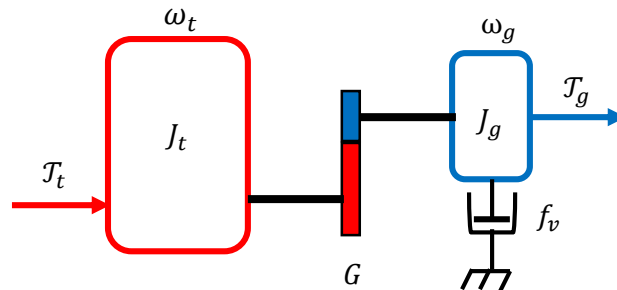


Figure II.2 : Modèle mécanique de la turbine éolienne.

Avec :

- J_t : le moment d'inertie de la turbine équivalent aux inerties des trois pales de l'éolienne.
- J_g : le moment d'inertie de la **GSAP**.
- f_v : le coefficient dû aux frottements visqueux de la **GSAP**.
- \mathcal{T}_g : le couple mécanique sur l'arbre de la **GSAP**.
- ω_g : la vitesse de rotation de la **GSAP** [5].

Le multiplicateur de vitesse, qui est disposé entre la turbine éolienne et la génératrice, a pour but d'adapter la vitesse de la turbine ω_t , assez lente, à celle que nécessite la génératrice ω_g . En considérant que le multiplicateur est rigide et modélisé par un simple gain. L'élasticité et le frottement du multiplicateur sont négligés. Les pertes énergétiques dans le multiplicateur sont considérées nulles, il est alors modélisé par les deux équations suivantes [6] :

$$\omega_t = \frac{1}{G} \omega_g \quad (II.7)$$

$$\mathcal{T}_g = \frac{1}{G} \mathcal{T}_t \quad (II.8)$$

Avec \mathcal{T}_t le couple de la turbine, \mathcal{T}_g le couple de la génératrice et G est le gain de multiplicateur. L'équation différentielle qui caractérise le comportement mécanique de l'ensemble turbine et génératrice est donnée par :

$$\frac{\mathcal{T}_t}{G} - \mathcal{T}_{em} = \left(\frac{J_t}{G^2} + J_g \right) \cdot \frac{d\omega_g}{dt} + \left(\frac{f_t}{G^2} + f_g \right) \cdot \omega_g \quad (II.9)$$

Avec :

\mathcal{T}_{em} : Le couple électromagnétique de la **GSAP**.

J_t, J_g : L'inertie de la turbine et celle du générateur.

f_g : Le coefficient des frottements visqueux de la turbine et celui du générateur.

G : Le rapport du multiplicateur de vitesse.

ω_g : La vitesse de rotation du générateur (axe rapide).

On pose :

$$\frac{J_t}{G^2} + J_g = J \quad (II.10)$$

$$\frac{f_t}{G^2} + f_g = f \quad (II.11)$$

D'où, l'équation mécanique devienne :

$$\frac{\mathcal{T}_t}{G} - \mathcal{T}_g = J \cdot \frac{d\omega_g}{dt} + f \cdot \omega_g \quad (II.12)$$

Ainsi, nous pouvons établir le modèle de la turbine dont le schéma bloc est donné sur la figure ci-dessous :

Les modélisations aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne sont représentées sur le schéma bloc de la figure II.3.

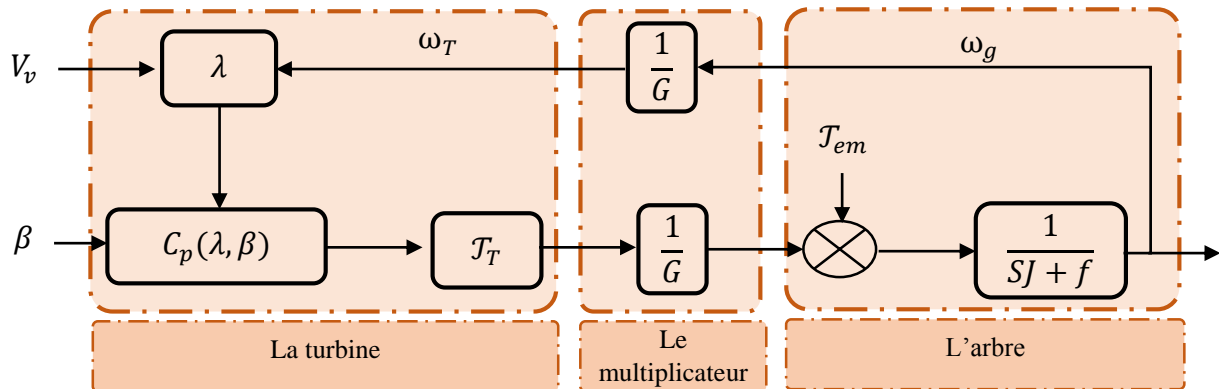


Figure II.3 : Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne.

Le schéma bloc de la figure II.3 correspond aux modélisations aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne. Ce schéma bloc montre que la vitesse de rotation ω_g de la **GSAP**, donc de la turbine, peut être contrôlée par action soit sur l'angle de calage des pales β , soit sur le couple électromagnétique T_{em} de la **GSAP**. La vitesse du vent V_v est considérée comme une entrée perturbatrice au système [7].

II.2.2 Fonctionnement et modélisation de la GSAP

II.2.2.1 Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents

La Génératrice Synchrone à Aimants Permanents (**GSAP**) est une machine synchrone régulière, où le circuit d'excitation à courant continu a été remplacé par des aimants permanents. En absence de balais et des bagues de collecteur, la taille physique de cette machine s'est vue réduite considérablement tout en assurant une fiabilité plus élevée avec un bon rapport densité de puissance sur volume. Aussi, par l'utilisation d'aimants permanents les pertes électriques au rotor sont éliminées.

En raison des avantages mentionnés, les **GSAP** deviennent une solution intéressante pour de multitudes applications notamment celles de production d'énergie électriques éoliennes. Toutefois, les inconvénients de l'excitation par aimants permanents sont d'abord les coûts élevés pour les matériaux et leur fabrication qu'ils soient à base d'alliages métalliques ou de terre rares.

La **GSAP** peuvent être classés en fonction du montage des aimants dans le rotor. Ainsi les aimants peuvent être montés en surface ou dans la profondeur du rotor. Dans la [figure II.4](#) nous illustrons des exemples de montage d'aimants superficiels et enterrés [8].

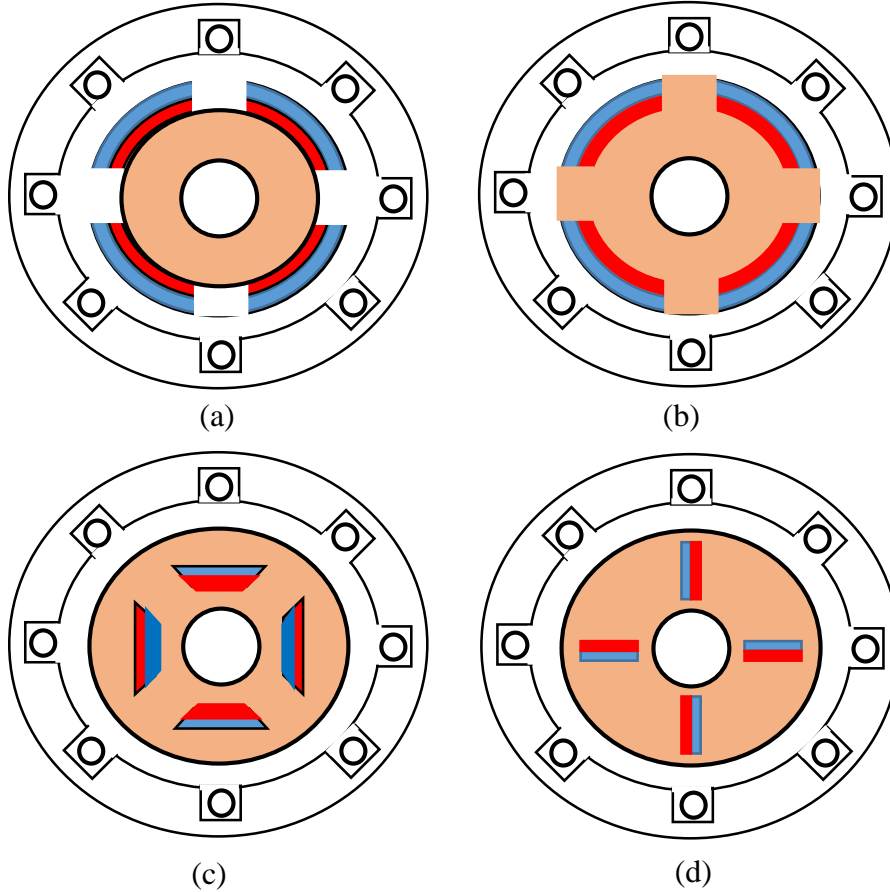


Figure II.4 : positionnement des aimants au rotor.

II.2.2.2 Localisation des aimants au rotor

La position des aimants au rotor influe considérablement le fonctionnement de la machine. Ces derniers peuvent-être positionnés à la surface du rotor ou bien à l'intérieur du rotor. La [figure II.4](#) illustre les différentes possibilités du positionnement de ces aimants [9].

Le couple instantané dans n'importe quelle machine est la somme de trois couples élémentaires.

$$\mathcal{T}_{total} = \mathcal{T}_{reluctant} + \mathcal{T}_{hybride} + \mathcal{T}_{de\ detente} \quad (II.13)$$

Le couple réluctant est lié à la variation de la réluctance du circuit magnétique, vue par le flux statorique, en fonction de la position du rotor. Le couple hybride résulte lui de l'interaction du flux statorique avec le flux rotorique. Enfin, le couple de détente est lié à la variation de la réluctance du circuit magnétique, vue par le flux rotorique, en fonction de la position du rotor. Ce dernier possède une valeur moyenne nulle, mais il peut être responsable d'ondulations de couple gênantes [10].

a. configurations à aimants déposés en surface

Le couple réactant est nul, le rotor ne présentant aucune saillance quand il tourne, cette machine est dite à pôles lisses. En raison de leurs aimants qui sont disposés directement sur la périphérie du rotor (noyau ferromagnétique lisse) (figure II.4 (a)). La topologie à rotor interne est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et son faible coût de fabrication. Cependant elle présente quelque inconvénient. En effet, les aimants permanents sont exposés aux champs de démagnétisation. Les inductances d'axes « d » et « q » sont relativement proches et la capacité de défluxage (régime de désexcitation) pour augmenter la vitesse de rotation est très limitée. De plus, l'inertie du rotor et le risque du détachement des aimants (forces centrifuges), apportent des limites de fonctionnement à hautes vitesses [11].

b. Aimants insérés

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor, Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure II.4 (b). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne une somme d'un couple hybride, d'un couple de détente et d'un couple réactant. La réactance synchrone de l'axe q est légèrement supérieure à celle dans l'axe d .

c. Aimants enterrés

Ces machines sont dites à pôles saillants en raison de leurs aimants qui sont intégrés dans le rotor (figure II.4 (c)) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe d est plus petite que celle de l'axe q . Les aimants de cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges ainsi que le couple réactant n'est pas nul. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

d. Aimants à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor et de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence (figure II.4(d)). Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents.

L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. Le couple relucant n'est pas nul, ainsi $L_{sq} > L_{sd}$ [12].

La solution la moins coûteuse reste néanmoins la solution à aimants en surface, car le rotor semble plus difficile à réaliser dans les autres cas.

II.2.2.3 Modélisation mathématique de GSAP

Grâce aux nombreux avantages qu'elle a par rapport aux autres types de machines électriques (robustesse, maintenance, prix), la machine synchrone à aimants permanents est intéressante pour l'utilisation comme génératrice couplée à une turbine éolienne.

II.2.2.3.1 Hypothèses simplificatrices

Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents obéit à certaines hypothèses essentielles simplificatrices :

- ✚ L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- ✚ La distribution sinusoïdale de la *FMM* créée par les enroulements du stator.
- ✚ L'hystérésis est négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau.
- ✚ L'effet d'encoche est négligeable [13].

II.2.2.3.2 Description mathématique de GSAP

Avant de modéliser la *GSAP* on donne une généralité sur le système triphasé avec les nombres complexes (suivant le phaseur).

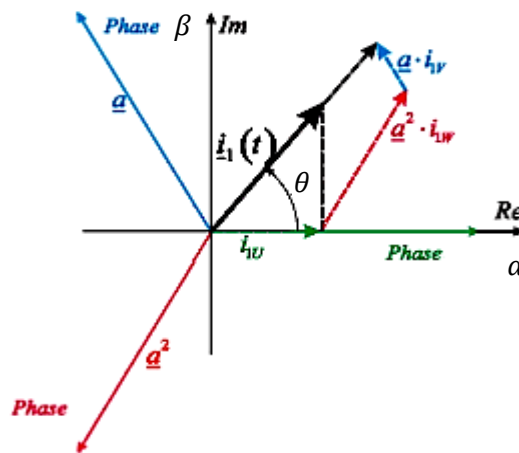


Figure II.5 : le système triphasé dans le plan complexe.

La [figure II.5](#) illustre les trois courants. Nous avons un vecteur complexe qui circule avec la fréquence du stator ω_s qui est une projection des trois courants de phase.

Les autres quantités triphasées sont obtenues de manière similaire en introduisant des vecteurs spatiaux. La relation entre les courants triphasés et le vecteur spatial est la suivante :

$$\underline{i}_s^s = \frac{2}{3} (i_a + \underline{a}i_b + \underline{a}^2 i_c) \quad (II.14)$$

\underline{a} est l'opérateur spécial, où $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$, le vecteur spatial sera alors :

$$I_s^s = I_s e^{j\omega t + \psi_m} \quad (II.15)$$

Avec :

$$\theta_s = \int_0^t \omega_s dt \quad (II.16)$$

L'équation (II.15) pour la transformation (d, q) est donnée par :

$$i_s = i_s^s e^{-j\theta(t)} = i_{sd}(t) + j i_{sq}(t) \quad (II.17)$$

Et pour la transformation inverse en coordonnées (α, β) est alors :

$$i_s^s = i_s e^{j\theta(t)} = i_{s\alpha}(t) + j i_{s\beta}(t) \quad (II.18)$$

Et la même chose pour l'équation de la tension [14].

Lorsque la génératrice débite sur une charge, les tensions disponibles à la sortie s'expriment par les relations (II.19). La réaction magnétique d'induit, est évoquée lorsque les enroulements stator sont parcourus par un courant. Une distorsion magnétique due à l'entrefer et à ces courants statoriques provoque une déformation du champ tournant initial. Nous supposons que la répartition de l'entrefer est uniforme, que la machine est parfaitement symétrique et négligeons les distorsions magnétiques [8].

La tension du stator de **GSAP** a pôle lisse est donnée par :

$$u_s^s = R_s i_s^s + \frac{d\varphi_s^s}{dt} \quad (II.19)$$

L'équation du flux de stator est écrite par :

$$\varphi_s^s = L_s i_s^s + \varphi_m^s \quad (II.20)$$

Le flux de rotor est donné par :

$$\varphi_m^s = \varphi_m e^{j\theta_r} \quad (II.21)$$

La dérivée de flux statorique est donnée par :

$$\frac{d\psi_s^s}{dt} = L_s \frac{di_s^s}{dt} + j\omega_r \varphi_m e^{j\theta_r} \quad (II.22)$$

Avec ω_r la vitesse angulaire électrique, on remplace l'équation (II.22) dans (II.19) on trouve :

$$L_s \frac{di_s^s}{dt} = u_s^s - R_s i_s^s - j\omega_r \varphi_m e^{j\theta_r} \quad (II.23)$$

En supposant une orientation de champ parfaite, l'équation (II.23) dans les coordonnées (d, q) est alors [15] :

$$L_s \frac{di_s}{dt} = u_s^s - (R_s + j\omega_r L_s) i_s^s - j\omega_r \varphi_m \quad (II.24)$$

Le principe du passage des composantes triphasées aux composantes de Park liées au rotor. L'avantage principal de cette transformation est que, lorsque les grandeurs de la machine sont sinusoïdales et équilibrées, leurs valeurs dans ce référentiel sont constantes. Cette méthode constitue un outil fort commode pour l'étude des régimes permanents et transitoires ainsi qu'un excellent moyen de modélisation en vue de la commande [16].

Fractionner l'équation (II.24) dans les directions (d, q) donne :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{-R_s}{L_{sd}} i_{sd} + \omega_r \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} - \frac{1}{L_{sd}} u_{sd} \quad (II.25)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{-R_s}{L_{sq}} i_{sq} - \omega_r \left(\frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} + \frac{1}{L_{sq}} \varphi_m \right) - \frac{1}{L_{sq}} u_{sd} \quad (II.26)$$

Le couple électromagnétique suivant l'axe (d, q) est écrit par la formule suivante :

$$\mathcal{T}_{em} = \frac{3n_p}{2} [\varphi_m i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}] \quad (II.27)$$

L'équation mécanique peut être écrite :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3n_p}{2} [\varphi_m i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}] - \frac{f_v}{J} \omega_r - \frac{\mathcal{T}_t}{J} \quad (II.28)$$

L'équation (II.23) dans les coordonnées (α, β) est alors :

$$L \frac{di_s}{dt} = -R_s i_s + \hat{\omega}_1 \varphi_m (-\sin \theta + j \cos \theta) - u_s \quad (II.29)$$

Le passage du repère triphasé statorique au repère diphasé (α, β) lié au stator est effectué en utilisant la matrice restreinte de Concordia T_l [15].

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}(t) \\ i_{s\beta}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}}_{T_l} \begin{bmatrix} i_{sa}(t) \\ i_{sb}(t) \\ i_{sc}(t) \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

Cette dernière est orthonormée et conserve la puissance. L'intérêt de cette transformation réside dans la réduction de 3 à 2 l'ordre du système. En prenant l'axe de symétrie de la phase 1 comme origine (voir figure II.5) [16], Le modèle de la génératrice synchrone à

aimants permanents dans l'axe de repère lie au stator(α, β), peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = -R_s i_{s\alpha} - L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + E_{s\alpha} \\ u_{s\beta} = -R_s i_{s\beta} - L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + E_{s\beta} \end{cases} \quad (II.31)$$

où $u_{s\alpha\beta}$ sont les tensions statoriques, R_s est la resistance statorique, L_s est l'inductance statorique, $i_{s\alpha\beta}$ sont les courants statoriques et $E_{s\alpha\beta}$ sont les forces electromotrices qui peut être donné par:

$$\begin{cases} E_{s\alpha} = -\omega_r \varphi_m \sin \theta \\ E_{s\beta} = \omega_r \varphi_m \cos \theta \end{cases} \quad (II.32)$$

Avec ω_r , θ et φ_m est la vitesse rotorique, la position de rotor et le flux magnétique respectivement. Le couple électromagnétique suivant l'axe (α, β) est écrit par la formule suivante :

$$T_{em} = n_p K_e (i_{s\beta} \cos \theta - i_{s\alpha} \sin \theta) \quad (II.33)$$

L'équation mécanique suivant(α, β) peut être écrite :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = n_p K_e (i_{s\beta} \cos \theta - i_{s\alpha} \sin \theta) - \frac{f_v}{J} \omega_r - \frac{T_t}{J} \quad (II.34)$$

$K_e = \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_m$ est le constant de **FEM** et n_p est le nombre de pair de pôle [17].

La puissance apparente totale \mathcal{S} fournie par la génératrice dans le repère (d, q) est :

$$\mathcal{S} = \frac{3}{2} (u_{sd} i_{sd} + u_{sq} i_{sq}) + j \frac{3}{2} (u_{sd} i_{sq} - u_{sq} i_{sd}) \quad (II.35)$$

L'expression de la puissance transmise est donnée par :

$$P(t) = \frac{3}{2} (u_{sd} i_{sd} + u_{sq} i_{sq}) \quad (II.36)$$

En remplaçant u_{sd} et u_{sq} par leurs expressions dans (II.36), on obtient :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[-R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - \left(i_{sd} \frac{d\psi_d}{dt} + i_{sq} \frac{d\psi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta_r}{dt} (\psi_d i_{sq} - \psi_q i_{sd}) \right] \quad (II.37)$$

$\frac{3}{2} R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2)$: représente la puissance dissipée par l'effet de Joule.

$\frac{3}{2} \left(i_{sd} \frac{d\psi_d}{dt} + i_{sq} \frac{d\psi_q}{dt} \right)$: La variation de l'énergie emmagasinée dans les enroulements du stator.

$\frac{3}{2} \frac{d\theta_r}{dt} (\psi_d i_{sq} - \psi_q i_{sd})$: Puissance électromagnétique (P_{em}) [18].

II.2.3 Description mathématique de convertisseur de la puissance

La commande du *GSAP* nécessite une tension d'amplitude et de fréquence réglable. Le convertisseur triphasé qui est représenté sur la [figure II.6](#), a pour rôle d'assurer cette tension. Il est constitué de trois bras sans liaison de neutre composés chacun de deux transistors *IGBT* et de deux diodes en antiparallèle, les interrupteurs sont commandés par un signal à Modulation de Largeur d'impulsions (*MLI*). Ces interrupteurs sont caractérisés par leur fréquence de commutation (ouverture/fermeture) et leur niveau de puissance de fonctionnement. Généralement plus le composant est rapide (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est faible et inversement [14, 19].

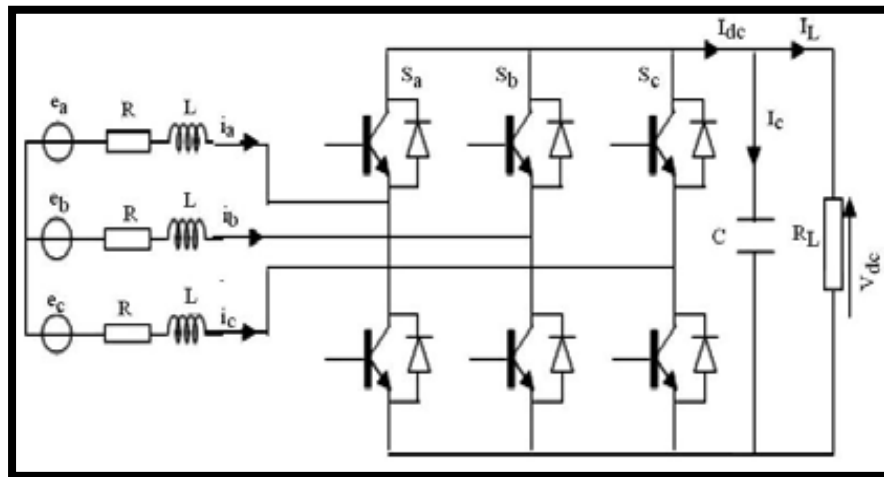


Figure II.6 : Schéma de convertisseur à deux niveaux côté machine.

II.2.3.1 Modélisation mathématique du redresseur MLI

Pour faciliter la modélisation en appliquant les hypothèses suivantes :

- Interrupteurs parfaits :
 - ✓ La commutation des interrupteurs est instantanée.
 - ✓ La résistance nulle à l'état passant et infinie à l'état bloqué.
- Sources parfaites : la tension continue, nous donnent le dipôle, est constante et ne varie pas avec la puissance échangée [20].
- ✚ $S_h = 1$ si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert,
- ✚ $S_h = 0$ si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé. Avec $h = a, b, c$,

Les tensions du neutre de la machine par rapport au point de référence (0) en fonction des signaux de S_h sont écrites sous la forme suivante :

$$u_{h0} = S_h u_{dc} - \frac{u_{dc}}{2} \quad (II.38)$$

Avec $u_{dc} = u_0$, d'après l'équation (II.38), ce vecteur tension peut être écrit aussi en fonction des signaux de commande par la relation suivante :

$$u_{h0} = \sqrt{\frac{2}{3}} u_{dc} \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (II.39)$$

En s'appuyant sur la notion des vecteurs tournants [4], on peut considérer que le convertisseur délivre un vecteur de tension :

$$u_{sn} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[u_{an} + u_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_{cn} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (II.40)$$

Ou bien par:

$$u_{sn} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{3}{2} u_{an} + j \frac{\sqrt{3}}{2} (u_{bn} - u_{cn}) \right] \quad (II.41)$$

II.2.3.2 La modulation vectorielle

La **MLI** vectorielle est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs synchrones [22]. Le principe de la modélisation vectorielle (**SVM**) consiste à reconstruire le vecteur tension u_{ref} à partir de huit vecteurs de tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, elle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations par chacun des bras de l'onduleur [22]. Le vecteur spatial est divisé en six éléments actifs non nuls. Chaque vecteur est séparé l'un de l'autre par un angle de 60° et deux vecteurs zéro sont placés à l'origine comme indiquée la figure II.7.

La u_{ref} est obtenue par la combinaison de deux les vecteurs actifs adjacents et les vecteurs zéro.

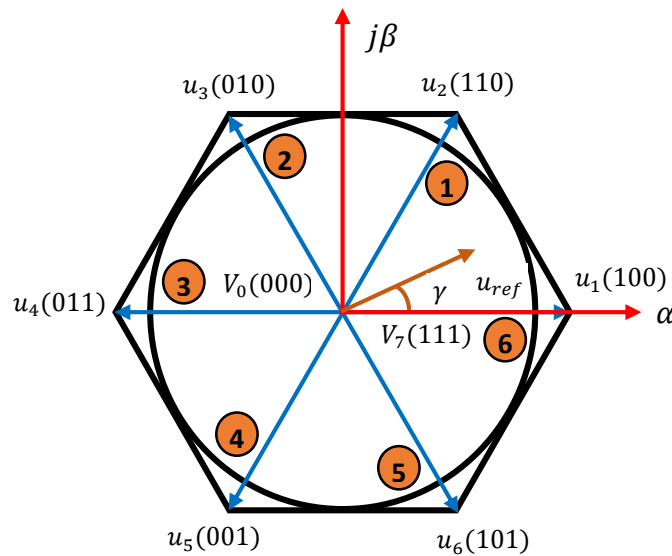


Figure II.7 : polygone de commutation.

Pour mieux comprendre cette représentation, nous allons expliquer, par la représentation de trois phases par une seule dans le plan cartésien.

La figure II.8 montre bien que chaque secteur est attaché avec une zone de système triphasé.

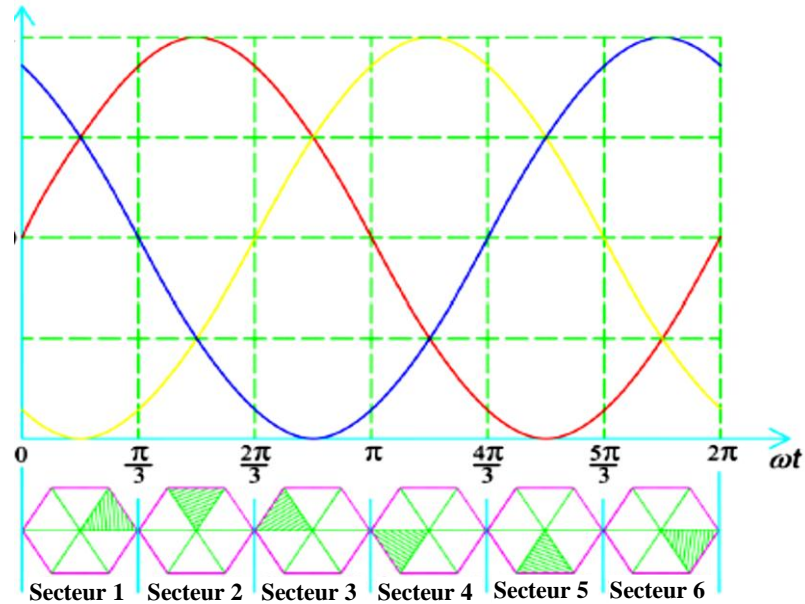


Figure II.8 : localisation des secteurs dans le système triphasé.

Après la figure précédente, une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension $V_{s\alpha} V_{s\beta}$. Nous pouvons donc dresser un tableau, des différents états de redresseur [16, 23].

secteur	sa	sb	sc	Ua/udc	Ub/udc	Uc/udc	u_α	u_β	Uref/udc	angle
S0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
S1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	2/3	0	2/3	60°
S2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	1/3	$1/\sqrt{3}$	2/3	120°
S3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1/3	$1/\sqrt{3}$	2/3	180°
S4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-2/3	0	2/3	240°
S5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	-1/3	$-1/\sqrt{3}$	2/3	300°
S6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1/3	$-1/\sqrt{3}$	2/3	360°
S7	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0°

Tableau II.1 : valeur des vecteurs de tension.

Les états fermé ou ouvert des interrupteurs K_1, K_2, K_3 (les interrupteurs K'_1, K'_2, K'_3 sont complémentaire) donnent à l'onduleur triphasé (figure II.6) Huit configurations possibles

(figure II.7), six non nuls indiquée par $u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_6$ et deux vecteurs nuls u_0 et u_7 (à côté de chaque vecteur on a indiqué l'état fermé (F) ou ouvert (0) des trois interrupteurs (K_1, K_2, K_3)). Les six vecteurs ont le même module égale à $\sqrt{\frac{2}{3}} u_c$, les extrémités de ces six vecteurs définissent les sommets d'un hexagone régulier (figure II.7), puisque deux vecteurs font entre eux un angle $\alpha = \pi/3$. Les six vecteurs non nuls, délimitent six secteurs (secteur = le plan fermé entre deux vecteurs adjacents). Une analyse de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les différentes tensions est configurée dans le tableau II.1 [22].

La représentation dans le plan (α, β) de ces vecteurs, équi-répartis tout les 60° , permet de déterminer un hexagone (figure II.7) à l'intérieur duquel le vecteur tension de référence \vec{u}_{ref} doit s'y trouver pour éviter la saturation de la grandeur de commande :

$$\vec{u}_{ref} = u_{s\alpha} + ju_{s\beta} \quad (II.42)$$

Le module et l'argument de vecteur de référence est donné par :

$$|u_{ref}| = \sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2} \quad (II.43)$$

$$\gamma = \tan^{-1} \left(\frac{u_{s\beta}}{u_{s\alpha}} \right) \quad (II.44)$$

Les vecteurs tensions des six états actifs peuvent s'écrire en fonction des positions de l'hexagone appelés secteur i , ou $i = 1, \dots, 6$:

$$u_i = \sqrt{\frac{2}{3}} u_{dc} e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} \quad (II.45)$$

Chaque vecteur de référence \vec{u}_{ref} dans l'hexagone peut être exprimé comme une combinaison de deux vecteurs tensions actifs adjacents et de vecteurs tension d'états nuls. En se reportant à la figure II.7, si le vecteur de référence est dans le secteur i , les vecteurs actifs adjacent sont u_i et \vec{u}_{i+1} .

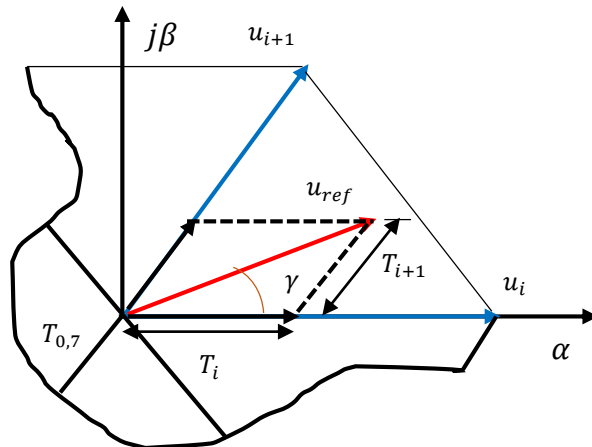


Figure II.9 : Temps d'application par projection du vecteur.

A partir du diagramme vectoriel (figure II.9) on peut écrire u_{ref} par l'équation suivante :

$$u_s = \frac{1}{T_z} (T_i u_i + T_{i+1} u_{i+1}) \quad (II.46)$$

La substitution des vecteurs tensions u_i et u_{i+1} par leurs expressions données selon l'équation (II.46) donne :

$$u_{ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{u_{dc}}{T_z} (T_i e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} + T_{i+1} e^{ji\frac{\pi}{3}}) \quad (II.47)$$

T_i, T_{i+1} : sont respectivement les durées d'application des vecteurs u_i et u_{i+1} adjacents [7].

Le vecteur u_{ref} est tourné dans le sens trigonométrique avec une vitesse angulaire égale à la pulsation « ω » des tensions désirées. Les relations donnant les durées d'application des vecteurs s'écrivent alors pour une période [22].

$$\frac{T_i}{T_z} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{u}{u_{dc}} \sin\left(i\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \quad (II.48)$$

$$\frac{T_{i+1}}{T_z} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{u}{u_{dc}} \sin\left(\gamma - (i-1)\frac{\pi}{3}\right) \quad (II.49)$$

$$T_{0,7} = T_z - T_i - T_{i+1} \quad (II.50)$$

$T_{0,7}$ sont les durées d'application des vecteurs nuls.

A. Détermination des temps de commutation pour chaque transistor

Dans ce contexte, nous pouvons signaler que l'application des signaux d'attaque se fait de deux façons. Dans la première, l'application des séquences se fait dans l'ordre indiqué par la figure II.10. A l'intérieur d'une période de commutation, on applique la première séquence durant le temps T_i , la deuxième séquence durant le temps T_{i+1} et la roue libre durant le temps T_0 . Cet ordre est maintenu durant la prochaine période [24].

Par ailleurs, afin de réduire les commutations, les vecteurs nuls à appliquer sont sélectionnés de la manière suivante :

- $u_0 \Leftrightarrow (0, 0, 0)$ est utilisé avant et après les vecteurs impairs ;
- $u_7 \Leftrightarrow (1, 1, 1)$ est utilisé avant et après les vecteurs pairs.

La succession des vecteurs tensions peut être représentée par le digramme de la figure suivante :

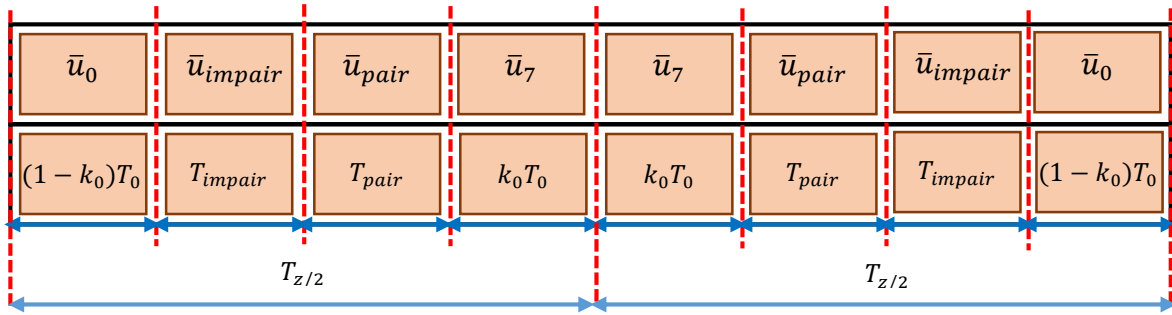


Figure II.10 : Séquence d'application des vecteurs sur une période T_z (k_0 facteur $\in [0,1]$)

B. Les étapes de la MLI vectorielle

Étape 1 : la détermination de u_{ref} qui défini par ses composantes $u_{s\alpha}$ et $u_{s\beta}$.

Étape 2 : la détermination de secteur à partir de l'angle α .

Étape 3 : la détermination des temps de commutation $T_i, T_{i+1}, T_{0,7}$.

Étape 4 : Calcul des rapports cycliques de chaque transistor [24].

II.3 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons modélisé les éléments essentiels du système éolien, ce système s'articule sur les parties mécaniques et électriques. Qu'il s'agit de la turbine éolienne, la **GSAP** ainsi que le multiplicateur mécanique. La modélisation de **GSAP** et le convertisseur statique a été faite dans le plan complexe. Enfin, nous avons étudié la stratégie **MLI** vectorielle pour commander le convertisseur statique côté machine.

Le second chapitre sera consacré à l'étude de la technique **MPPT** (maximum power point tracking) et la commande vectorielle de la **GSAP**.

Référence bibliographique

- [1] laroui Rachid, Modélisation et simulation d'un système multi-sources Photovoltaïque-éolien-diesel dans la région d'Adrar, Mémoire de Magister, Université Ahmed Draya Adrar, 2015.
- [2] Arnaud gaillard, Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service, Thèse de doctorat, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2010.
- [3] herissi Belgacem, Commande d'une Eolienne basée sur les modèles flous de Takagi-Sugeno, mémoire de Master, Université Larbi tebessi-tébessa, 2016.
- [4] : J. Usaola, P. Ledesma, J. M. Rodriguez, J. L. Fernandez, D. Beato, R. Iturbe, J. R. Wihelmi, Transient stability studies in grids with great windpower penetration. Modeling issues and operation requirements, Proceedings of the IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, September 7-12, Dallas (USA). 2003.
- [5] Youcef bekakra, Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation, thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2014.
- [6] maghsel saliha, contribution à la modélisation et la commande d'une turbine éolienne, mémoire de Magister, Université du 20 août 1955 – skikda, 2012.
- [7] tahir khalfallah, commande d'une machine synchrone destinée à l'énergie éolienne, thèse de doctorat, Université ibn khaldoun de tiaret, 2017.
- [8] Abdelouahed mesbahi, contribution aux techniques d'estimation et d'observation appliquées aux machines asynchrones et synchrones a aimants permanents, thèse de doctorat, Université de Hassan II, casablanca, 2013.
- [9] Hussein Dogan, Méthodologie de Conception des Machines Synchrones à Aimants Permanents « Application au Véhicule Electrique avec Chargeur Rapide Embarqué », thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2013.
- [10] Amara Y, Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation Application au véhicule hybride. Thèse doctorat, EUR de l'université paris XI, Décembre 2001.
- [11] ROBAI Toufik, bensalah Ahmed Rafiq, Contribution à l'Etude d'un Moteur Synchrone à Aimant Monté Sur la Surface Rotorique, thèse Master, Université mohamed boudiaf - m'sila, 2017.
- [12] ait amara Nassim, Etude Comparative des Machines Synchrones Excitées par Aimants et courants électriques, mémoire de Master, Université A. Mira – BEJAIA, 2014.

- [13] kendouci Khedidja, Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents, Thèse de doctorat en science, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran -Mohamed Boudiaf- 2012.
- [14] genehmigte Dissertation, Finite Set Model Predictive Control of the PMSM with Sine-Wave Filter, these de doctorat, Université de Siegen, 2015.
- [15] Chandana Perera, Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives, thèse de doctorat, Université de Aalborg, Denmark, 2002.
- [16] Lachtar Salah, Commande à Structure Variable d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent (MSAP), mémoire de magister, université de badji mokhtar-annaba, 2006.
- [17] D. Zaltni, M. Ghanes, J. P. Barbot and M. N. Abdelkrim, A HOSM Observer with an Improved Zero-speed Position Estimation Design for Surface PMSM Sensor-less Control, 2010 IEEE International Conference on Control Applications Part of IEEE Multi-Conference on Systems and Control Yokohama, Japan, September 8-10, page 2213-2218, 2010.
- [18] Beddek Karim, Détection et localisation de défauts d'un système de conversion d'énergie éolienne, Thèse de Doctorat, université m'hamed bougara-boumerdes, 2017.
- [19] meharrar aoued, Modélisation, Optimisation et Contrôle des Systèmes Hybrides : Eolienne/Pile à combustible, Thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran "Mohamed Boudiaf", 2012.
- [20] kendouli fairouz, centrale éolienne et qualité de l'énergie électrique, thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2012.
- [21] Rahoua Naima, Commande Adaptative à Modèle de Référence d'une Machine Synchrone Triphasée Alimentée par un Onduleur de Tension, mémoire de magister, université de biskra, 2004.
- [22] berrezzek farid, Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone, mémoire de magister, université badji mokhtar – annaba, 2006.
- [23] ben zemamouche houria, application de la mli vectorielle aux onduleurs multiniveaux à base de GTO et d'IGBT, mémoire de magister, université de badji mokhtar-annaba, 2010.
- [24] S. Hassaine, Validation expérimentale d'une commande robuste H_{∞} : application à un moteur synchrone à aimant permanent, thèse de doctorat, Université ibn khaldoun de tiaret, 2011.

Chapitre III

Chapitre III : La Commande avec Capteur Du Système Eolien

Sommaire

III.1 Introduction.....	55
III.2 Commande du système éolien à vitesse variable basé sur une <i>GSAP</i>	56
III.2.1 Architecture de commande	56
III.2.2 Stratégie de Commande de la Turbine Eolienne	57
III.2.2.1 Caractéristique Puissance -Vitesse d'Eoliennes	57
III.2.3 La stratégie de MPPT	58
III.2.4 La commande vectorielle.....	60
III.2.4.1 Principe de la commande vectorielle.....	61
III.2.4.2 Description du système global.....	64
III.2.4.2.1 Le découplage par compensation	65
III.2.2.2.2 Calcul des régulateurs	67
a. régulation des courants	67
b. Régulation de la vitesse	69
III.3 Résultat des simulations et discussion.....	70
III.4 Conclusion	73

III.1 Introduction

Les méthodes de contrôle des moteurs à courant alternatif sont généralement classées en «contrôles scalaires» et en «contrôles vectoriels». Il est facile d'implémenter les contrôles scalaires et d'obtenir une réponse à l'état relativement stable. Cependant, la réponse dynamique offerte par les contrôles scalaires est faible, plus l'algorithme de contrôle scalaire ne contrôle que l'amplitude par contre que l'algorithme vectoriel contrôle à la fois l'amplitude et l'angle de déphasage.

Ces deux méthodes principales peuvent être divisées en plusieurs méthodes selon leurs fonctionnalités, un aperçu de différentes méthodes peut être vu dans la [figure III.1](#) :

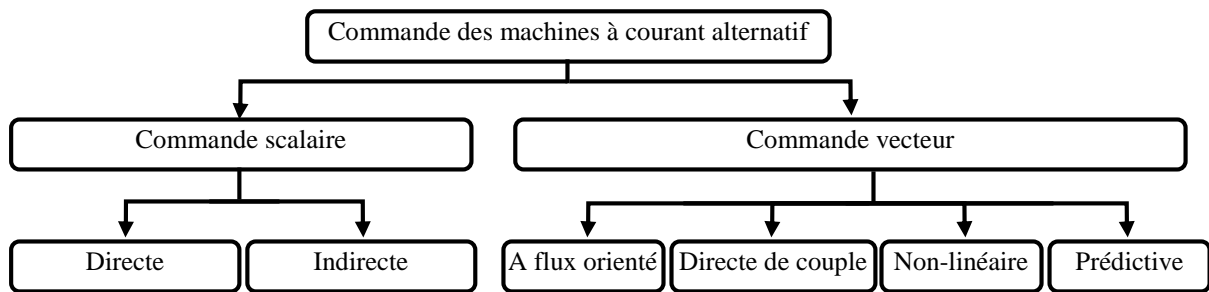


Figure III.1 : différentes méthodes de commande des machines à courant alternatif.

Pour améliorer la précision et la dynamique, ainsi que pour une bonne réponse en régime permanent, les contrôles vectoriels sont de plus en plus utilisés avec un retour en boucle fermée. Il existe quatre types de méthodes de contrôle basées sur les contrôles vectoriels, à savoir le contrôle à flux orienté, le contrôle de couple direct (*DTC*), le contrôle non linéaire et le contrôle prédictif. Cette thèse porte sur l'utilisation de Contrôle vectoriel à flux orienté pour commander la *GSAP* [1].

Après l'étude de la modélisation de différents composants de système éolien dans le chapitre précédent, Deux modes de commande seront discutés dans ce chapitre, la commande *MPPT* qu'est indispensable pour extraire la puissance optimale de l'éolienne et la commande vectorielle qu'est nécessaire pour contrôler la vitesse et les courants.

La réalisation de n'importe quel système dans le domaine de la production ou la distribution de l'énergie électrique prend des risques. Pour cette raison, toutes les manipulations pratiques sont prévenues par une simulation à partir des logiciels. Dans ce chapitre, on va essayer de simuler les différentes commandes de notre système éolien avec le logiciel *Matlab/Simulink*.

III.2 Commande du système éolien à vitesse variable basé sur une GSAP

III.2.1 Architecture de commande

La structure du dispositif de commande est montrée à la [figure III.2](#). Elle est basée sur le modèle triphasé de la chaîne de conversion électromécanique du système éolien.

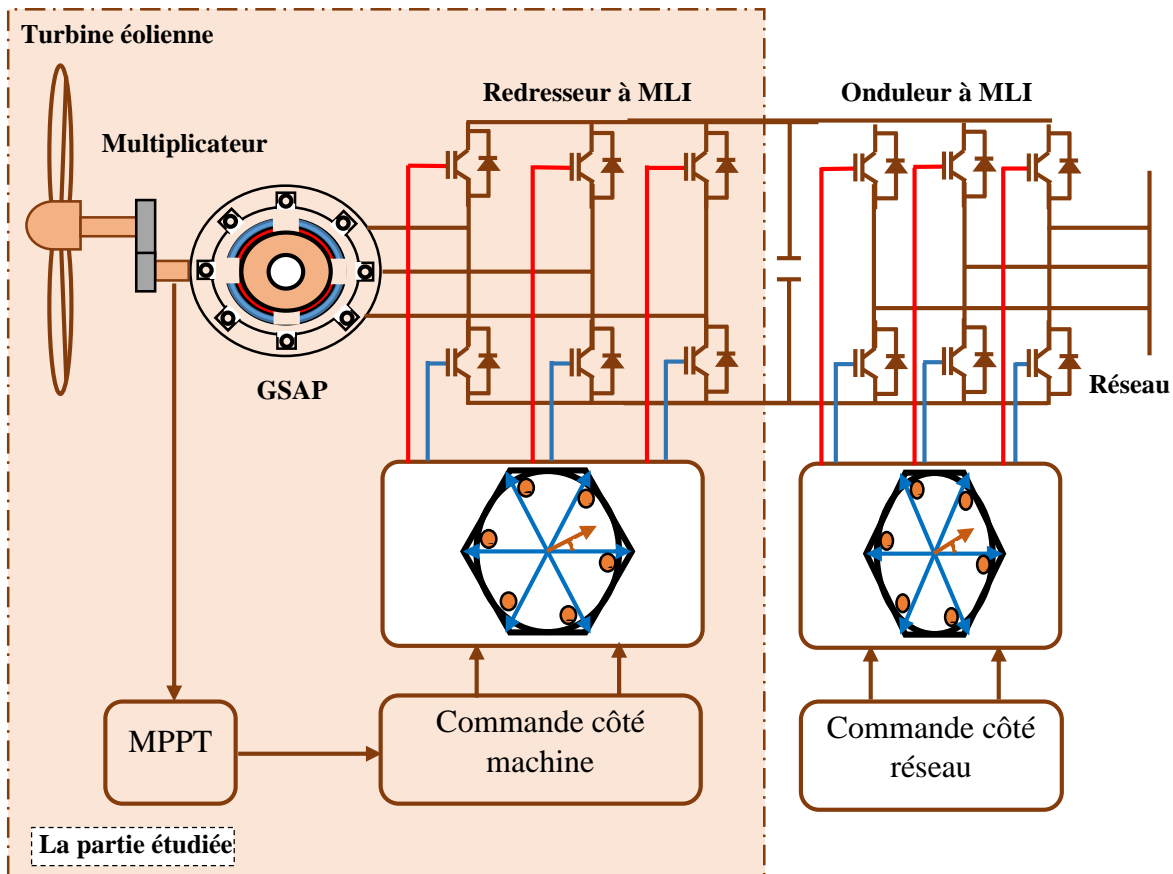


Figure III.2 : architecture de commande du système éolien.

D'après la [figure III.2](#), Les systèmes de contrôle sont séparés en contrôle côté générateur et contrôle côté réseau. On s'intéresse au contrôle côté génératrice, deux commandes détaillées par la suite sont donc nécessaires pour assurer le fonctionnement de l'éolienne :

- ❖ La commande d'extraction du maximum de puissance du vent par une technique dit "*MPPT*" (Maximum Power Point Tracking).
- ❖ La commande vectorielle en contrôlant le couple électromagnétique et la puissance réactive statorique de la *GSAP* [2].

III.2.2 Stratégie de Commande de la Turbine Eolienne

III.2.2.1 Caractéristique Puissance -Vitesse d'Eolienne

La caractéristique Puissance-Vitesse d'une éolienne peut se décomposer en quatre zones, comme le montre la figure suivante :

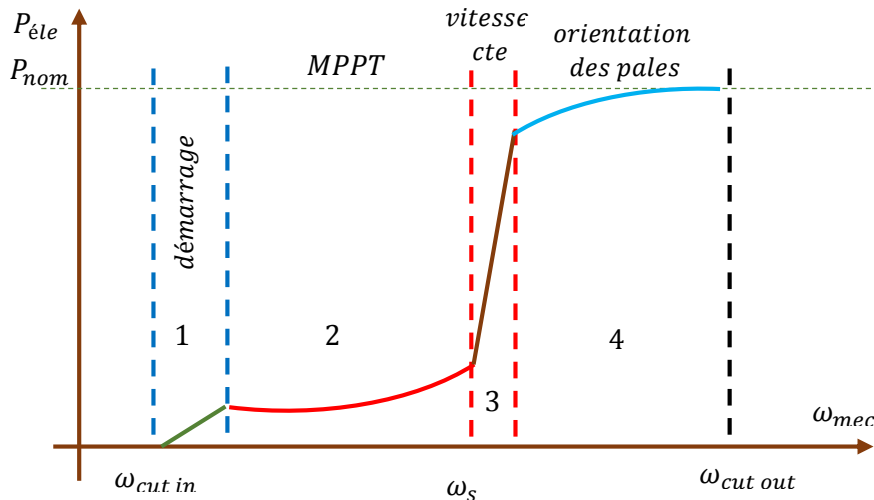


Figure III.3 : Caractéristique Puissance-Vitesse d'une éolienne.

Les quatre zones principales de fonctionnement peuvent être distinguées [3] :

- ✚ **Zone 1:** C'est la zone de démarrage de la machine, elle commence lorsque la vitesse mécanique est supérieure à une certaine vitesse $\omega_{cut in}$.
- ✚ **Zone 2:** Lorsque la vitesse du générateur atteint une valeur seuil, un algorithme de commande permettant l'extraction de la puissance maximale du vent est appliqué. Pour extraire le maximum de la puissance, l'angle de la pale est maintenu constant à sa valeur minimale, c'est à dire $\beta=0^\circ$ qui correspond au maximum du coefficient de puissance. Ce processus continue jusqu'à atteindre une certaine valeur de la vitesse mécanique.
- ✚ **Zone 3:** Au-delà, l'éolienne fonctionne à vitesse constante. Dans cette zone, la puissance du générateur atteint des valeurs plus importantes, jusqu'à 90% de la puissance nominale P_{nom} .
- ✚ **Zone 4:** Arrivée à la puissance nominale P_{nom} , une limitation de la puissance générée est effectuée à l'aide d'un système d'orientation des pales : *pitch control*. Au-delà de la vitesse $\omega_{cut out}$, un dispositif d'urgence est actionné de manière à éviter une rupture mécanique [2].

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéresserons plus particulièrement à des points de fonctionnement de l'éolienne se situant dans la zone 2. En effet, dans cette zone, nous considérerons que l'angle de calage des pales est constant.

III.2.3 La stratégie de MPPT

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, l'efficacité du système éolien repose sur le fonctionnement à une vitesse de rotation optimale des pales de l'éolienne. Cette vitesse change en fonction de la vitesse de vent, il est donc nécessaire de réguler la vitesse de rotation de la turbine pour se placer au point de fonctionnement optimal. Les processus de recherche du point de fonctionnement optimal sont appelés **MPPT** (Maximum Power Point Tracking en anglais) [4], [5], [6], ils seront réalisés de différentes manières suivant que l'éolienne est équipée ou non d'un anémomètre pour connaître la vitesse du vent et suivant la connaissance que l'on a des caractéristiques des courbes de puissance de la turbine [7, 8]. Le **MPPT** est utilisé dans la zone II de la figure III.3. On pourrait être tenté de prendre directement les algorithmes utilisés pour les panneaux solaires, mais la grande inertie des systèmes éoliens [9] rend ces solutions difficiles à utiliser. Le temps de réponse d'une cellule solaire est très court vis à vis d'une variation de l'ensoleillement tandis que, du fait de son inertie mécanique, un système éolien aura un temps de réponse long vis à vis d'une variation de la vitesse du vent [10].

Pour extraire la puissance maximum générée, nous devons fixer le ratio de vitesse optimal λ_{opt} et le coefficient de puissance maximum C_{pmax} , comme il est montré sur la figure suivante [11]

:

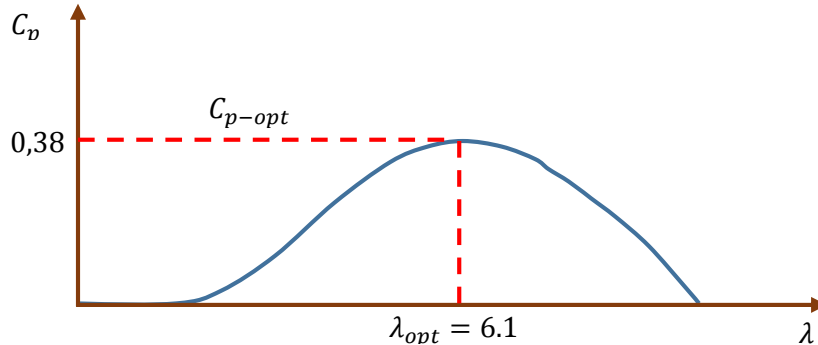


Figure III.4 : L'interpolation du facteur de puissance en fonction de la vitesse réduite.

Pour l'extraction de puissance maximale λ_{opt} est déduit en mettant en relation le temps nécessaire pour que le vent perturbé se rétablisse avec le temps nécessaire à la prochaine pale pour se déplacer à l'emplacement de la pale précédente. Ces temps sont t_w et t_b , respectivement, et sont indiqués ci-dessous en équations (III.1) et (III.2), p est le nombre de pales, ω est la fréquence de rotation du rotor, s est la longueur du flux de vent perturbé, et V_v est la vitesse du vent.

$$t_b = \frac{2\pi}{n_p \omega} \quad (III.1)$$

$$t_w = \frac{s}{V_v} \quad (III.2)$$

Si $t_b < t_\omega$ une partie du vent n'est pas affectée. A l'opposée, si $t_b > t_\omega$, une partie du vent ne traverse pas le rotor. L'extraction de puissance maximale se produit lorsque les deux temps sont approximativement égaux. Lorsque l'on effectue le réglage du temps $t_b = t_\omega$, l'équation ci-dessous est obtenue:

$$t_b \approx t_\omega$$

$$\frac{2\pi}{n_p \omega} \approx \frac{S_v}{V_v} \quad (III.3)$$

L'équation (III.3) peut ensuite être utilisée pour définir la fréquence de rotation optimale comme indiqué dans l'équation suivante :

$$\omega_{opt} \approx \frac{2\pi S_v}{n_p V_v} \quad (III.4)$$

Par conséquent, pour extraire l'énergie optimale, la pale du rotor doit tourner à une fréquence de rotation qui est liée à la vitesse du vent venant en sens inverse. Cette fréquence de rotation du rotor diminue à mesure que le rayon du rotor augmente et peut être caractérisée en calculant le λ_{opt} optimal, comme indiqué dans l'équation suivante :

$$\lambda_{opt} \approx \frac{\omega_{opt} R}{V_v} \approx \frac{2\pi R}{n_p S_v} \quad (III.5)$$

De l'équation (III.5), il apparait que par l'ajustement de la vitesse du rotor de la turbine, le coefficient λ peut être maintenu à sa valeur optimale, cela est réalisé par le contrôle de vitesse du générateur associé à la turbine à une vitesse optimal (ω_{opt}) lors de variation de vitesse de vent (figure III.5) [12].

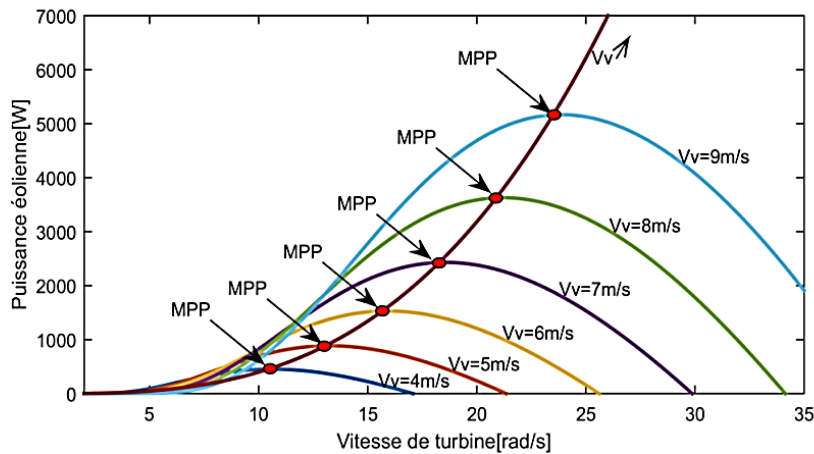


Figure III.5 : Courbe de puissance de la turbine.

La puissance optimale d'une éolienne s'écrit :

$$P_{opt} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_{p-opt} \left(\frac{\omega_{opt}}{\lambda_{opt}} \right)^3 \quad (III.6)$$

III.2.4 La commande vectorielle

En 1971, *BLASCHKE* [13] et *HASS* [14] ont proposé une nouvelle théorie de commande. Cette commande se fonde sur la transformation de Park qui basé sur l'orientation du champ magnétique où le vecteur courant statorique sera décomposé en deux composantes l'une assure le contrôle du flux et l'autre agit sur le couple et rendre sa dynamique identique à celle de la machine à courant continu a excitation séparée (un modèle linéaire et découplé). Cette méthode consiste à transformer une machine triphasée alternative réelle (3 enroulements à 120°) en machine virtuelle (2 enroulements perpendiculaires), donc donne une équation d'état linéaire et facile à contrôler [15].

La *MSAP* a principalement été utilisée en tant que génératrice couplée au réseau à fréquence fixe [16] jusqu'à l'arrivée du microprocesseur en 1980. Avant cela la commande d'une *MSAP* était plus difficile et coûteuse, avec d'avantages de composants électroniques cette commande prend une place important dans la commande des processus industriels [17].

La commande de la génératrice est basée sur un pilotage vectoriel classique avec capteur de position. Elle repose sur la commande en module et en phase du vecteur flux. Le champ magnétique d'excitation dans une machine synchrone est produit par le rotor (à aimants permanents). Ce champ magnétique tourne avec une vitesse angulaire égale à la vitesse de rotation électrique. Un autre champ magnétique tournant est produit par les enroulements de stator. Ce second champ est synchronisé par autopilotage sur la vitesse électrique. Ce champ est appelé la réaction de l'induit. La commande vectorielle consiste à orienter le flux de la réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants [18]. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux.

Il est donc nécessaire de séparer ces variables au moyen de transformations de Park et de Clarke, qui est la base de la commande vectorielle. Ces transformations sont illustrées à la [figure III.6](#), premièrement transformation des courants triphasés en un vecteur spatial complexe, puis sa projection dans deux axes de référence stationnaires orthogonaux(α, β). Cette transformation, appelée transformation de Clarke fourni deux variables stationnaires. Ensuite, la transformation de Park convertit les deux axes de référence stationnaires orthogonaux en deux axes rotatifs orthogonaux basés sur la position du flux du rotor [19].

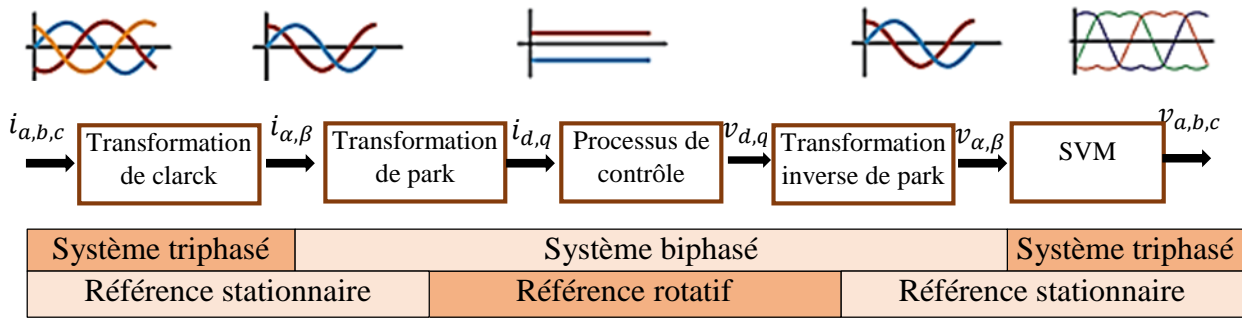


Figure III.6 : différentes transformations de commande vectorielle.

III.2.4.1 Principe de la commande vectorielle

D'après l'analyse de système d'équations de modèle de **GSAP**, nous pouvons relever que ce modèle est non linéaire, multi-variable et il est fortement couplé. En effet, le couple électromagnétique dépend aux courants i_{sd} et i_{sq} [20].

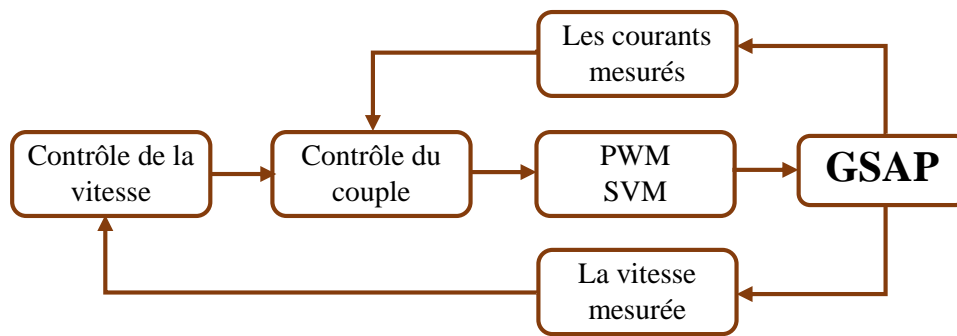


Figure III.7 : Schéma fonctionnel de la commande d'une **GSAP**.

A partir de la figure III.7, on peut voir qu'il existe trois blocs de contrôle et deux blocs de mesure.

Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant i_{sd} nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant i_{sq} via la tension u_{sq} . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation (aimants permanents) [17]. L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante i_q soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante i_{sd} du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique. Si le courant i_d est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe 'd' s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne

une augmentation au flux d'entrefer (sur excitation). D'autre part, si le courant i_d est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (sous excitation). Le courant i_{sd} doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant. La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q [17].

On peut montrer que le couple est maximum lorsque le courant i_{sd} est nul. Les composants du vecteur i_s dans le repère de rotor et l'angle de couple sont illustrés sur la figure III.8.

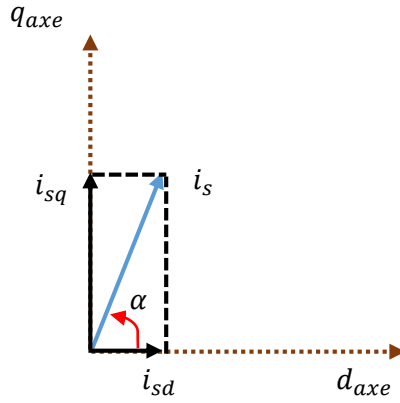


Figure III.8 : Diagramme de phase de la **GSAP** dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant.

A partir de la figure précédente, les composants i_{sd} et i_{sq} peuvent être écrits [20]:

$$i_{sd} = i_s \cos \alpha \quad (III.7)$$

$$i_{sq} = i_s \sin \alpha \quad (III.8)$$

Le couple de **GSAP** est donné par :

$$\mathcal{T}_{em} = \frac{3n_p}{2} [\varphi_m i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}] \quad (III.9)$$

En substituant les courants i_{sd} et i_{sq} de l'équation (III.7) et (III.8) à (III.9), donc l'expression de couple en fonction de i_s et α est donné par :

$$\mathcal{T}_{em} = \frac{3n_p}{2} \left[\varphi_m i_s \sin \alpha + \frac{1}{2} (L_{sd} - L_{sq}) i_s^2 \sin 2\alpha \right] \quad (III.10)$$

Ce couple est constitué de deux parties :

- ✓ L'une est produite par le flux d'aimant permanent (\mathcal{T}_m)
- ✓ et l'autre est le couple de réluctance (\mathcal{T}_{re}), qui est produit par la différence de la réluctance dans les axes d et q du rotor.

De (III.10), les composants \mathcal{T}_m et \mathcal{T}_{re} peut être écrit :

$$\mathcal{T}_m = \frac{3n_p}{2} [\varphi_m i_s \sin \alpha] \quad (III.11)$$

$$\mathcal{T}_{re} = \frac{3n_p}{2} \left[\frac{1}{2} (L_{sd} - L_{sq}) i_s^2 \sin 2\alpha \right] \quad (III.12)$$

Les composants \mathcal{T}_m , \mathcal{T}_{re} et le couple résultant \mathcal{T}_{em} de la machine à pole saillant sont illustrés sur suivante :

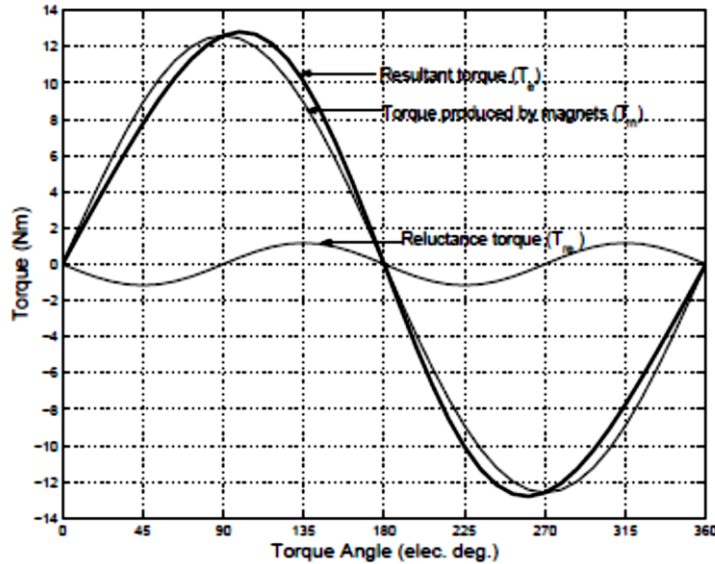


Figure III.9 : allures de composants de couple.

Il convient de mentionner que pour les *GSAP* à pole lisse, la composante de couple réductant (\mathcal{T}_{re}) n'existe pas en raison de la même réductance dans les axes *d* et *q* du rotor et que la composante seule \mathcal{T}_m qui existe.

A partir de la figure III.9 on peut déduire que si l'angle $\alpha = 90^\circ$ le couple réductant est égale à zéro et le couple \mathcal{T}_m est maximum, Par conséquent, le couple électrique ne dépend que du courant de l'axe en quadrature et il est possible d'obtenir un couple constant en s'assurant que i_{sq} est constant [20].

$$\mathcal{T}_e = \mathcal{T}_m = \frac{3n_p}{2} [\varphi_m i_s] = \frac{3n_p}{2} [\varphi_m i_{sq}] \quad (III.13)$$

La machine étudiée est de couple électromagnétique est maximal lorsque le courant statorique dans le référentiel de *Park* est maintenu calé sur l'axe *q* ($i_s = i_{sq}$). Ceci revient à imposer la composante directe du courant nulle qui a pour effet la diminution des pertes joule. On remarque que l'expression du couple électromagnétique est similaire que celle d'une machine à courant continu [17].

Le modèle mathématique selon la commande vectorielle sera réduit est devient :

$$\begin{cases} u_{sd} = -L_{sq}\omega_r i_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r \varphi_m \\ T_{em} = \frac{3}{2} n_p \varphi_m i_{sq} \\ \varphi_q = L_{sq} i_{sq} \\ \varphi_d = \varphi_m \end{cases} \quad (III.14)$$

On remarque qu'on élimine le problème de couplage entre les axes (d, q) . Donc le modèle de la **GSAP** est réduit au modèle équivalent à la machine à courant continu à excitation séparée comme montrer sur la figure suivante [17] :

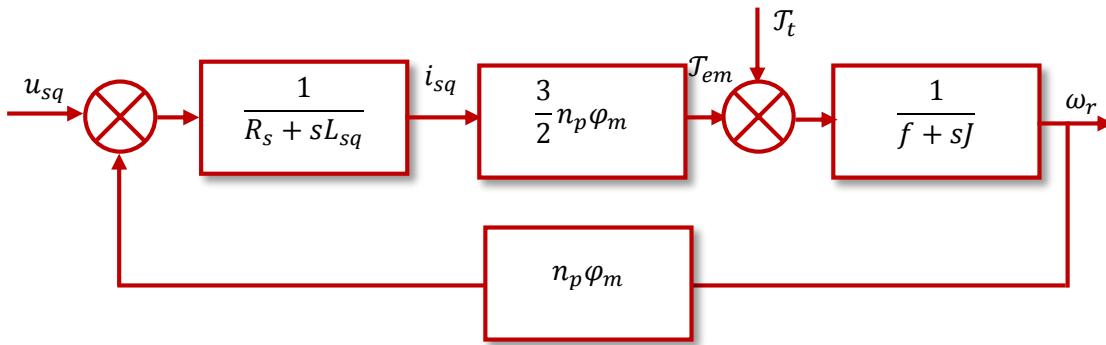


Figure III.10 : Modèle de **GSAP** commandé à flux orienté à i_{sd} nul.

III.2.4.2 Description du système global

La figure III.11 représente le schéma global de la commande vectorielle avec capteur d'une génératrice synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q) . Cette commande est décomposée en deux principales boucles à savoir la boucle lente externe de vitesse et les boucles internes rapides des courants. La transformation directe et inverse de Park est indispensable au cours de cette commande.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur permet de générer le courant de référence i_{sqref} qui est comparé à la valeur du courant i_{sq} issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant i_{sq} .

En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant i_{sd} qui est maintenu à zéro. Les sorties des régulateurs de courant i_{sd} et i_{sq} sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de références u_{sd}^* , u_{sq}^* .

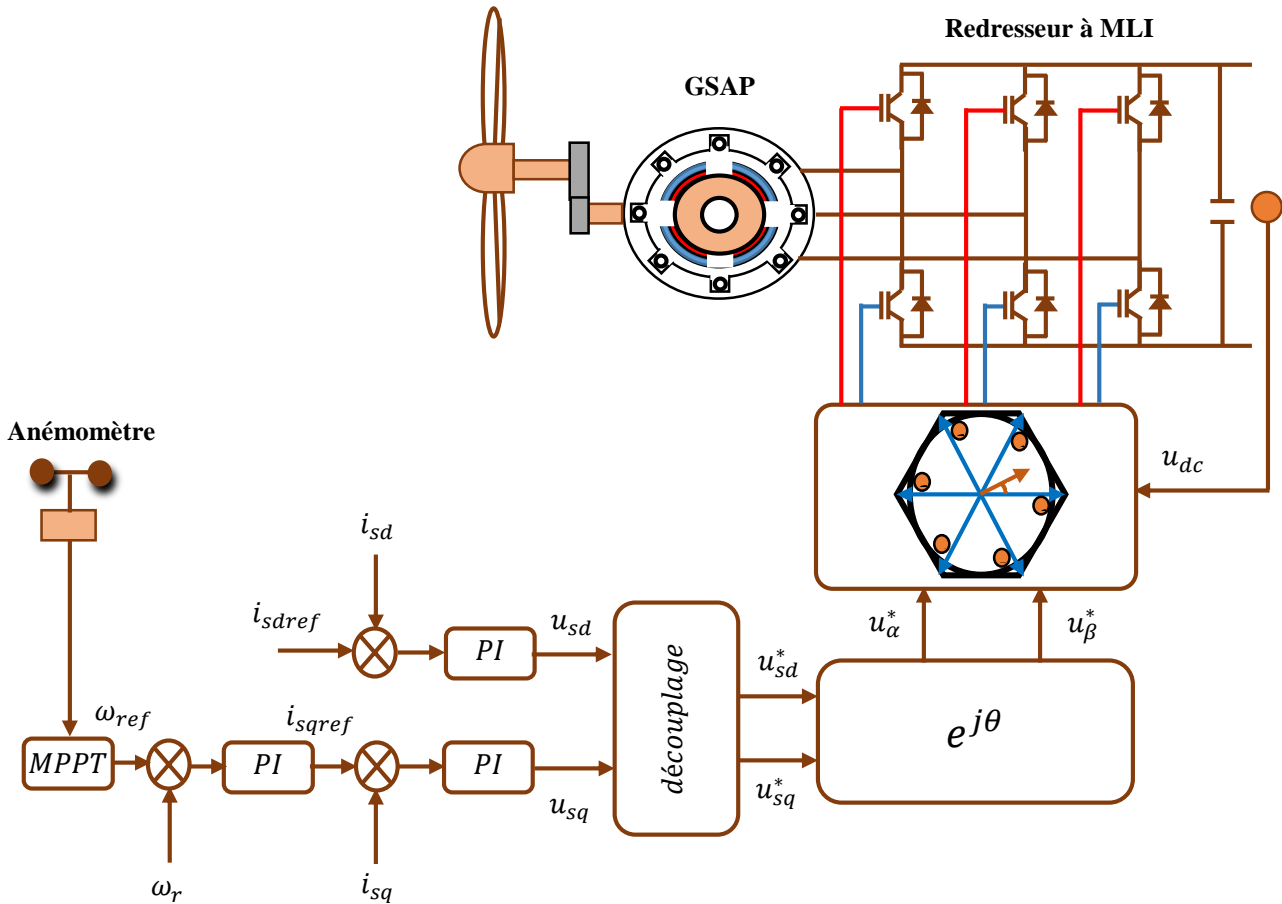


Figure III.11 : structure de la commande vectorielle d'une GSAP.

En imposant ces tensions de référence à l'entrée de la commande de redresseur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques pour calculer les instants de commutations des interrupteurs de convertisseur à chaque période de découpage de manière à ce que les tensions délivrées par la machine soient les plus proches possible des tensions de référence [21].

III.2.4.2.1 Le découplage par compensation

Le modèle de la machine synchrone dans le repère de Park conduit à un système différentiels où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires qu'ils sont les termes de couplage entre les axes d et q , les termes de couplage e_{sd} et e_{sq} , ces deux termes homogènes à une force contre-électromotrice qui agissent comme des perturbations à compenser. Ces derniers étant rajoutés à la sortie des régulateurs des courants i_{sdref} et i_{sqref} afin d'obtenir les tensions de commande $u_{sdref} = u_{sd}^*$, et $u_{sqref} = u_{sq}^*$.

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties [22] :

$$\begin{cases} u_{sd} = u_{sd}^* + e_{sd} \\ e_{sd} = \omega_r L_{sq} i_{sq} \end{cases} \quad (III.15)$$

$$\frac{i_{sd}}{u_{sd}^*} = \frac{1}{R_s + sL_{sd}} \quad (III.16)$$

La perturbation e_{sd} est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir [23] :

$$\begin{cases} u_{sq} = u_{sq}^* + e_{sq} \\ e_{sq} = \omega_r L_{sd} i_{sd} + \omega_r \varphi_m \end{cases} \quad (III.17)$$

De la même façon, le terme e_{sq} est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante:

$$\frac{i_{sq}}{u_{sq}^*} = \frac{1}{R_s + sL_{sq}} \quad (III.18)$$

La figure III.12 représente découplage par compensation :

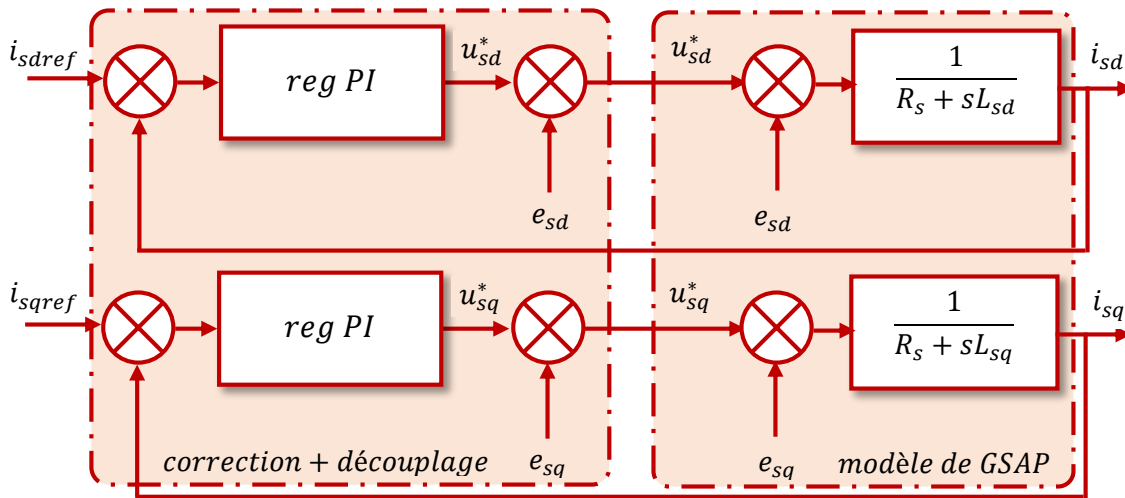


Figure III.12 : Découplage par compensation.

Le terme e_{sq} a été compensé du côté commande. Il est utilisé pour éliminer le couplage des deux axes d et q . de la même manière que pour le courant i_{sd} , le terme e_{sd} est utilisé pour éliminer le couplage.

Nous considérons que le découplage des courants et la compensation de la **f.c.é.m.** (e_{sd}) sont parfaitement réalisés. Ainsi, les régulateurs de courant peuvent être calculés séparément [23]. Avec le découplage mis en place on aboutit à deux systèmes mono-variables indépendants et linéaires (figure III.13). On peut donc utiliser une approche basée sur les fonctions de transfert

pour la synthèse des régulateurs de courant de type **PI**, où u_{sd}^* , u_{sq}^* aient une relation de premier ordre avec les deux composantes de courants statoriques i_{sd} et i_{sq} [21]:

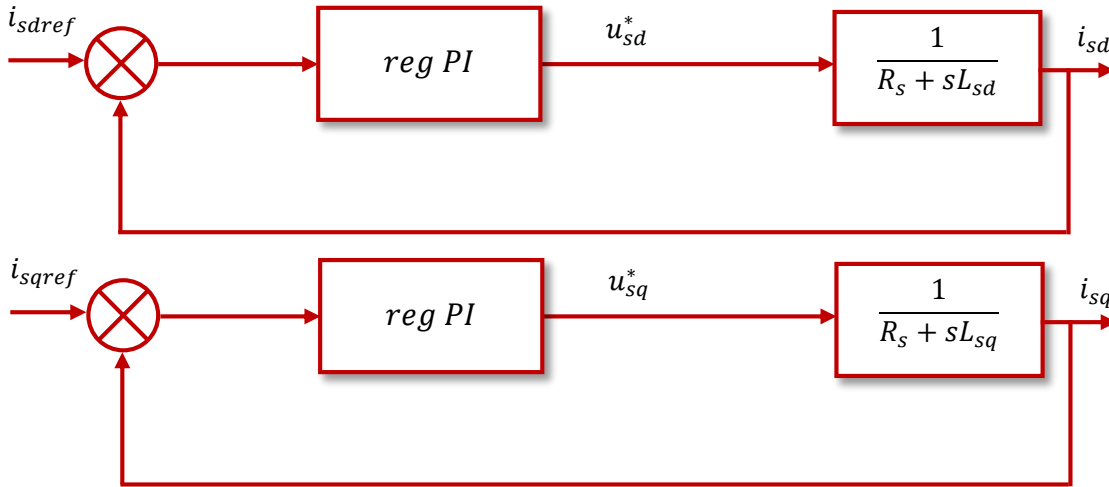


Figure III.13 : Commande découplée.

III.2.2.2.2 Calcul des régulateurs

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés au moyen des techniques classiques ou avancées développées pour les systèmes linéaires. La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type **PI** (proportionnelle, intégrale) dans ce chapitre [23].

a. régulation des courants

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée. La boucle de régulation d'axe q se présente alors sous la forme du schéma donné sur la figure III.14. On note que la structure de la boucle de courant d'axe d est quasiment identique à celle de l'axe q .

Remarque : Dans ce qui suit, seule la régulation sur l'axe q sera décrite.

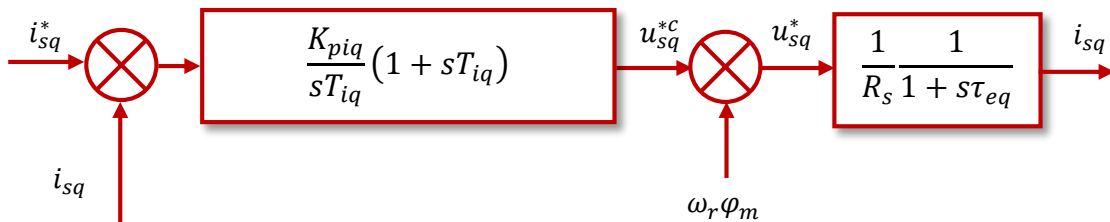


Figure III.14 : Boucle de régulation du courant i_{sq} .

La dynamique du moteur relative à la partie électrique est égale à :

$$G_{iq}(s) = \frac{1}{R_s + sL_{sd}} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + s\tau_{eq}} \quad (III.19)$$

Avec : $\tau_{eq} = \frac{L_{sq}}{R_s}$

τ_{eq} : est la constante de temps électrique relative à l'axe q .

En négligeant le terme de compensation Pour simplifie le schéma et synthétiser le régulateur **PI** facilement. Cependant, pour déterminer les constantes du correcteur, on calcul la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$G_{oiq}(s) = \frac{K_{piq}}{sT_{iq}} (1 + sT_{iq}) \cdot \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + s\tau_{eq}} \quad (III. 20)$$

K_{piq} est le gain de l'action proportionnelle du correcteur de courant i_{sq} ,

T_{iq} est la constante du temps d'intégration,

$$K_{iiq} = \frac{K_{piq}}{T_{iq}} \quad (III. 21)$$

K_{iiq} : est le gain de l'action intégrale.

En plaçant le zéro du correcteur de façon à compenser le pôle du système en boucle ouverte, c'est-à-dire :

$$T_{iq} = \tau_{eq} = \frac{L_{sq}}{R_s} \quad (III. 22)$$

Ainsi, les constantes de temps sont égales à :

$$\tau_{oq} = \tau_{eq} = \frac{K_{piq}}{K_{iiq}} \quad (III. 23)$$

Où τ_{oq} représente la constante de temps électrique du système en boucle ouverte.

La fonction de transfert en boucle fermée prend la forme suivante :

$$G_{fiq}(s) = \frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = \frac{G_{oiq}}{1 + G_{oiq}} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_{iiq}}s} = \frac{1}{1 + s\tau_{fq}} \quad (III. 24)$$

En boucle fermée, la constante de temps τ_{fq} vaut :

$$\tau_{fq} = \frac{R_s}{K_{iiq}} \quad (III. 25)$$

Donc, on écrit :

$$K_{iiq} = \frac{R_s}{\tau_{fq}} \quad (III. 26)$$

Il est tout à fait clair que la dynamique du courant est d'autant plus rapide que la valeur de K_{iiq} (K_{piq} également) est élevée.

Le rapport entre τ_{fq} et τ_{oq} définit la rapidité de la dynamique du courant en boucle fermée par rapport à celle de la boucle ouverte. En effet, on écrit :

$$\tau_{fq} = \frac{1}{\eta} \tau_{oq} \quad (III. 27)$$

Ainsi, si on désire avoir un temps de réponse dix fois plus rapide que la dynamique électrique interne du machine, les gains du correcteur sont donnés par :

$$\begin{cases} K_{piq} = \eta R_s = 10 R_s \\ K_{iiq} = \eta \frac{R_s}{\tau_{oq}} = 10 \frac{R_s}{\tau_{oq}} \end{cases} \quad (III. 28)$$

Le choix de η fixe, en réalité, la bande passante du système qui devrait être choisie par rapport à la fréquence de découpage, aux besoins de l'utilisateur et en fonction des constantes de temps du système à réguler.

En effet, imposer à $\eta = 10$ prévoit une bande passante équivalente f_{bp} égale à 227 Hz [24].

b. Régulation de la vitesse

Une fois la régulation de la boucle de courant validée, il est alors possible de mettre en place, en cascade, une boucle de vitesse souhaitée.

Le schéma bloc de régulation de la vitesse est la suivant :

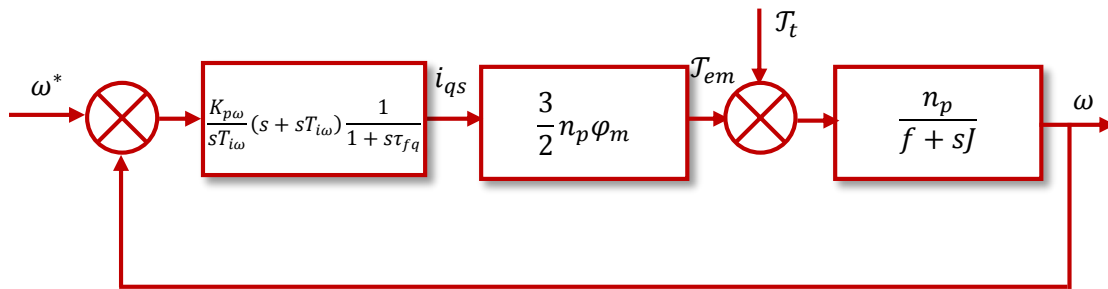


Figure III.15 : Boucle de régulation de la vitesse.

Sur la base de la structure de contrôle en cascade (figure.(III.15)), on supposera que la dynamique de la boucle interne est suffisamment rapide de telle sorte que l'on puisse admettre que les variables internes (i_{sd} et i_{sq}) ont déjà atteint leurs valeurs de référence et qu'elles se trouvent dans leur état stationnaire, c'est-à-dire, que $i_{sd} = i_{sd}^*$ et $i_{sq} = i_{sq}^*$. Cela veut dire que la boucle interne de courant est approximée par un gain unitaire.

Le courant statorique direct est asservi à zéro. Compte tenu des termes de découplage que l'on introduit dans les boucles internes et en compensant le zéro du **PI** par le pôle de la partie mécanique du moteur, la fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne est donnée par :

$$G_{fv}(s) = \frac{1}{1 + s\tau_{fv}} \quad (III. 29)$$

Où :

$$\tau_{fv} = \frac{2J}{3n_p^2 \varphi_m K_{p\omega}} \quad (III. 30)$$

Le gain $K_{p\omega}$ est déterminé de manière à obtenir une dynamique en vitesse ayant la bande passante souhaitée.

En effet, un gain $K_{p\omega} = 0.06$ permet d'avoir une constante de temps équivalente $\tau_{fv} = 0.0903 \text{ sec}$. Le gain de l'action intégrale se déduit de la manière suivante [24] :

$$K_{i\omega} = K_{p\omega} \frac{f}{J} = \frac{2f}{3n_p^2 \varphi_m \tau_{fv}} \quad (III.31)$$

III.3 Résultat des simulations et discussion

Après la synthèse des régulateurs, nous exécutons la simulation de la commande vectorielle avec capteur sous *Matlab-Simulink*.

Les simulations sont effectuées avec une période d'échantillonnage de 20 (μ s).

Les paramètres de la machine utilisée dans les simulations, sont récapitulés dans le tableau suivant :

Parameters	Values	Units
Stator Resistance R_s	0.57	[Ω]
Stator Inductance L	0.004	[H]
Back EMF constant K_e	0.078	[Vs/rad]
viscous friction f_v	0.004	[$Nm \cdot s/rad$]
Rotor flux φ_m	0.064	[wb]
Moment of Inertie J	0.002	[$Kg \cdot m^{-2}$]
Number of pole paires n_p	2	

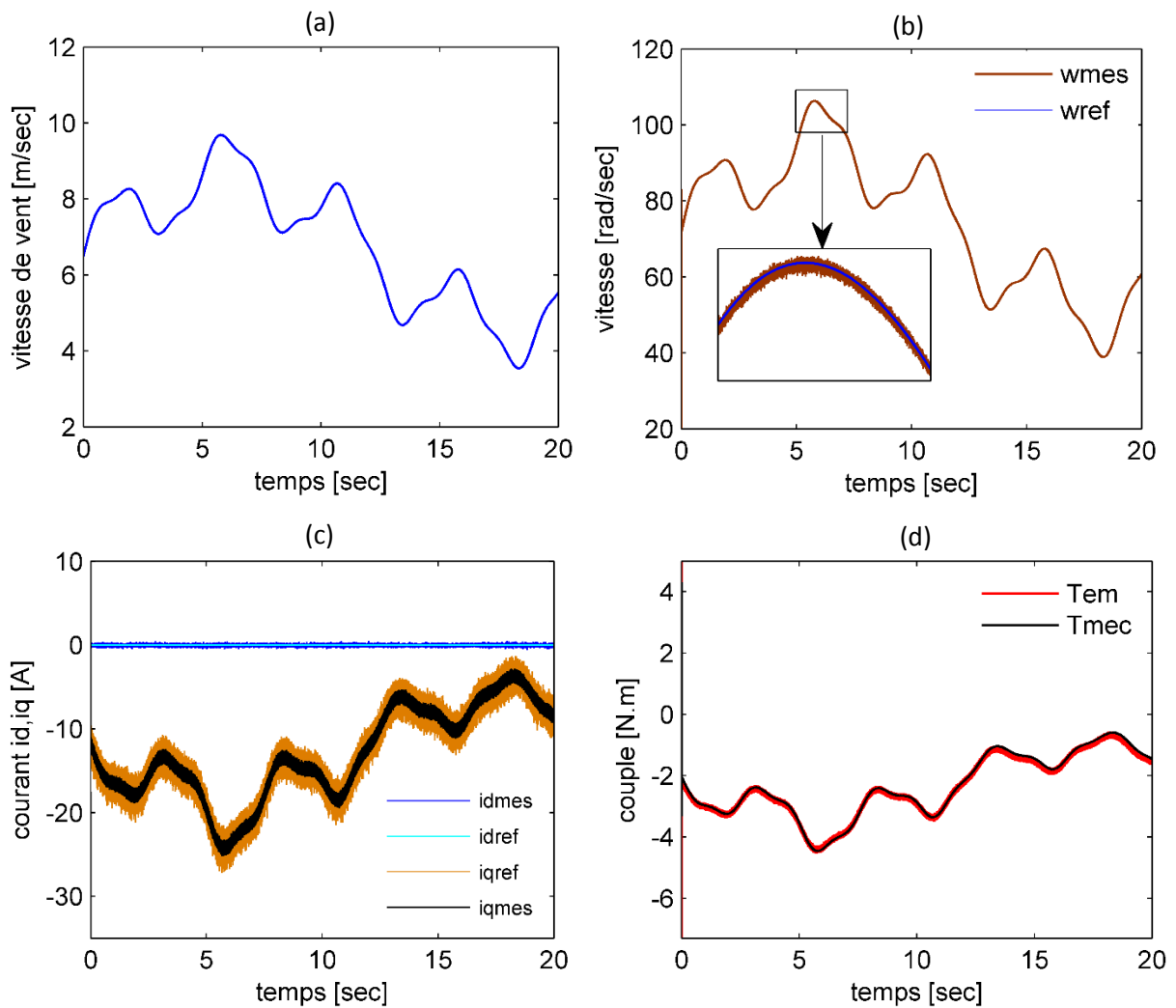
Tableau III.1 : Les paramètres machine turbine.

La [figure III.16 \(a\)](#) montre le profil de vent utilisé pour faire examiner les différents comportements du système éolien. Ce profile est variable qui composé de plusieurs fonction comme il'est indiqué par l'équation suivante :

$$V_v = 6.5 + 0.2 * \sin(0.1047 * t) + 2 * \sin(0.2665 * t) + \sin(1.2930 * t) + 0.2 * \sin(3.6645 * t) \quad (III.32)$$

Nous observons que l'allure de la vitesse [figure III.16\(b\)](#) suite parfaitement sa trajectoire de référence pour toute la plage de variation de la vitesse du vent, Les courants suivant les axes d et q sont bien découplés avec meilleur performances statiques et dynamiques [figure III.16\(c\)](#), signifier que les calculs du correcteur sont bien choisis. Le couple électromagnétique fourni par la **GSAP** est équivalent au courant en quadrature notons simplement que l'amplitude est différent. Le couple de la turbine et le couple électromagnétique de **GSAP** [figure III.16\(d\)](#) ont

la même amplitude mais avec des signes négatifs qui confirment le fonctionnement générateur. La vitesse relative est à sa valeur optimale $\lambda_{opt} = 6.1$, ainsi le coefficient de puissance est à sa valeur maximale (0,38) comme elles sont montrées sur les figures III.16(e et f) respectivement, donc le générateur éolien débite le maximum de puissance possible et la stratégie de *MPPT* est bien confirmée. La position est mesurée dans ce scénario est présenté sur la figure III.16 (g). La figure III.16 (h) montre les courants de la sorties de *GSAP* qui sont clairement de système triphasé sinusoïdale.



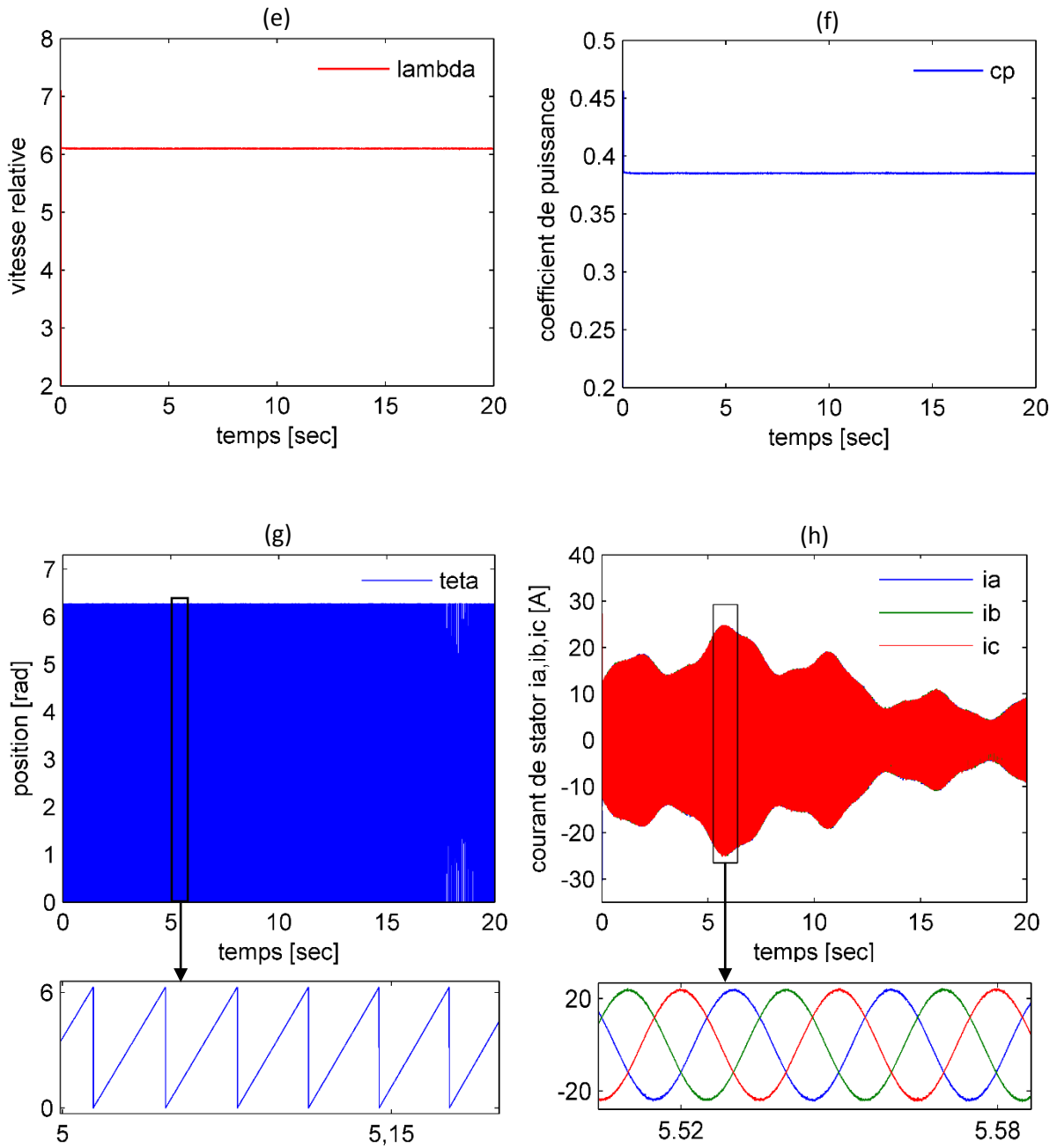


Figure III.16 : Les résultats de simulation, (a) vitesse de vent, (b) vitesse de *GSAP*, (c) les courants suivant les axes d et q, (d) le couple, (e) la vitesse relative λ , (f) le coefficient de puissance C_p , (g) la position, (h) les courants triphasés.

III.4 Conclusion

Dans cette partie nous avons étudié les deux stratégies de commande utilisée pour la commande de l'éolienne. Nous avons utilisé la méthode de maximisation de puissance avec asservissement de vitesse pour obtenir une efficacité énergétique maximum d'une chaîne éolienne, qui consiste à déplacer en permanence son point de fonctionnement sur une position optimale. On a aussi étudié en détail la commande vectorielle qui consiste à contrôler les courants du stator. Il est basé sur la transformation du système dépendant du temps des courants triphasés en un système invariant dans le temps à deux coordonnées (d et q). Ces projections conduisent à une structure similaire à celle d'une commande de machine à courant continu afin d'assurer une commande souple de vitesse. Les résultats de simulation basée sur l'emploi des régulateurs classique de type **PI** montrent qu'une haute performance que ce soit du courant ou de vitesse, même un excellent découplage entre les deux références d'entrée, la composante de couple est alignée avec la coordonnée q et la composante de flux est alignée avec la coordonnée d . Ce contrôle est rapide en régime transitoire et il est plus précis en régime permanent, de plus, les résultats de la simulation montrent que le **GSAP** est adapté aux systèmes de production d'énergie éolienne.

Dans le chapitre suivant on va présenter la commande sans capteur d'une **GSAP** introduisant les notions de l'observateur.

Référence bibliographique

- [1] yuxi shi, field oriented control of permanent magnet synchronous motor with third-harmonic injection pulse width modulation to reduce quad-rotors' speed ripples, Mémoire de Master, Liaoning Shihua University, 2017.
- [2] Arnaud Gaillard, Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service, Thèse de doctorat, Université de Nancy, 2010.
- [3] S. El Aimani, Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension, Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2004.
- [4] K. Eftichios, K. Kostas, Design of a maximum power tracking system for wind energy conversion applications, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 2, April 2006.
- [5] K. Tan, S. Islam, Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors, IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 19, No. 2, pp. 392-399, June 2004.
- [6] A. G. Abo-Khalil, D.C. Lee, MPPT control of wind generation systems based on estimated wind speed using SVR, IEEE Transaction on industrial electronics, Vol. 55, No. 3, Mars 2008.
- [7] R. D. Shukla and R. K. Tripathi, Maximum power extraction schemes and power control in wind energy conversion system, International Journal of Scientific and Engineering Research, vol. 3, Issue 6, pp. 1–7, 2012.
- [8] J. Thongam and M. Ouhrouche, MPPT control methods in wind energy conversion systems, Intech, 2011.
- [9] A. Mirecki, X. Roboam, and F. Richardeau, Architecture complexity and energy efficiency of small wind turbines, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 1, pp. 660–670, 2007.
- [10] René Aubrée, Stratégies de commande sans capteur et de gestion de l'énergie pour les aérogénérateurs de petite puissance, thèse de doctorat, Université de Nantes, 2014.
- [11] Y. Bekakra D. Ben Attous, Sliding mode controls of active and reactive power of a DFIG with MPPT for variable speed wind energy conversion, Australian Journal of Basic and Applied Sciences, Vol. 5, No. 12, pp. 2274-2286, 2011.
- [12] Tahri Ahmed, Contribution à l'identification et à la commande robuste des génératrices synchrones à aimants permanents associées aux générateurs éoliens, thèse de doctorat, Université ibn khaldoun de tiaret, 2018.
- [13] Blaschke. F., the principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines. Siemens Review, Vol.34, pp.217-220, 1972.

- [15] M. Attou Amine, Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents, mémoire de Master, Université djillali liabes de sidi bel-abbes, 2011.
- [16] F. Gillon, Modélisation et Optimisation par Plan d'Expériences d'un Moteur à Commutation Electronique; Thèse de Doctorat, Université de Lille, 1997.
- [17] Amiri mohammed, ali dahmane oussama, Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant, mémoire de MASTER, Université Aboubakr Belkaïd, Tlemcen, 2017.
- [18] Arab naima, Etude et Modélisation de L'Entrainement Electrique d'un Système Eolien à base de la Machine Synchrone à Aimants Permanents, mémoire de magister, Université Mouloud Mammeri, tizi-ouzou, 2014.
- [19] Anders Kronberg, Design and Simulation of Field Oriented Control and Direct Torque Control for a Permanent Magnet Synchronous Motor with Positive Saliency, Université Uppsala , 2012.
- [20] Chandana Perera, Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives, these de doctorat, Université de Aalborg, Denmark, 2002.
- [21] A. Benbrahim. Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents, mémoire de magister, université de Annaba, 2010.
- [22] Kendouci Khedidja, Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents, Thèse de doctorat en science, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran -Mohamed Boudiaf- 2012.
- [23] zeghoudi souhila, commande par passivité de la machine synchrone a aimants permanents, Mémoire de Master, Université Abou Bekr-Belkaid – Tlemcen, 2015.
- [24] S. Hassaine, Validation expérimentale d'une commande robuste H_{∞} : application à un moteur synchrone à aimant permanent, thèse de doctorat, Université ibn khaldoun de tiaret, 2011.

Chapitre IV

Chapitre IV : La Commande sans Capteur du Système Eolien

Sommaire

IV.1 Introduction.....	76
IV.2 Commande côté stator.....	77
IV.3 Conception de l'observateur	78
IV.3.1 Observateur à grande vitesse	78
IV.3.1.1 Le mode de glissement	78
IV.3.1.1.1 La condition d'existence du mode glissant	78
IV.3.1.1.2 Systèmes à structure variables	79
IV.3.1.1.3 concepts de base de modes de glissements	79
IV.3.1.1.4 Phénomène de chattering	80
a. Solution de couche limite.....	80
b. Solution par des lois d'approche.....	82
c. Solution par des modes glissants d'ordre supérieur	82
c.1 Algorithme du twisting	83
c.2 Algorithme du super-twisting.....	84
IV.3.1.2 observateur en mode glissant super-twisting.....	85
IV.3.1.3 Observateur à mode glissant d'ordre deux appliqué au <i>GSAP</i>	86
IV.3.1.3.1 Les Propriétés de la fonction de <i>Lyapunov</i>	88
a. Première méthode de <i>Lyapunov</i>	88
b. Deuxième méthode de <i>Lyapunov</i>	88
IV.3.1.3.2 Stabilité de l'observateur à mode glissant d'ordre deux	90
a. Temps de Convergence.....	93
IV.3.1.3.3 Estimation de la position et la vitesse de rotor.....	93
IV.3.2 Observateur à petite vitesse	94
IV.3.2.1 Analyse de stabilité	96
IV.3.2.2 Le régulateur <i>PI</i>	97
IV.3.2.3 Régulateur flou.....	97
IV.3.3 L'observateur hybride.....	99
IV.3.3.1 Algorithme de transition.....	100
IV.4 Résultats de Simulation.....	102
IV.5 Conclusion	107

IV.1 Introduction

Le concept de contrôle vectoriel est souvent utilisé pour produire un contrôle découplé du couple et du flux dans la machine. Pour assurer un bon fonctionnement à vitesse variable, ce contrôle requiert des informations continues et précises sur la position et la vitesse du rotor. Par conséquent, un encodeur placé sur l'arbre de la machine ou un observateur programmé est nécessaire pour acquérir cette information. En général, les encodeurs de la position et les capteurs de vitesse présentent plusieurs inconvénients, notamment la complexité matérielle, le coût, la sensibilité à des facteurs externes tels que les vibrations et la température [1], et peuvent présenter des problèmes de fiabilité. Par conséquent, des recherches approfondies ont été consacrées à la conception d'observateurs programmés. Ces observateurs peuvent être classés en trois grandes catégories en fonction du régime de fonctionnement de la machine.

- ✓ **Les observateurs fonctionnés à vitesse nominale,**
- ✓ **Les observateurs à faible vitesse,**
- ✓ **Les observateurs hybrides (fonctionne sur une large plage de vitesse).**

Le fonctionnement sans capteur sur une large plage de vitesse d'une **GSAP** à pôle lisse a connu un handicap à cause de sa structures des aimants, l'objectif de cette étude dans ce chapitre est de développer un observateur hybride adapter à ce type de machine.

La première partie de ce chapitre présente les concepts de base de la théorie de mode de glissement d'ordre un, Cependant, le système en boucle fermée ne glisse pas parfaitement sur la surface de glissement à cause de la commande discontinue qui produit le chattering. Sa présence dégrade la stabilité et la qualité de poursuite des trajectoires et sollicite de manière énergétique les actionneurs. Il existe plusieurs méthodes permettant d'en réduire ces effets. On s'intéresse à celle de mode glissant d'ordre deux qu'est introduite par une autre structure afin de compenser les perturbations linéaires croissantes.

La deuxième partie de ce chapitre est spécialement concentrée sur le régime basse vitesse. L'observateur choisit est reposé sur l'estimation de flux en imposant un courant de référence direct différent de zéro.

Pour faire le couplage entre les deux types d'observateurs, la technique de coefficient de pondération est implanté mais avec d'autre façon afin d'avoir une continuité de service sans perte de contrôle.

Deux groupes de résultats de simulation sont montrés, l'un sans perte de contrôle et l'autre pour tester et avoir l'efficacité de l'algorithme proposé en cas de perte de contrôle de l'un des

observateurs utilisés. Et on termine ce chapitre par un tableau de comparaison entre les approches qui existent et l'approche proposé.

IV.2 Commande côté stator

La structure de base de la technique de commande est basé sur la décomposition de courant de stator en deux axes séparés, l'un pour contrôler le flux et l'autre pour contrôler le couple, la régulation de la vitesse est utilisée pour contrôler le couple en même temps d'extraire le maximum de puissance (vérifie l'algorithme de **MPPT**) par l'application d'une référence dépend de la vitesse de vent et the optimal tip speed ratio :

$$\omega^* = \frac{\lambda_{opt} \times V_v}{R} \quad (IV.1)$$

la figure suivante englobe les différents blocs de commande coté génératrice :

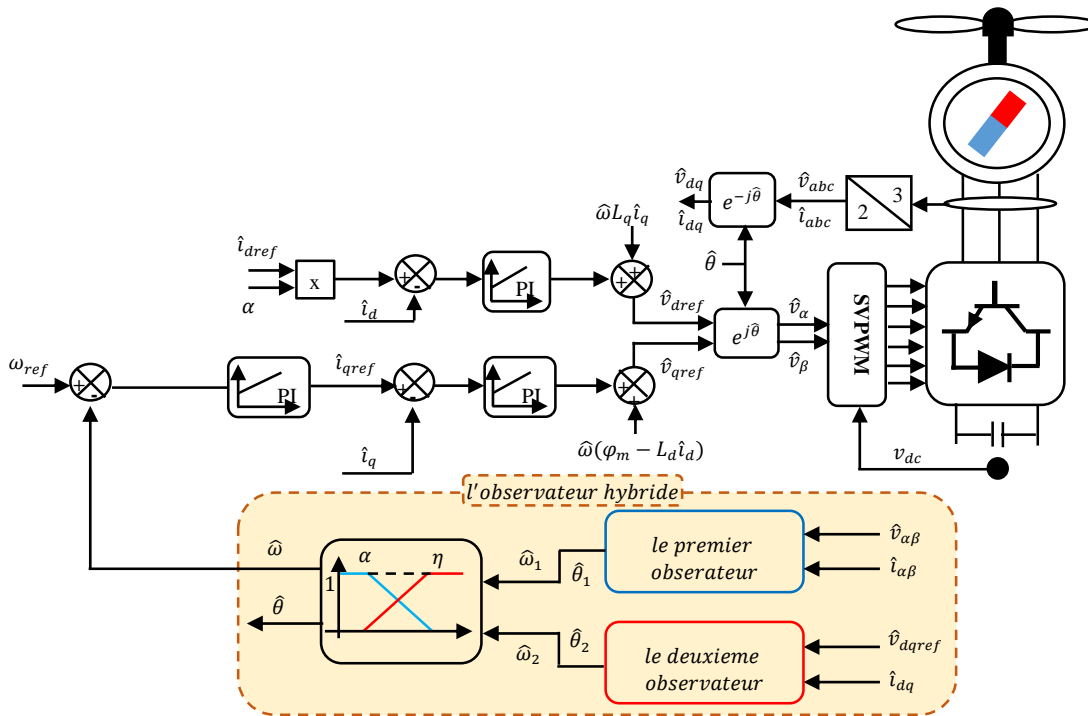


Figure IV.1 : Schéma bloc de la commande côté machine.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur **PI** est permet de générer le courant de référence \hat{i}_{qref} qui est comparé à la valeur du courant \hat{i}_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur **PI** du courant \hat{i}_q . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant id qui est maintenu à zéro. Les sorties des régulateurs de courant i_{sd} et i_{sq} sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence $(\hat{v}_{dref}, \hat{v}_{qref})$ et par passage du repère (d, q)

au repère (α, β) qui nous donne les deux tensions de référence $(\hat{v}_{dref}, \hat{v}_{qref})$ de la commande *MLI* Vectorielle (*SVM*). L'observateur à mode glissant d'ordre deux permet d'estimer la position et la vitesse rotorique à partir des mesures de tensions et de courants de repère fixe (α, β) et un autre observateur qui utilise les tensions et les courants de repère tournant (d, q) pour estimer ces variables mécaniques. Le passage d'un observateur à l'autre se fait par un pont de transition [2].

IV.3 Conception de l'observateur

IV.3.1 Observateur à grande vitesse

IV.3.1.1 Le mode de glissement

Historiquement, l'approche à mode glissant a été développée pour la première fois à l'Union soviétique durant les années 1950. Et à partir des travaux d'*Utkin* [3] qui traite les bases de cette technique, la technique des modes glissants pour les systèmes non-linéaires a été largement étudiée et développée. L'objectif de cette méthode est d'obliger le système à suivre, en temps fini, une surface où le comportement résultant correspond aux dynamiques souhaitées [4]. Cette technique n'est autre qu'un cas particulier de la théorie des systèmes à structure variable, présentée par *Filippov* en 1960 [5].

IV.3.1.1.1 La condition d'existence du mode glissant

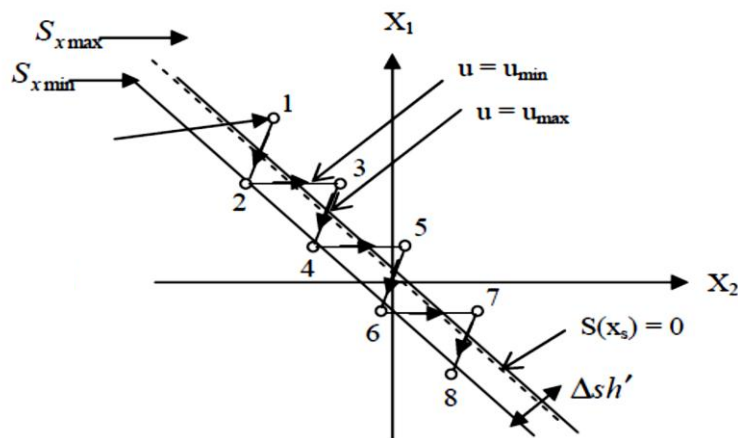


Figure IV.2 : phénomène de glissement.

Le mode de glissement existe lorsque la commutation est variée d'une façon continue entre les deux grandeurs u_{max} et u_{min} . Ce phénomène est démontré à l'aide de (la figure IV.2) [6].

IV.3.1.1.2 Systèmes à structure variables

Les systèmes à structure variable consistent en un ensemble de sous-systèmes avec une logique de commutation appropriée. Les propriétés avantageuses résultent du changement de la structure en fonction de cette logique de commutation.

Un système à structure variable peut représenter par des équations différentielles du type :

$$\dot{x} = \begin{cases} f_i(x) & \text{si la condition } i \text{ est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(x) & \text{si la condition } n \text{ est vérifiée} \end{cases} \quad (IV.2)$$

où : f_i représente les fonctions qui appartiennent à un ensemble de sous-systèmes et $i \in [1, n]$. Par conséquent, les systèmes à structures variables sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

IV.3.1.1.3 Concepts de base de modes de glissements

La technique par (MG) consiste à forcer la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes (figure IV.3).

- ❖ **Mode de convergence (MC)**: durant lequel la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(x) = 0$ et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- ❖ **Mode de glissement (MG)**: durant lequel la variable d'état a atteint la surface glissante et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x) = 0$.
- ❖ **Mode de régime permanent (MRP)**: il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

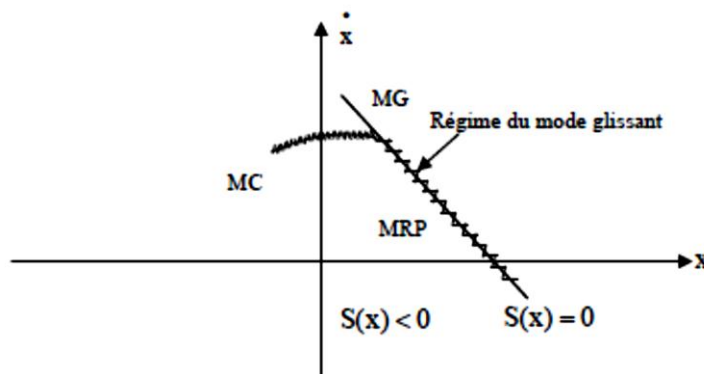


Figure IV.3 : Différents modes de trajectoire dans le plan de phase.

Les avantages de la commande *MG* sont importants et multiples à savoir une haute précision, une bonne stabilité, une simplicité d'implantation, l'invariance...etc., ce qui lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis. Mais l'inconvénient majeur c'est l'existence de chattering [7].

IV.3.1.1.4 Phénomène de chattering

Malgré les avantages de simplicité et de robustesse de l'*OMG* d'ordre un, il souffre généralement de problème bien connu, appelé broutement ou chattering en anglais, qui est une oscillation à haute fréquence de la trajectoire de système autour de la surface de glissement **figure IV.4**. Ce phénomène est indésirable pour les systèmes réels car il peut conduire à l'instabilité et à la dégradation des performances ainsi il peut provoquer une détérioration prématurée des systèmes mécaniques et une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable) [8].

Ce phénomène est dû :

- Des retards purs en série avec le système en boucle ouverte (retards inhérents au système, échantillonnage,...)
- Des dynamiques non modélisées des capteurs et observateurs, qui retardent le moment où le régulateur prend conscience qu'il faut inverser la commande.
- Des dynamiques non modélisées des actionneurs et autres dynamiques rapides du système, qui retardent le moment où la commande est suffisamment forte pour rapprocher le système de la surface de glissement [9].

De nombreuses approches ont été proposées pour réduire ce phénomène. Comme la solution de couche limite [10, 11, 12, 13], fuzzy sliding mode, mode glissant d'ordre supérieur, lois d'approche, etc...

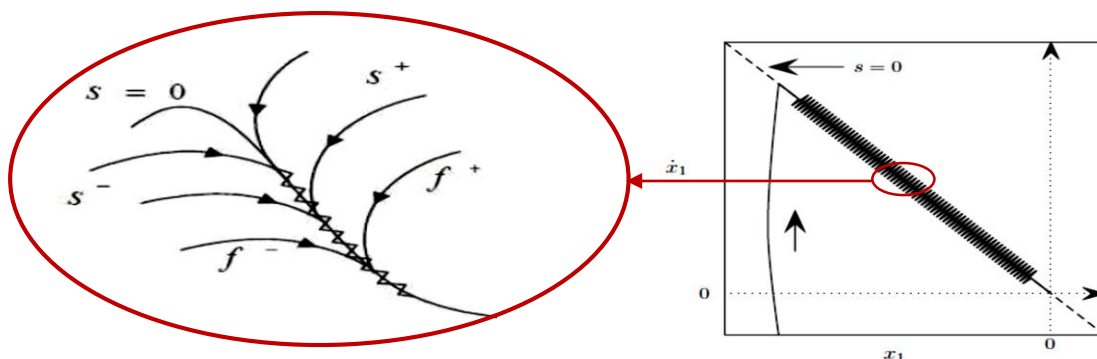
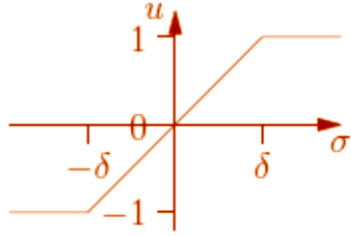
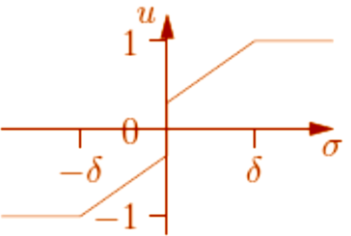
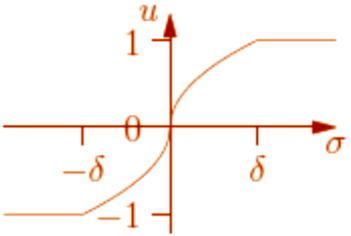
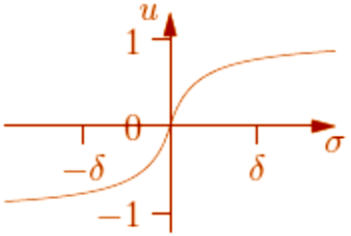
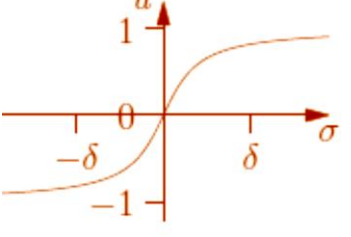


Figure IV.4 : Le chattering.

a. Solution de couche limite

Elle est connue sous le nom de "boundary layer solution", consiste à remplacer la fonction sign par une approximation continue, le tableau suivant résume quelques fonctions :

<p>La fonction saturation :</p> $sat(\sigma, \delta) = \begin{cases} sign(\sigma) & si \sigma > \delta \\ \frac{\sigma}{\delta} & si \sigma \leq \delta \end{cases}$	
<p>La fonction sign + saturation :</p> $sat(\sigma, \delta) = \begin{cases} (a + b)sign(\sigma) & si \sigma > \delta \\ a \frac{\sigma}{\delta} + bsign(\sigma) & si \sigma \leq \delta \end{cases}$	
<p>La loi d'interpolation de puissance</p> $sat(\sigma, \delta) = \begin{cases} sign(\sigma) & si \sigma > \delta \\ \left(\frac{\sigma}{ \delta }\right)^{(q-1)} & si 0 < \sigma \leq \delta \\ 0 & si s = 0 \end{cases}$	
<p>La fonction pseudo-sign</p> $v(\sigma, \delta) = \frac{\sigma}{ \sigma + \delta}$	
<p>La fonction arctangente</p> $v(\sigma, \delta) = \frac{2}{\pi} \arctan\left(\frac{\sigma}{\delta}\right)$	

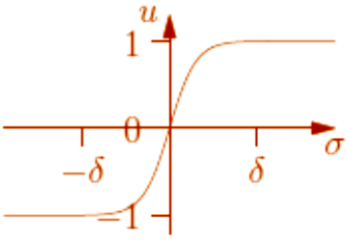
<p>La fonction tangente hyperbolique</p> $v(\sigma, \delta) = \tanh\left(\frac{\sigma}{\delta}\right)$	
--	--

Tableau IV.1: les différentes fonctions.

b. Solution par des lois d'approche

Par ailleurs, une approche intéressante consiste à concevoir des lois de convergence non linéaires qui permettent une adaptation dynamique d'une composante de la commande en fonction de la variation de la fonction de glissement. Ainsi, plus le vecteur d'état est loin de la surface de glissement, plus cette composante est grande et tend à ramener le vecteur vers la surface et inversement. Par conséquent, il est théoriquement possible de réduire les commutations haute fréquence en régime établi, sans toutefois affecter le temps de convergence ni même l'erreur de poursuite du système. *Gao et Hung* [14] ont proposé notamment deux lois d'atteinte possibles pour réduire les commutations.

La première loi d'atteinte contient un terme proportionnel à la fonction de glissement qui permet au système d'atteindre plus rapidement la surface de glissement lorsque celui-ci en est éloigné. De plus, le terme proportionnel allège le travail de la partie discontinue $sign(S)$ et permet par conséquent une réduction des commutations sur la commande.

Cette loi d'atteinte est donnée par :

$$\dot{s} = -\alpha \cdot sign(s) - Q \cdot s \quad (IV.3)$$

Dans la deuxième loi de convergence figure une puissance fractionnaire de la fonction de glissement qui multiplie le signe de celle-ci, comme suit :

$$\dot{s} = -K|s|^{\rho_c} sign(s) \quad (IV.4)$$

Où : ρ_c est un réel strictement compris entre 0 et 1 et $k > 0$. Il est par ailleurs démontré par *Gao et Hung* que la loi de convergence (IV.4) engendre un temps d'atteinte fini de la surface de glissement [14].

c. Solution par des modes glissants d'ordre supérieur

Les *MG* d'ordre supérieur ont été introduits pour remédier au problème du chattering tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par

modes glissants classiques. Cette méthode a été beaucoup développée par **Lavant** [15, 16, 17, 18, 19] et par **Emelyanov** [20, 21, 22, 23].

Dans cette approche, le terme discontinu n'apparaît plus directement dans l'expression de la commande synthétisée mais dans une de ses dérivées supérieures ce qui a le mérite de réduire le chattering.

Le principe de la commande par modes glissants d'ordre supérieur, ordre r par exemple, consiste à contraindre le système à évoluer sur une surface de glissement déterminée par :

$$\{s = \dot{s} = s^{r-1} = 0\} \quad (IV.5)$$

r : étant l'ordre de la commande et si la $i^{\text{ème}}$ dérivée de la fonction s par rapport au temps.

Dans la littérature, il existe plusieurs algorithmes de commande par modes glissants d'ordre supérieur. Parmi ces algorithmes nous présentons, dans la suite, l'algorithme du twisting et l'algorithme du super-twisting [7].

c.1 Algorithme du twisting

L'algorithme de twisting a été présenté dans [20, 15]. La convergence en temps fini vers l'origine du plan de phase (s, \dot{s}) est obtenue à l'aide de la commutation de l'amplitude de la commande entre deux valeurs, de manière que l'abscisse et l'ordonnée soient croisées de plus en plus près de l'origine.

Pour un système de degré relatif un, la variable U est considérée comme une variable d'état, alors que sa dérivée \dot{U} est la nouvelle commande. En effet, considérons le système à commander, décrit comme suit :

$$\dot{x} = f(t, x, u) \quad (IV.6)$$

Où $f(t, x, u)$ est un vecteur de fonctions suffisamment dérivable.

L'algorithme du twisting est défini alors de la manière suivante :

Définition : Soit le système (IV.6) et la surface de contrainte $s = 0$; l'algorithme de commande est donné par :

$$\dot{U} = \begin{cases} -U & \text{si } |U| > U_{max} \\ -\lambda_M \text{sign}(s) & \text{si } s\dot{s} > 0 \text{ et } |U| \leq U_{max} \\ -\lambda_m \text{sign}(s) & \text{si } s\dot{s} \leq 0 \text{ et } |U| \leq U_{max} \end{cases} \quad (IV.7)$$

Où les paramètres λ_m et λ_M vérifient les inégalités suivantes :

$$\begin{cases} \lambda_M > \lambda_m > 0 \\ \lambda_m > \frac{4G_2}{s_0} \\ \lambda_M > \frac{h}{G_1} \\ \lambda_M > \frac{G_2\lambda_m}{G_1} + \frac{2h}{G_1} \end{cases} \quad (IV.8)$$

Il existe des constantes positives s_0 , G_1 , G_2 , et h telle que (propriétés de convergence en temps fini [8]):

$$|s(t, x) < s_0| \tag{IV. 9}$$

Alors :

$$0 < G_1 \leq \frac{\partial \dot{s}(t, x)}{\partial U} \leq G_2 \tag{IV. 10}$$

$$\left| \frac{\partial}{\partial t} \dot{s}(t, x, U) + \frac{\partial s}{\partial x} \dot{s}(t, x, U) f(t, x, U) \right| < h \tag{IV. 11}$$

La figure IV.5 montre le plan de phase où la loi de commande est caractérisée par un mouvement de spirale autour de l'origine. La convergence vers l'origine est assurée après un nombre infini de tours. L'amplitude de ces mouvements est décroissante [7].

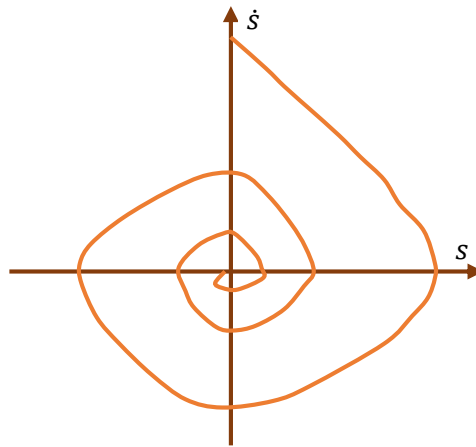


Figure IV.5 : Plan de phase de l'algorithme du twisting.

c.2 Algorithme du super-twisting

L'algorithme de super-twisting a été développé par Levant [16] pour commander les systèmes d'ordre relatif un, tout en éliminant le phénomène de réticence. Dans ce cas, la trajectoire de la commande dans le plan de phase est caractérisée par une convergence rapide vers l'origine comme elle est montrée sur la figure suivante :

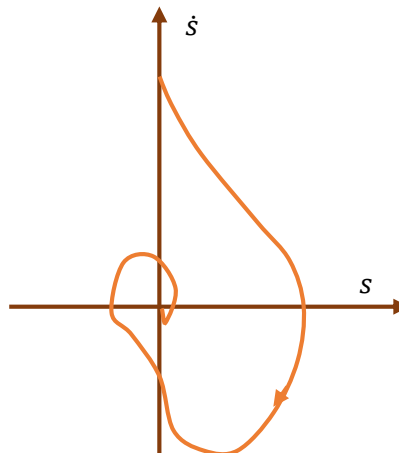


Figure IV.6 : Plan de phase de l'algorithme du super-twisting.

La loi de commande U est constituée ici de deux termes :

$$U(t) = U_1(t) + U_2(t) \quad (IV.12)$$

$$\dot{U}_1(t) = \begin{cases} -U & \text{si } |U| > 1 \\ -W \text{sign}(s) & \text{si } |U| \leq 1 \end{cases} \quad (IV.13)$$

$$U_2(t) = \begin{cases} -\lambda |s_0|^\vartheta \text{sign}(s) & \text{si } |s| > s_0 \\ -\lambda |s|^\vartheta \text{sign}(s) & \text{si } |s| \leq s_0 \end{cases} \quad (IV.14)$$

Avec : $0 < \vartheta < 0.5$

Les conditions suffisantes de convergence en temps fini sont les suivantes [7] :

$$W > \frac{h}{G_1} \quad (IV.15)$$

$$\lambda^2 \geq \frac{4h G_2(W + h)}{G_1^2 G_1(W - h)} \quad (IV.16)$$

IV.3.1.2 Observateur en mode glissant super-twisting

Le modèle standard de l'algorithme de super-twisting (*AST*) est représenté par :

$$\dot{x}_1 = -\kappa_1 |\bar{x}_1|^{1/2} \text{sign}(\bar{x}_1) + x_2 + \delta_1(x_1, t) \quad (IV.17a)$$

$$\dot{x}_2 = -\kappa_2 \text{sign}(\bar{x}_1) + \delta_2(x_2, t) \quad (IV.17b)$$

Avec x_i les variables d'états, \bar{x}_i l'erreur entre les variables d'état, κ_i representent les coefficients, δ_i sont les termes de perturbation et $\text{sign}(\cdot)$ est la fonction sign, $i = 1, 2$.

Si les conditions suivantes sont vérifiées, l'*OMGOS* converge en un temps fini :

$$\kappa_1 > 2\mathfrak{h}_1, \quad \kappa_2 > k_1 \frac{5\mathfrak{h}_1 \kappa_1 + 4\mathfrak{h}_1^2}{2(\kappa_1 - 2\mathfrak{h}_1)} \quad (IV.18)$$

$$|\delta_1| \leq \mathfrak{h}_1 \sqrt{|x_1|}, \quad \delta_2 = 0 \quad (IV.19)$$

Où \mathfrak{h}_1 est un constant positif [24, 25].

Dans cette étude, un autre algorithme générique de mode glissant de second ordre proposé par [26], et décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x}_1 = -\kappa_1(t) \psi_1(x_1) + x_2 + \delta_1(x_1, t) \quad (IV.20a)$$

$$\dot{x}_2 = -\kappa_2 \psi_2(t)(x_1) + \delta_2(x_2, t) \quad (IV.20b)$$

Les termes non-linéarités $\psi_1(x_1)$ et $\psi_2(x_1)$ sont :

$$\psi_1(x_1) = \mu_1 |x_1|^p \text{sign}(x_1) + \mu_2 |x_1|^q \text{sign}(x_1) \quad (IV.21a)$$

$$\psi_2(x_1) = \mu_1^2 p |x_1|^{2p-1} \text{sign}(x_1) + \mu_1 \mu_2 (p + q) |x_1|^{p+q-1} \text{sign}(x_1) + \mu_2^2 q |x_1|^{2q-1} \text{sign}(x_1) \quad (IV.21b)$$

Avec $\mu_1, \mu_2 \geq 0$ constantes positives et $q \geq 1 \geq p \geq 1/2$ sont des nombres réels.

Pour différentes valeurs des paramètres (μ_1, μ_2, p, q) , on peut citer quelques conditions :

Un algorithme linéaire est récupéré lorsque $(\mu_1, \mu_2, p, q) = (1, 0, 1, 1)$, donc :

$$\psi_1(x_1) = x_1 \quad (IV.22)$$

$$\psi_2(x_1) = x_1 \quad (IV.23)$$

L'algorithme classique de super-twisting (**ACST**), initialement proposé dans [16], est obtenu en définissant $(\mu_1, \mu_2, p, q) = (1, 0, 1/2, q)$ donc :

$$\psi_1(x_1) = |x_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(x_1) \quad (IV.24)$$

$$\psi_2(x_1) = \frac{1}{2} \text{sign}(x_1) \quad (IV.25)$$

Dans ce cas $\psi_2(x_1)$ est une fonction discontinue.

Un algorithme homogène est obtenu si $p \geq 1/2$ alors :

$$\psi_1(x_1) = |x_1|^p \text{sign}(x_1) \quad (IV.26)$$

$$\psi_2(x_1) = p|x_1|^{2p-1} \text{sign}(x_1) \quad (IV.27)$$

L'ancien algorithme **ST** est récupéré pour $p = 1/2$ et le système (IV.20) dans ce cas est homogène.

Pour $p = 1/2$ et $q = 1$ l'algorithme généralisé de super-twisting (**AGST**) proposé par [27] est obtenu.

Tous ces algorithmes utilisent des gains constants k_1, k_2 . Cependant, un algorithme de super-twisting à gain variable (**VGSTA**) qui proposé dans [28], utilise des gains variables $k_i(t)$. Notez que l'algorithme GSO (IV.20) a un terme d'ordre inférieur $\mu_1|x_1|^p \text{sign}(x_1)$, où $1 \geq p \geq 1/2$, et un terme d'ordre supérieur $\mu_2|x_1|^q \text{sign}(x_1)$, avec $q \geq 1$.

On peut remarquer que les propriétés de convergence de l'algorithme (IV.20), avec et sans perturbations, dépendent fortement des valeurs de p et q [26].

Note : on va utiliser l'abréviation **HOSMO** (high order sliding mode observer) au lieu d'utiliser **AGST**.

IV.3.1.3 Observateur à mode glissant d'ordre deux appliqué au **GSAP**

Cet observateur estime les grandeurs mécaniques non mesurables (vitesse, position) à partir d'estimation des *f.é.m.*, Les seules données fournies à cet observateur sont les mesures des courants et des tensions statoriques. L'application de l'algorithme de super twisting sur une **GSAP** conduit à modifier son modèle mathématique comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = \frac{-R}{L} \hat{i}_\alpha - \frac{1}{L} V_\alpha + \frac{1}{L} u_\alpha(t) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = \frac{-R}{L} \hat{i}_\beta - \frac{1}{L} V_\beta + \frac{1}{L} u_\beta(t) \end{cases} \quad (IV.28)$$

Où $\hat{}$ désigner la valeur estimée et $L = L_{sd} = L_{sq}$.

En comparant avec (II.31), on peut remarquer que $\frac{-R_s}{L} \hat{i}_\alpha - \frac{1}{L} v_\alpha$ et $\frac{-R_s}{L} \hat{i}_\beta - \frac{1}{L} v_\beta$ dans les équations de tension **GSAP** sont considérées comme des termes de perturbation. $u_{\alpha,\beta}(t)$ sont les termes robustes basés sur le **AST** classique [25] définis comme suit :

$$u_\alpha(t) = -\mathcal{K}_1 |\mathcal{S}_\alpha(t)|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\mathcal{S}_\alpha(t)) - \mathcal{K}_2 \int \text{sign}(\mathcal{S}_\alpha(t)) dt \quad (IV.29a)$$

$$u_\beta(t) = -\mathcal{K}_1 |\mathcal{S}_\beta(t)|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\mathcal{S}_\beta(t)) - \mathcal{K}_2 \int \text{sign}(\mathcal{S}_\beta(t)) dt \quad (IV.29b)$$

La limite de la fonction *sign* peut ralentir les trajectoires de l'algorithme lorsqu'elles sont éloignées de l'origine, par conséquent, des termes linéaires sont introduites pour améliorer le taux de convergence et rendre la surface de glissement insensible aux perturbations linéaire croissante, les nouvelles termes de correction s'écrivent [29, 30] :

$$u_\alpha(t) = -\mathcal{K}_1 \psi_1(\mathcal{S}_\alpha(t)) - \mathcal{K}_2 \int \psi_2(\mathcal{S}_\alpha(t)) dt \quad (IV.30a)$$

$$u_\beta(t) = -\mathcal{K}_1 \psi_1(\mathcal{S}_\beta(t)) - \mathcal{K}_2 \int \psi_2(\mathcal{S}_\beta(t)) dt \quad (IV.30b)$$

Les surfaces de glissement sont choisies comme :

$$\mathcal{S}_\alpha(t) = \hat{i}_\alpha - i_\alpha \quad (IV.31a)$$

$$\mathcal{S}_\beta(t) = \hat{i}_\beta - i_\beta \quad (IV.31b)$$

Avec \hat{i}_α et \hat{i}_β sont les courants estimés, i_α et i_β sont les courants mesurés.

Pour compenser les perturbations linéaire croissantes, les termes non linéaires $\psi_1(\mathcal{S}_{\alpha\beta}(t))$, $\psi_2(\mathcal{S}_{\alpha\beta}(t))$ sont introduits et défini par :

$$\psi_1(\mathcal{S}_\alpha(t)) = \mathcal{S}_\alpha(t) + \mathcal{K}_3 \sqrt{|\mathcal{S}_\alpha(t)|} \tanh(\mathcal{S}_\alpha(t)) \quad (IV.32a)$$

$$\psi_2(\mathcal{S}_\alpha(t)) = \mathcal{S}_\alpha(t) + \frac{1}{2} \mathcal{K}_4^2 \tanh(\mathcal{S}_\alpha(t)) + \frac{3}{2} \mathcal{K}_4 \sqrt{|\mathcal{S}_\alpha(t)|} \tanh(\mathcal{S}_\alpha(t)) \quad (IV.32b)$$

On remplaçant les termes $\mathcal{S}_\alpha(t)$ par $\mathcal{S}_\beta(t)$ dans (IV.32a, IV.32b), pour obtenir les termes $\psi_1(\mathcal{S}_\beta(t))$ et $\psi_2(\mathcal{S}_\beta(t))$ [29].

Où $\mathcal{K}_1, \mathcal{K}_2, \mathcal{K}_3$ and \mathcal{K}_4 sont des constantes positives. Le gain \mathcal{K}_1 peut provoquer une saturation quand il est élevé, Si le gain \mathcal{K}_1 est élevé, il résulte une entrée de commande importante (saturation possible dans la pratique), mais le taux de convergence devient plus élevé, ce qui permet de choisir un compromis entre la taille du contrôle et le taux de

convergence. \mathcal{K}_2 et \mathcal{K}_3 sont choisis pour améliorer la stabilité en temps fini et pour rejeter l'effet d'incertitude. Le gain \mathcal{K}_4 devrait être ajusté pour atteindre un équilibre entre robustesse et chattering, $\mathcal{K}_1\psi_1(\mathcal{S}_\alpha(t))$ est utilisé pour améliorer le temps de convergence lorsque les trajectoires de l'algorithme sont loin de l'origine, quand il est grand, le taux de convergence est augmenté. Si \mathcal{K}_2 est sélectionnée plus élevée que le terme de perturbation, le terme $\mathcal{K}_2 \int \psi_2(\mathcal{S}_\alpha(t))dt$ va dominer la perturbation

Un compromis entre robustesse, vitesse de convergence et taille du contrôle doit être déterminé pour ajuster les paramètres [30].

IV.3.1.3.1 Les Propriétés de la fonction de *Lyapunov*

L'approche à mode glissant est basée sur la théorie de *Lyapunov*, l'objectif de la procédure est de construire une loi de commande qui ramène le système vers un état désiré, qui est généralement un état d'équilibre stable en boucle fermée.

Dans cette section on donne quelques notions de stabilité au sens de *Lyapunov*, les conditions de stabilité des différents états d'équilibres des systèmes dynamiques non linéaires. La classe des systèmes est celle dérivant des modèles de systèmes physiques qui peuvent se présenter par un ensemble des équations différentielles ordinaires.

a. Première méthode de *Lyapunov*

Pour un système non linéaire, on s'intéresse souvent à son comportement au voisinage des points singuliers. Si la dynamique est linéarisée au tour d'un point d'équilibre. Peut-on se prononcer sur la stabilité locale du système ? La réponse est donnée par le théorème de stabilité locale de *Lyapunov*, connu sous le nom de première méthode.

Ce théorème est d'une importance limitée, car il ne permet d'étudier que la stabilité d'un point singulier (stabilité locale) et ne donne aucune information sur le domaine de stabilité (stabilité globale). De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires.

b. Deuxième méthode de *Lyapunov*

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Pour un système physique, l'énergie est une fonction définie positive de son état. Dans un système conservatif, l'énergie reste constante ; pour un système dissipatif, elle décroît. Pour ces deux cas, le système est stable. Si l'énergie croît, le système est instable.

L'idée de cette méthode est d'analyser la stabilité du système, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles non linéaires le régissant. Il suffit simplement

d'étudier les variations (signe de la dérivée) de l'énergie (ou une fonction qui lui est équivalente) le long de la trajectoire du système (figure IV.7). Les théorèmes suivants, qui permettent de se prononcer sur la stabilité (ou instabilité) d'un système, sont fournis par **Lyapunov**. Ceux-ci sont tirés de l'article de Benaskeur.

Théorème 3.2 (Stabilité asymptotique). *S'il est possible de trouver une fonction $V(x)$ de signe défini (avec $V(0) = 0$), dans un domaine D comprenant la position d'équilibre et dont la dérivée totale par rapport au temps \dot{V} soit définie et de signe opposée dans le même domaine, l'équilibre sera asymptotiquement stable dans ce domaine.*

Théorème 3.3 (Instabilité). *S'il est possible de trouver une fonction V dont la dérivée est de signe défini dans un domaine D comprenant l'origine et que V soit :*

- définie de même signe que \dot{V} , ou
- indéfinie en signe, l'équilibre est instable.

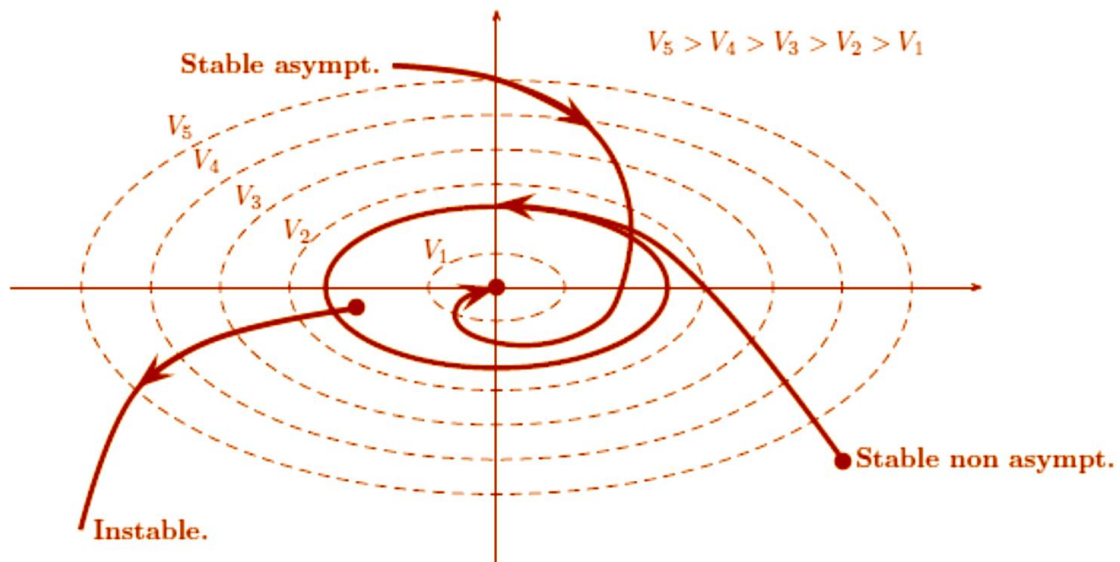


Figure IV.7 : Stabilité par la fonction de **Lyapunov**.

La méthode directe de **Lyapunov** consiste, alors, à chercher une fonction $V(x)$ (représentative de l'énergie) de signe défini qui se prête à l'application de l'un des théorèmes cités précédemment.

Pour les systèmes linéaires, il existe des méthodes systématiques pour construire une fonction de **Lyapunov** permettant de conclure à sa stabilité. Contrairement Il n'y a aucune règle générale permettant de trouver une fonction de **Lyapunov** pour n'importe quel système non linéaire. Il existe néanmoins des approches qui conduisent, en général, à des résultats acceptables. Des exemples de fonctions qui réussissent souvent comme fonctions de **Lyapunov**, sont données par :

- ✓ Fonction quadratique (*Lyapunov*) :

$$V(x) = x^T P x \quad (IV.33)$$

Où P est une matrice symétrique définie positive.

- ✓ Fonction quadratique plus intégrale :

$$V(x) = x^T P x + \int_0^x \rho(U) dU \quad (IV.34)$$

Avec ρ est assujettie à certaines contraintes [31].

On s'intéresse à la deuxième méthode basée sur la première fonction pour analyser la stabilité de l'approche proposée.

IV.3.1.3.2 Stabilité de l'observateur à mode glissant d'ordre deux

Pour analyser la stabilité, les dérivées temporelles de la surface de glissement sont déterminées à partir de (II.31) et (IV.28) comme suit [32] :

$$\dot{\hat{s}}_\alpha = \frac{-R_s}{L} \hat{s}_\alpha - \frac{1}{L} e_\alpha + \frac{1}{L} u_\alpha(t) \quad (IV.35a)$$

$$\dot{\hat{s}}_\beta = \frac{-R_s}{L} \hat{s}_\beta - \frac{1}{L} e_\beta + \frac{1}{L} u_\beta(t) \quad (IV.35b)$$

Hypothèse 1 : Il existe deux constantes $\varrho_{\alpha,\beta}$ telles que les termes de perturbations sont bornés comme suit :

$$|\dot{e}_\alpha| \leq \varrho_\alpha \quad (IV.36a)$$

$$|\dot{e}_\beta| \leq \varrho_\beta \quad (IV.36b)$$

Dès que ω_s , \mathcal{J}_l , $e_{\alpha,\beta}$ et $i_{\alpha,\beta}$ sont continus sur un ensemble compact, la condition (IV.29) n'est pas restrictive.

Théorème 1: Selon l'hypothèse 1, l'origine du système en (IV.35a, IV.35b) est un point d'équilibre robuste et globalement stable en temps fini. En outre, l'estimation de l'entrée inconnue / perturbation $e(\mathcal{S}, t)$ est donné par $\mathcal{K}_2 \int_0^t \psi_2(\mathcal{S}(t)) dt$ après un temps fini.

Proposition 1: Considérant la matrice \mathcal{A}_0 :

$$\mathcal{A}_0 = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -(\mathcal{K}_1 + R_s) & L \\ -\mathcal{K}_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.37)$$

Pour que $\mathcal{K}_1 > 0$ et $\mathcal{K}_2 > 0$, alors \mathcal{A}_0 est la matrice de *Hurwitz*.

A partir de (IV.32a, IV.32b) et (IV.35a, IV.35b), le système est représenté par [30] :

$$\dot{\mathcal{S}}_1 = \mathcal{S}_2 - \left(\frac{\mathcal{K}_1 + R_s}{L} \right) \left(\mathcal{S}_1 + \mathcal{K}_4 [\mathcal{S}_1]^{1/2} \text{sign}(\mathcal{S}_1) \right) \quad (IV.38a)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{S}}_2 = & -\frac{\mathcal{K}_2}{L} \left(\mathcal{S}_1 + \frac{\mathcal{K}_4^2}{2} \text{sign}(\mathcal{S}_1) + 3 \frac{\mathcal{K}_4}{2} |\mathcal{S}_1|^{1/2} \text{sign}(\mathcal{S}_1) \right) \\ & + \frac{\dot{e}_{\alpha,\beta}}{L} \end{aligned} \quad (IV.38b)$$

Avec:

$$\mathcal{S}_1 = \mathcal{S}_{\alpha,\beta}, \quad \mathcal{S}_2 = \left(\frac{1}{L} \right) [e_{\alpha,\beta} - \mathcal{K}_2 \int \psi_2(\mathcal{S}_1(t)) dt] \quad (IV.39)$$

De (IV.28) et (IV.38a):

$$\mathcal{K}_4 = \mathcal{K}_1 \mathcal{K}_3 / (\mathcal{K}_1 + R_s) \quad (IV.40)$$

Preuve 1 [24] : basant sur (IV.32b), si $\mathcal{S}_{\alpha,\beta} = \dot{\mathcal{S}}_{\alpha,\beta} = 0$, donc $|\phi_2(s)| \geq \mathcal{K}_4^2/2$, et on obtient:

$$|\dot{e}(\mathcal{S}, t)| \leq |\psi_2(\mathcal{S})|, \text{ alors } \mathcal{K}_4 \geq \sqrt{2\varrho_{\alpha,\beta}},$$

et

$$\mathcal{K}_3 \geq \sqrt{2\varrho_{1,2}} (\mathcal{K}_1 + R_s) / \mathcal{K}_1 \quad (IV.41)$$

Pour prouver la stabilité et la convergence en temps fini, on utilise la fonction de **Lyapunov** suivante sous forme quadratique [33] :

$$V(\xi) = \xi^T \mathcal{F} \xi \quad (IV.42)$$

Où \mathcal{F} est une solution symétrique constante et définie positive de V telle que :

$$\mathcal{F} = \mathcal{F}^T = \begin{bmatrix} \Gamma + 4\varepsilon^2 & -2\varepsilon \\ -2\varepsilon & 1 \end{bmatrix}, \text{ avec } \Gamma > 0 \text{ et } \varepsilon > 0$$

Et avec le nouveau vecteur d'état :

$$\xi = \begin{bmatrix} \mathcal{S}_1 + \mathcal{K}_4 |\mathcal{S}_1|^{1/2} \text{sign}(\mathcal{S}_1) \\ \mathcal{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix} \quad (IV.43)$$

La dérivée de la fonction de **Lyapunov** est :

$$\dot{V}(s) = \dot{\xi}^T \mathcal{F} \xi + \xi^T \mathcal{F} \dot{\xi} \quad (IV.44)$$

Et l'inégalité standard pour les formes quadratiques est donnée par :

$$\Gamma_{\min}\{\mathcal{F}\} \|\xi\|^2 \leq \xi^T \mathcal{F} \xi \leq \Gamma_{\max}\{\mathcal{F}\} \|\xi\|^2 \quad (IV.45)$$

À partir de (IV.43), la norme euclidienne de ξ est la suivante :

$$\|\xi\|^2 = \mathcal{S}_1^2 + 2\mathcal{K}_4 |\mathcal{S}_1|^{3/2} + \mathcal{K}_4^2 |\mathcal{S}_1| + \xi_2^2 \quad (IV.46)$$

Et de (IV.45), noter que l'inégalité :

$$\|\xi\| \leq \frac{V^{1/2}(\mathcal{S})}{\Gamma_{\min}^{1/2}\{\mathcal{F}\}} \quad (IV.47)$$

On utilise (IV.46), alors $\|\xi\|$ est écrit par :

$$\|\xi\|^2 \geq \mathcal{K}_4^2 |\mathcal{S}_1| \quad (IV.48)$$

Et tant que $\mathcal{K}_4 > 0$, alors :

$$-\frac{\mathcal{K}_4}{\|\xi\|} \geq -|\mathcal{S}_1|^{-1/2} \quad (IV.49)$$

La dérivée temporelle de la fonction de **Lyapunov** le long des solutions du système peut être formulé en utilisant la théorie d'inclusion différentielle comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \left(1 + \frac{\mathcal{K}_4}{2} |\mathcal{S}_1|^{-1/2}\right) \xi^T (\mathcal{A}_0^T \mathcal{F} + \mathcal{F} \mathcal{A}_0) \xi \\ & + 2\xi^T \mathcal{F} \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{e} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (IV.50)$$

Où \mathcal{F} et \mathcal{H} sont liés par l'équation algébrique de **Lyapunov** :

$$-\mathcal{H} = \mathcal{A}_0^T \mathcal{F} + \mathcal{F} \mathcal{A}_0 = - \begin{bmatrix} \mathcal{H}_1 & \mathcal{H}_2 \\ \mathcal{H}_2 & \mathcal{H}_3 \end{bmatrix} \quad (IV.51)$$

$\mathcal{H} = \mathcal{H}^T > 0$ est une matrice symétrique arbitraire et définie positive qui représente la matrice de gain de réaction. De la **preuve 1**, on peut noter que :

$$\begin{aligned} \dot{V} & \leq \left(1 + \frac{\mathcal{K}_4}{2} |\mathcal{S}_1|^{-1/2}\right) \left(\xi^T (\mathcal{A}_0^T \mathcal{F} + \mathcal{F} \mathcal{A}_0) \xi + 2\xi^T \mathcal{F} \begin{bmatrix} 0 \\ \xi_1 \end{bmatrix} \right) \\ & \leq - \left(1 + \frac{\mathcal{K}_4}{2} |\mathcal{S}_1|^{-1/2}\right) \xi^T \mathcal{H} \xi \end{aligned} \quad (IV.52)$$

À partir de (IV.45), cela implique que :

$$\dot{V} \leq - \left(1 + \frac{\mathcal{K}_4}{2} |\mathcal{S}_1|^{-1/2}\right) \Gamma_{min}(\mathcal{H}) \|\xi\|^2 \quad (IV.53)$$

Avec :

$$\begin{cases} \mathcal{H}_1 = 2 \left(\frac{\mathcal{K}_1 + R_s}{L} \right) (\Gamma + 4\varepsilon^2) - 4\varepsilon \left(\frac{\mathcal{K}_2}{L} - 1 \right) \\ \mathcal{H}_2 = -2\varepsilon \left(\frac{\mathcal{K}_1}{L} + \frac{R_s}{L} \right) + \left(\frac{\mathcal{K}_2}{L} + 1 \right) - (\Gamma + 4\varepsilon^2) \\ \mathcal{H}_3 = 4\varepsilon \end{cases} \quad (IV.54)$$

Pour \mathcal{H} être positif, \mathcal{K}_2 et \mathcal{K}_1 doivent être tels que :

$$\mathcal{K}_2 = L \left(\Gamma + 4\varepsilon^2 + \frac{2\varepsilon}{L} (\mathcal{K}_1 + R_s) \right) \quad (IV.55)$$

$$\mathcal{K}_1 > -R_s + \frac{1}{\Gamma} (2\varepsilon L \Gamma - 2\varepsilon L + 8L\varepsilon^3) \quad (IV.56)$$

Par conséquent,

$$\dot{V} \leq -\mu_1 V^{1/2}(\mathcal{S}) - \mu_2 V(\mathcal{S}) \quad (IV.57)$$

Avec $\mu_1 = \frac{\Gamma_{min}(\mathcal{H}) \mathcal{K}_4^2}{\Gamma_{max}^{1/2}(\mathcal{F}) 2}$ et $\mu_2 = \frac{\Gamma_{min}(\mathcal{H})}{\Gamma_{max}(\mathcal{F})}$

Où Γ_{max} et Γ_{min} représente respectivement les valeurs singulières maximales et minimales de la matrice \mathcal{F} [29, 33, 34].

a. Temps de Convergence

La solution de l'équation différentielle (57) est donnée par :

$$V(t) = \begin{cases} (V^{1/2} (\mathcal{S}_{\alpha,\beta}(t_0)) - \frac{\mu_1}{2} t)^2 & \text{if } \mu_1 = 1, \mu_2 = 0 \\ e^{-\mu_2 t} (V^{1/2} (\mathcal{S}_{\alpha,\beta}(t_0)) + \frac{\mu_1}{\mu_2} (1 - e^{\frac{\mu_2}{2} t}))^2 & \text{if } \mu_1 \geq 0, \mu_2 > 0 \end{cases} \quad (IV.58)$$

Au moment $t = 0$, la trajectoire du system (IV.38a, IV.38b) commençant de $\mathcal{S}_{\alpha,\beta}(t_0)$ et va converger vers l'origine ($\mathcal{S}_{\alpha,\beta} = 0$) dans un temps fini. Lorsque $\mu_1 = 1$, toutes les trajectoires convergent vers l'origine en temps fini, et lorsque $\mu_1 = 0$, la convergence est exponentielle. À partir de (IV.58), le temps de convergence peut être écrit sous la forme suivante [33, 24] :

$$T = \begin{cases} \frac{2V^{1/2} (\mathcal{S}_{\alpha,\beta}(t_0))}{\mu_1} & \text{if } \mu_2 = 0 \\ \frac{2}{\mu_2} \ln \left(\frac{\mu_2}{\mu_1} V^{1/2} (\mathcal{S}_{\alpha,\beta}(t_0)) + 1 \right) & \text{if } \mu_2 > 0 \end{cases} \quad (IV.59)$$

IV.3.1.3.3 Estimation de la position et de la vitesse de rotor

Lorsque l'*OMGOS* atteint le point d'équilibre, cela signifie que $\mathcal{S}_{\alpha,\beta} = \dot{\mathcal{S}}_{\alpha,\beta} = 0$ en temps fini, l'équation (IV.35a, IV.35b) devient :

$$0 = -\mathcal{K}_2 \int_0^t \psi_2(\mathcal{S}_\alpha(t)) dt + \hat{e}_\alpha \quad (IV.60a)$$

$$0 = -\mathcal{K}_2 \int_0^t \psi_2(\mathcal{S}_\beta(t)) dt + \hat{e}_\beta \quad (IV.60b)$$

Ensuite, la force contre électromotrice (*FEM*) estimée peut être obtenue comme suit :

$$\hat{e}_\alpha = \mathcal{K}_2 \int_0^t \psi_2(\mathcal{S}_\alpha(t)) dt \quad (IV.61a)$$

$$\hat{e}_\beta = \mathcal{K}_2 \int_0^t \psi_2(\mathcal{S}_\beta(t)) dt \quad (IV.61b)$$

L'équation (II.32) montre qu'il existe une relation entre la *FEM* et la position du rotor, elle est donc exprimée par :

$$\hat{\theta}_1 = -\tan^{-1} \left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \right) \quad (IV.62)$$

L'expression de la vitesse estimée est déduite à partir des *FEMs* par l'équation suivante [30]:

$$\hat{\omega}_1 = \frac{1}{k_e} \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2} \quad (IV.63)$$

IV.3.2 Observateur à petite vitesse

L'observateur décrit dans la section précédente convient à fonctionnement sans capteur pour moyen ou à grande vitesse, où la force électromotrice est plus facile à estimer, cependant, à basse vitesse la *FEM* est très faible et l'estimation donne une mauvaise performance même les effets des non-linéarités de convertisseur deviennent graves [24, 25]. Pour atténuer ce problème, une autre approche sera proposée.

Les observateurs connus à basse vitesse sont basés sur les effets anisotropes (la saillance magnétique), Cette saillance a notamment une influence sur le couple électromagnétique généré, qui dépendra fortement de l'inductance. Ces observateurs peuvent être classés selon le type de signal injecté :

i) Injection de signaux rotatifs à haute fréquence qui peut être portée par les axes ($\alpha - \beta$) [35, 36, 37] ou par les axes ($d - q$) [38, 39]. Il a été démontré que l'injection de courant nécessite que la bande passante des régulateurs de courant soit supérieure à la fréquence d'injection et que l'injection du signal de tension était la méthode la plus couramment utilisée.

ii) Injection d'un signal à haute fréquence alternatif, où de la même manière, le signal injecté est une tension [40] ou un courant [41]. Récemment, dans [42] les auteurs proposent une nouvelle technique fondé sur l'injection d'un signal pulsé à haute fréquence (*HF*) dans le cadre de référence stationnaire ($\alpha - \beta$). Dans [43], les impulsions injectées de courant génèrent un bruit qui peut réduire la précision de l'estimation, les auteurs dans [44] utilisant les deux types précédents qui sont indépendants des paramètres de machine, cependant, produisent plus de pertes. La méthode *INFORM* (Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement) a été introduite par Shroedl [45]. Dans [46], il a été démontré que la précision de l'estimation de la position n'est pas assez satisfaisante lorsqu'on utilise cette méthode. Une injection de signal à onde carrée [47] et une injection arbitraire [48] sont d'autres types de signaux porteurs injectés. Les méthodes d'injection ajoutent un courant à la machine et provoquent un échauffement et des vibrations pendant les phases de grande vitesse [49].

La technique utilisée dans cet observateur est différente par rapport aux autre techniques qui se basé sur l'injection d'un signal. Leur principe est de forcer le courant directe en position défectueuse, cela obligera la position du rotor à la position incorrectement estimée, et la différence entre la position réelle et la position estimée sera réduite, La vitesse est obtenue à partir de la partie imaginaire du flux à l'aide de deux méthodes de contrôle : un contrôleur *PI* classique et un contrôleur de logique floue, comme illustré sur la figure IV.8. La position est l'intégrale de cette vitesse [50].

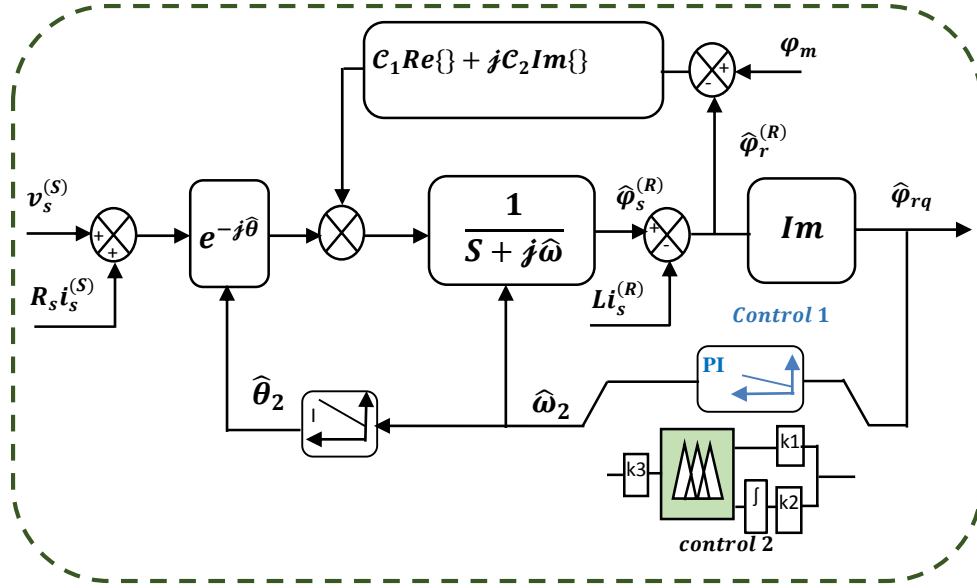


Figure IV.8 : l'observateur à petite vitesse.

Les équations de flux sont données par [51] :

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_s = v_s - R_s i_s \\ \varphi_s = L i_s + \varphi_r \\ \varphi_r = \varphi_m e^{j\theta} \end{cases} \quad (IV.64)$$

La tension du **GSAP** exprimée dans les coordonnées liées au rotor est donnée par [50] :

$$v_s^{(R)} = -R i_s^{(R)} - (S + j\omega_2) L i_s^{(R)} + j\omega_2 \varphi_m \quad (IV.65)$$

Où S est le facteur de la place. L'équation de tension est modifiée dans le système de coordonnées $e^{j\hat{\theta}_2}$ et est écrite par :

$$v_s^{(\hat{R})} = -R_s i_s^{(\hat{R})} - (S + j\hat{\omega}_2) (L i_s^{(\hat{R})} - \varphi_m e^{j(\theta - \hat{\theta}_2)}) \quad (IV.66)$$

On a : $\hat{\omega}_2 = S\hat{\theta}$ et supposant que $\tilde{\theta} = \hat{\theta}_2 - \theta$, ainsi :

$$e^{j\tilde{\theta}} = \cos \tilde{\theta} + j \sin \tilde{\theta} \quad (IV.67)$$

Remplaçant (IV.67) dans (IV.66) et après la simplification, on trouve :

$$\begin{aligned} \varphi_m - L i_s &= \frac{1}{S + j\hat{\omega}_2} (v_s + R_s i_s \\ &\quad + (\omega \sin \tilde{\theta} + j(\omega \cos \tilde{\theta} - \hat{\omega}_2)) \varphi_m) \end{aligned} \quad (IV.68)$$

L'observateur peut prendre la forme proposée suivante :

$$\hat{\varphi}_r - L i_s = \frac{1}{S + j\hat{\omega}_2} (v_s + R_s i_s + Q) \quad (IV.69)$$

Après la soustraction entre (IV.68) et (IV.69), L'erreur dynamique du flux est déterminée par :

$$\begin{aligned} S(\hat{\varphi}_r - \varphi_m) &= -j\hat{\omega}_2(\hat{\varphi}_r - \varphi_m) + Q \\ &\quad + (\omega \sin \tilde{\theta} + j(\omega \cos \tilde{\theta} - \hat{\omega}_2)) \varphi_m \end{aligned} \quad (IV.70)$$

Où $\hat{\varphi}_r = \hat{\varphi}_{rd} + j\hat{\varphi}_{rq}$

On supposant que $Q = -C_1(\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_m) - jC_2\hat{\varphi}_{rq}$, l'équation (IV.70) est décomposée en partie réelle et en partie imaginaire:

$$S(\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_m) = -C_1(\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_m) + \hat{\omega}_2\hat{\varphi}_{rq} + \omega \sin \tilde{\theta} \varphi_m \quad (IV.71)$$

$$S\hat{\varphi}_{rq} = -C_2\hat{\varphi}_{rq} - \hat{\omega}_2(\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_m) - (\hat{\omega}_2 - \omega \cos \tilde{\theta})\varphi_m \quad (IV.72)$$

Avec $\hat{\varphi}_{rq} = -\varphi_m \sin \tilde{\theta}$, et $\hat{\varphi}_{rd} = \varphi_m \cos \tilde{\theta}$,

Les équations (IV.71, IV.72) devenues :

$$S(\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_m) = -C_1(\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_m) + \hat{\omega}_2\hat{\varphi}_{rq} - \omega\hat{\varphi}_{rq} \quad (IV.73)$$

$$S\hat{\varphi}_{rq} = -C_2\hat{\varphi}_{rq} - \hat{\omega}_2(\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_m) - (\hat{\omega}_2 - \omega)\varphi_m + \omega(\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_m) \quad (IV.74)$$

Remplaçant $\tilde{\omega} = \hat{\omega}_2 - \omega$ dans (IV.73, IV.74) on trouve :

$$S(\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_m) = -C_1(\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_m) + \tilde{\omega}\hat{\varphi}_{rq} \quad (IV.75)$$

$$S\hat{\varphi}_{rq} = -C_2\hat{\varphi}_{rq} - \tilde{\omega}(\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_m) - \tilde{\omega}\varphi_m \quad (IV.76)$$

IV.3.2.1 Analyse de stabilité

La stabilité de l'erreur est testée par la fonction de **Lyapunov** suivante :

$$\mathcal{P} = \frac{1}{2} \left((\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_m)^2 + (\hat{\varphi}_{rq})^2 + \frac{1}{\sigma} \tilde{\omega}^2 \right) \quad (IV.77)$$

La dérivée temporelle de la fonction de **Lyapunov** \mathcal{P} s'obtient par la disposition des équations (IV.75, IV.76) et (IV.77) comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{d\mathcal{P}}{dt} &= -C_1(\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_m)^2 - C_2(\hat{\varphi}_{rq})^2 \\ &\quad + \tilde{\omega} \left(-\varphi_m\hat{\varphi}_{rq} + \frac{1}{\sigma} \frac{d\tilde{\omega}}{dt} \right) \end{aligned} \quad (IV.78)$$

Si $\frac{d\tilde{\omega}}{dt} = \sigma\varphi_m\hat{\varphi}_{rq}$, alors l'équation (IV.78) est devenue :

$$\frac{d\mathcal{P}}{dt} = -C_1(\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_m)^2 - C_2(\hat{\varphi}_{rq})^2 \quad (IV.79)$$

Pour $C_1 > 0$ et $C_2 > 0$, donc :

$$\hat{\varphi}_r = \hat{\varphi}_{rd} + j\hat{\varphi}_{rq} \rightarrow \varphi_m \quad (IV.80)$$

Sous cette condition, $\hat{\varphi}_{rq} = -\varphi_m \sin \tilde{\theta}$. Il est également montré que ($\hat{\theta}_2 \equiv \theta$).

Pour examiner la condition d'adaptation on utilisant (IV.78) :

$$\frac{d\tilde{\omega}}{dt} = \sigma\varphi_m\hat{\varphi}_{rq} \quad (IV.81)$$

Finalement si ω est supposé constant, l'équation (IV.81) devienne :

$$\frac{d\hat{\omega}_2}{dt} = \sigma\varphi_m\hat{\varphi}_{rq} \quad (IV.82)$$

IV.3.2.2 Le régulateur PI

En pratique si la variation de la vitesse ω est lente par rapport à la constante de temps d'adaptation, qui dépend de $\sigma_{1,2}$, alors on peut considérer que la vitesse est constante.

Les équations de l'observateur sont obtenues par [50] :

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_r = \hat{\varphi}_s - Li_s \\ \hat{\varphi}_s = \int_0^t (v_s + R_s i_s - C_1(\hat{\varphi}_{rd} - \varphi_m) - jC_2\hat{\varphi}_{rq} - j\hat{\omega}_2\hat{\varphi}_s) dt \\ \hat{\omega}_2 = \sigma_1\hat{\varphi}_{rq} + \sigma_2 \int_0^t \hat{\varphi}_{rq} dt \\ \hat{\theta}_2 = \int_0^t \hat{\omega}_2 dt \end{cases}$$

On considère que σ_1 et σ_2 sont les gains de régulateur **PI**, C_1 , C_2 sont des constants positifs.

IV.3.3.3 Régulateur flou

Les contrôleurs **PI** classiques sont très sensibles aux variations des paramètres internes et aux perturbations externes. Contrairement aux régulateurs classiques, Le contrôleur de logique floue (**CLF**) ne dépend pas du modèle du système et n'est pas affecté par les modifications des paramètres de la machine ni par les perturbations externes.

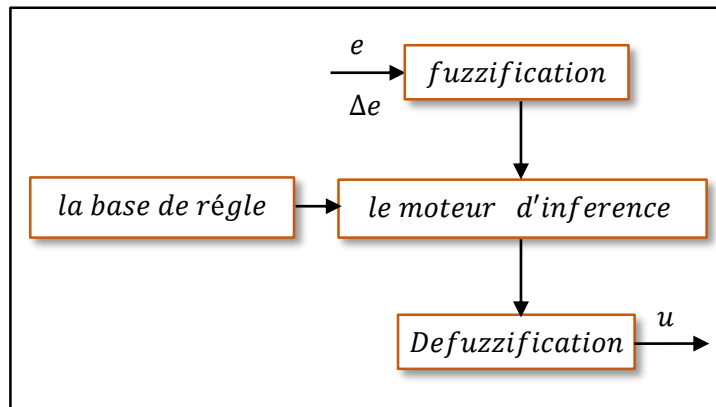


Figure IV.9 : Configuration de base de régulateur flou.

Comme illustrer la figure IV.9, Le *CLF* comprend quatre composants de base : la fuzzification, la base de règles, le moteur d'inférence et la défuzzification [52].

Pour ce système, le flux en quadrature $\hat{\varphi}_{rq}$ et ça dérivée $d\hat{\varphi}_{rq}$ sont les entrées de *CLF*. La sortie de ce régulateur représente la vitesse estimée, où la dérivée de flux $d\hat{\varphi}_{rq}$ est définie par :

$$d\hat{\varphi}_{rq} = (\hat{\varphi}_{rq}(t + 1) - \hat{\varphi}_{rq}(t))/T \tag{IV.84}$$

Avec : T est la période d'échantillonnage.

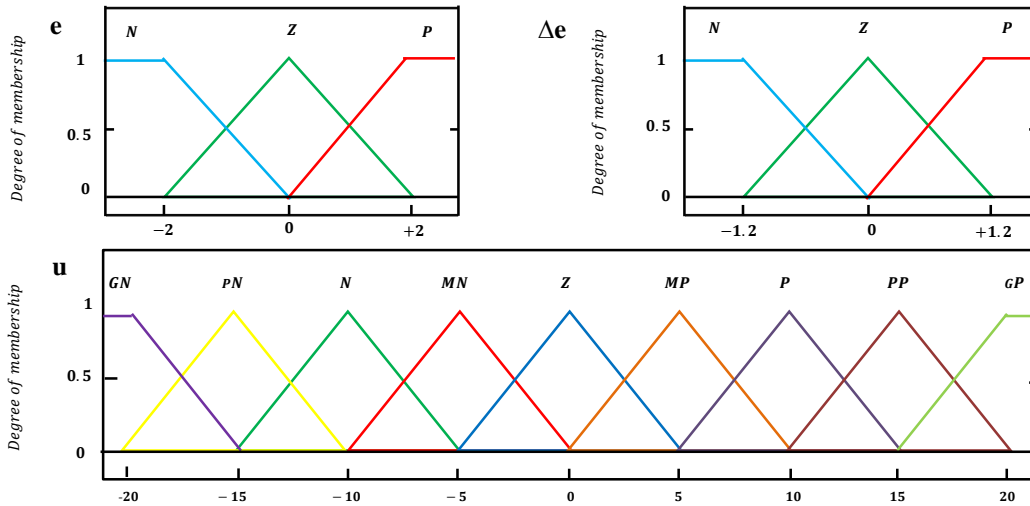


Figure IV.10 : les fonctions d'appartenances de e , Δe et u .

Trois fonctions d'appartenance avec des formes équidistantes symétriques triangulaires et trapézoïdales sont définies pour chaque variable d'entrée avec l'univers de discours $[-2, 2]$ pour $\hat{\varphi}_{rq}$ et $[-1.2, 1.2]$ pour $d\hat{\varphi}_{rq}$ respectivement. La sortie à neuf fonctions d'appartenances triangulaires définies dans l'univers du discours $[-20, 20]$. Les fonctions d'appartenance pour les entrées et les sorties sont indiquées dans la figure IV.10. Le sous-ensemble flou de variables linguistiques est étiqueté comme Grand Négatif (GN), Petit Négatif (PN), Négatif (N), Moyen Négatif (MN), Zéro (Z), Moyen Positive (MP), Positive (P), Petit Positive (PP), Grand Positif (GP).

		$d\hat{\varphi}_{rq}$		
		N	Z	P
$\hat{\varphi}_{rq}$	N	GN	PN	P
	Z	MN	Z	MP
	P	N	PP	GP

Tableau IV.2 : Règles de contrôleur flou.

Toutes les règles d'inférence floues sont résumées dans le [tableau IV.2](#), où la fonction d'opération **AND** (et) est appliquée entre les entrées. La méthode **max Mamdani** a été utilisée dans le mécanisme d'inférence.

La méthode du centre de gravité a été utilisée dans la défuzzification pour transformer l'ensemble flou résultant de l'agrégation de règles en une quantité de contrôle représentant la vitesse estimée :

$$\hat{\omega}_2(k) = \frac{\sum_{i=1}^n U_i \mu[U_i]}{\sum_{i=1}^n [U_i]} \quad (IV.85)$$

Où $\mu[U_i]$, n et U_i est le degré de valeur d'appartenance, le nombre de règles floues (égal à 9 dans ce cas) et le centre de gravité du $i^{\text{ème}}$ ensemble flou respectivement [\[53, 54\]](#). k_1, k_2 et k_3 sont des gains d'adaptation (normalisation) qui déterminent les caractéristiques transitoires et permanent du contrôleur flou et qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure [\[55\]](#).

Le courant de référence direct à basse vitesse est modifié et prend une valeur non nulle, qui peut être déterminée à partir de [\[50\]](#) comme:

$$i_{ref}^d = i_0^d e^{-\hat{\omega}/\omega_0} \quad (IV.86)$$

Avec i_0^d est le courant maximum et ω_0 est la petite vitesse. Ces paramètres i_0^d et ω_0 sont déterminés à partir de référence [\[50\]](#).

IV.3.3 L'observateur hybride

Les observateurs hybrides sont basés sur la combinaison entre deux familles d'observateurs différents, l'un complète l'autre pour assurer un fonctionnement sur une large plage de vitesse.

Plusieurs observateurs hybrides ont été présentés dans la littérature. Deux approches existent :

La première consiste à utiliser deux observateurs dans une configuration hybride avec un algorithme de transition. Une structure hybride a été proposée dans [\[37, 58\]](#), consistant un observateur de flux avec une technique d'injection de signal. Cependant, à très basse vitesse, les performances dynamiques ne sont pas satisfaisantes et ne sont pas suffisamment détaillées. Dans [\[38\]](#), la technique d'injection de signale rotatif à haute fréquence dans l'axe ($d - q$) et un observateur de mode glissant (**SMO**) sont combinés par une fonction de pondération ; cependant, le contrôle direct de couple (**DTC**) produire un couple élevé et des ondulations de flux. Dans [\[49\]](#), la technique d'injection de signal à haute fréquence (**HFSI**) est associée à un observateur adaptatif à mode glissant, mais cette configuration nécessite un filtre passe-bande

(*BPF*) et un filtre passe-bas (*LPF*). La combinaison d'une technique d'injection *HF* et d'une technique basée sur le modèle de la machine est présentée par [56] en utilisant une méthode de moyenne pondérée. Les auteurs dans [39] ont proposé une estimation de position hybride associant la méthode *HFSI* à une *SMO* classique. Cependant, l'inconvénient majeur est la présence de *LPF*. Dans [57, 39 et 40], une méthode de commutation des coefficients de pondération est utilisée. Il est à noter que tous ces types d'observateurs ont été proposés uniquement pour les machines synchrones à entrefer non uniforme.

L'observateur de deuxième approche, opère directement sur une large plage de vitesses et n'a pas besoin de l'algorithme de transition [50, 25].

Pour notre étude, l'idée est alors d'utiliser l'observateur basé sur le mode de glissement d'ordre deux modifié pour les grandes vitesses et l'autre observateur basé sur l'estimation de flux pour les basses vitesses. Les deux types d'observateurs présentés précédemment sont fusionnés pour avoir un observateur hybride capable de balayer toutes les fluctuations de vitesse de vent.

IV.3.3.1 Algorithme de transition

Il existe plusieurs méthodes pour faire une combinaison entre l'observateur à grande vitesse et l'observateur à petite vitesse. On peut citer la méthode des coefficients de pondération [21], la méthode d'une moyenne pondérée [56] et la méthode d'incorporation des quantités Haute Fréquence [20],etc. on s'intéresse dans cette thèse à la première méthode à cause de sa simplicité et qui peut subir à des modifications sans oublier leur faible temps de calcul.

La transition entre les observateurs est réalisée à l'aide de deux coefficients de pondération α et η comme le montre la figure suivante :

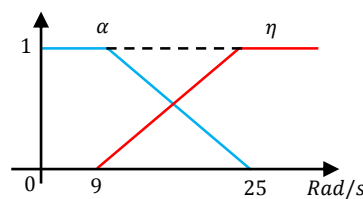


Figure IV.11 : Coefficients de pondération pour l'algorithme de transition.

Où α représente la pondération de la vitesse obtenue à basse vitesse, tandis que, η est la pondération de la vitesse obtenue par *HOSMO*. α Prévaut entièrement en dessous d'une vitesse seuil $\Omega_1 = 9 \text{ rad/s}$, cependant, η domine en dessus d'une vitesse seuil $\Omega_2 = 25 \text{ rad/s}$. La transition est activée pour une vitesse $\Omega_1 < \hat{\omega} < \Omega_2$ où l'information commune se trouve dans cette région.

Il est important de noter que l'efficacité de cette méthode dépend essentiellement du choix de la région de transition. Cette zone de transition peut être déterminée à partir de la vitesse maximale au-dessus de laquelle la performance de l'observateur à basse vitesse se détériore et de la vitesse minimale en dessous de la performance du *HOSMO* se détériore [38, 40].

L'algorithme classique [57, 40] attache chaque observateur à sa région quelque soit les conditions. Cependant, en cas de divergence de l'un des observateurs, le système reste en mauvais état jusqu'à un changement de référence, le contrôle est alors perdu si aucune modification de référence n'est appliquée. La stratégie de commutation proposée supprime ces inconvénients et améliore les performances du système, où elle prend en considération la perte de contrôle et favorise la bonne réponse malgré que ce n'est pas son tour. L'algorithme modifié est illustré sur la figure IV.12. Cet algorithme est basé sur plusieurs conditions qui testent chaque fois l'état de la vitesse [1].

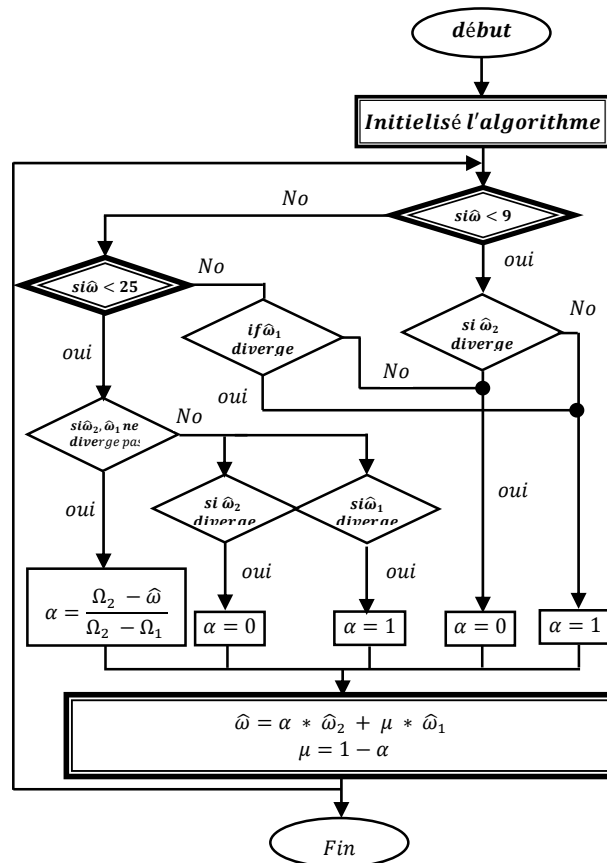


Figure IV.12 : Algorithme de commutation proposé.

IV.4 Résultats de Simulation

La simulation est réalisée dans *MATLAB / Simulink*. Pour voir l'efficacité de l'approche proposée, Trois gammes de vitesse sont combinées par une fonction rampe, chaque vitesse est représentée par une somme de plusieurs harmoniques :

$$V_v = 10 + 0.2 \sin 0.1047t + 2 \sin 0.2665t + \sin 1.2930t + 0.2 \sin 3.664t \quad (IV.87)$$

Le fonctionnement à petite vitesse commence de $t=0$ à 3.5 s par une valeur de 0.1 fois la vitesse de vent V_v , La transition est appliquée pendant l'accélération, de $t=4$ à 10 s la vitesse nominale prend le relais avec la valeur de V_v , ensuite est diminuée a la première valeur entre $t=11$ s et $t=15.5$ s, et enfin la vitesse change sa valeur de 1 à 0.5 fois V_v pendant le reste de temps. Le fonctionnement à faible vitesse du vent commence à partir de $t = 0$ à 3.5 s avec valeur de $0.1V_v$, la transition est appliquée pendant l'accélération. De $t = 4$ à 10 s la vitesse nominale du vent prend la valeur de V_v , diminue ensuite à la première valeur entre $t = 11$ s et $t = 15.5$ s. Enfin, la vitesse du vent change sa valeur de 0.1 à $0.5V_v$ pour le reste du temps.

La perturbation change selon les différentes conditions de fonctionnement et sa dérivée est limitée même si la perturbation n'est pas limitée ou varie dans le temps. Une perturbation importante avec faibles coefficients de *HOSMO* peut conduire à une instabilité du système, une petite perturbation avec des grands coefficients *HOSMO* peut provoquer le chattering. Pour cette raison, la limite de taux du changement de perturbation est donnée par $\rho_{\alpha,\beta} = 4$ et les coefficients *HOSMO* sont choisis pour parvenir à un compromis entre la robustesse, le taux de convergence et la taille de l'action de contrôle.

Sur la base des paramètres suivants : $\varepsilon = 1$, $\rho_{1,2} = 4$, $\Gamma = 0.02$, Les coefficients de l'observateur à grande vitesse sont calculés à partir de l'équation (23), (24), (38) et (39) et donner par :

$$\mathcal{K}_1 = 0.5, \mathcal{K}_2 = 25, \mathcal{K}_3 = 8 \text{ et } \mathcal{K}_4 = 3.$$

(La fréquence de commutation est de 15 kHz). Les gains du contrôleur *PI* de vitesse sont réglés a : $kp_w = 0.2$ et $ki_w = 0.4$. $kp_i = 4$ et $ki_i = 570$. pour l'observateur à petite vitesse : $\sigma_1 = 100$ et $\sigma_2 = 10$, $\mathcal{C}_1 = 250$ et $\mathcal{C}_2 = 5$. Les mêmes paramètres de la turbine et de la machine de simulation précédente sont utilisés dans cette section.

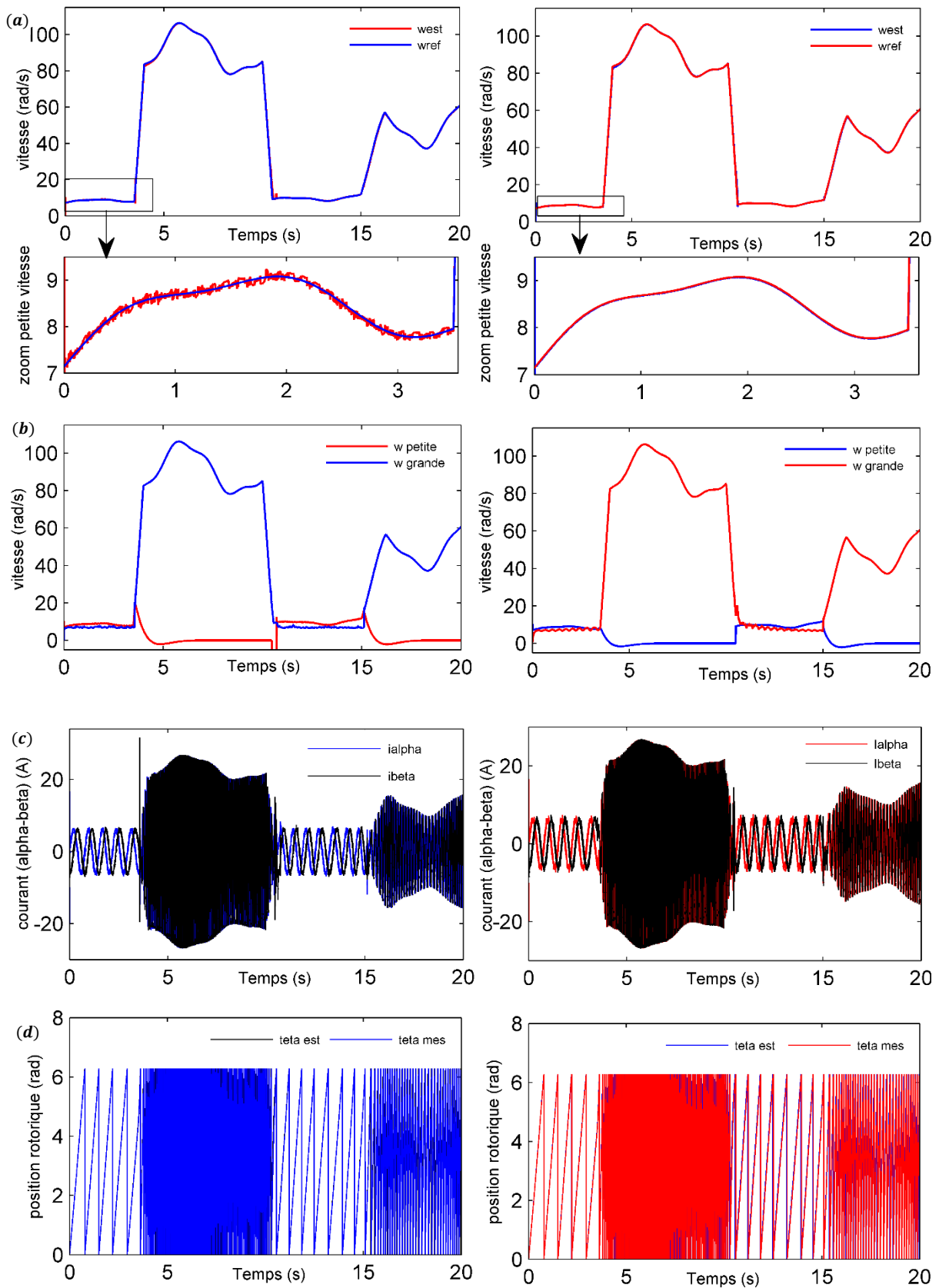
Les lois de contrôle associé à ces observateurs garantissent une bonne performance transitoire et stationnaire en régime nominal, moyen et bas même dans la région de transition. D'après la première comparaison, le contrôleur Flou a démontré une meilleure performance que le contrôle PI, comme elle est montrée respectivement dans la [figure IV.13 \(panneau de droite\)](#) et la [figure IV.13 \(panneau de gauche\)](#). La [figure IV.13a](#) montre que la vitesse estimée du générateur suit

raisonnablement bien sa référence avec de bonnes caractéristiques de réponse et de précision. Il n'y a pas de discontinuité entre deux régions de vitesse, et il n'y a presque aucune influence et aucune dégradation des performances confirmant l'efficacité de la structure d'observation et du système de contrôle proposés. De plus, aucun chattering n'est apparu à grande vitesse. La [figure IV.13b](#) indique deux régions de vitesse séparées où les basses vitesses sont réservées uniquement au deuxième observateur et après 25 rad/s, l'**HOSMO** est activé. On peut également observer que le deuxième observateur dans la région de la grande vitesse est autour de zéro, pour des raisons de sécurité et pour avoir une bonne reprise. La [figure IV.13d](#) montre la position estimée du rotor, on peut clairement voir que cette position est confondue avec la position mesurée. Pendant le changement de vitesse, le couple électromécanique subit d'un pic soudain qui disparaît rapidement, comme le montre la [figure IV.13f](#). Notez que ces pics ne devraient pas endommager la machine. Les résultats montrent que la performance du **FLC** est supérieure à celle du contrôle **PI** et même que les pics sont réduits. Le courant i_q a la même forme que le couple, et le découplage atteint et a été obtenu avec succès en maintenant $i_d = 0$. Le courant i_d prend deux valeurs différentes 0A à haute vitesse et 5A à basse vitesse comme illustrer à la [figure IV.13e](#). Les valeurs optimales de C_p et λ sont exposées sur la [figure IV.13g](#) confirmant que la stratégie du **MPPT** est bien réalisée, la [figure IV.13c](#) montre les composantes des courants le long des axes α et β qui ont une forme sinusoïdale. Les courants triphasés i_{abc} sont illustrés sur la [figure IV.13h](#) qui représente un système triphasé équilibré. Enfin, on peut constater que le signal avec **FLC** améliore la qualité du signal dans la région de transition.

La [figure IV.14A](#) montre que le **HOSMO** perd son contrôle dans sa région mais, avec l'algorithme proposé, l'observateur à basse vitesse continue de fonctionner jusqu'à ce que le **HOSMO** soit à nouveau activé ([figure IV.14A à gauche](#)). Cependant, avec l'algorithme classique, **HOSMO** est sélectionné en dépit des performances médiocres.

La réponse de la vitesse en régime transitoire est meilleure avec la nouvelle approche proposée ([figure IV.14B, côté gauche](#)) que l'approche originale ([figure IV.14B, côté droit](#)). Dans la ([figure IV.14C, à gauche](#)), la structure proposée favorise **HOSMO** même si elle n'est pas censée fonctionner ici. Cependant, la structure classique maintient le deuxième observateur malgré la détérioration de la réponse. Après la comparaison, on peut observer que les deux algorithmes effectuent la même opération, mais avec l'algorithme original, chaque observateur est responsable de sa région, ce qui peut causer des excursions inacceptables qui peuvent endommager la machine. Au contraire, l'algorithme proposé est capable d'équilibrer les deux

observateurs et ne laisse pas la perte de contrôle affecter les performances de la machine. La performance de l'algorithme proposé est acceptable dans toutes les phases.



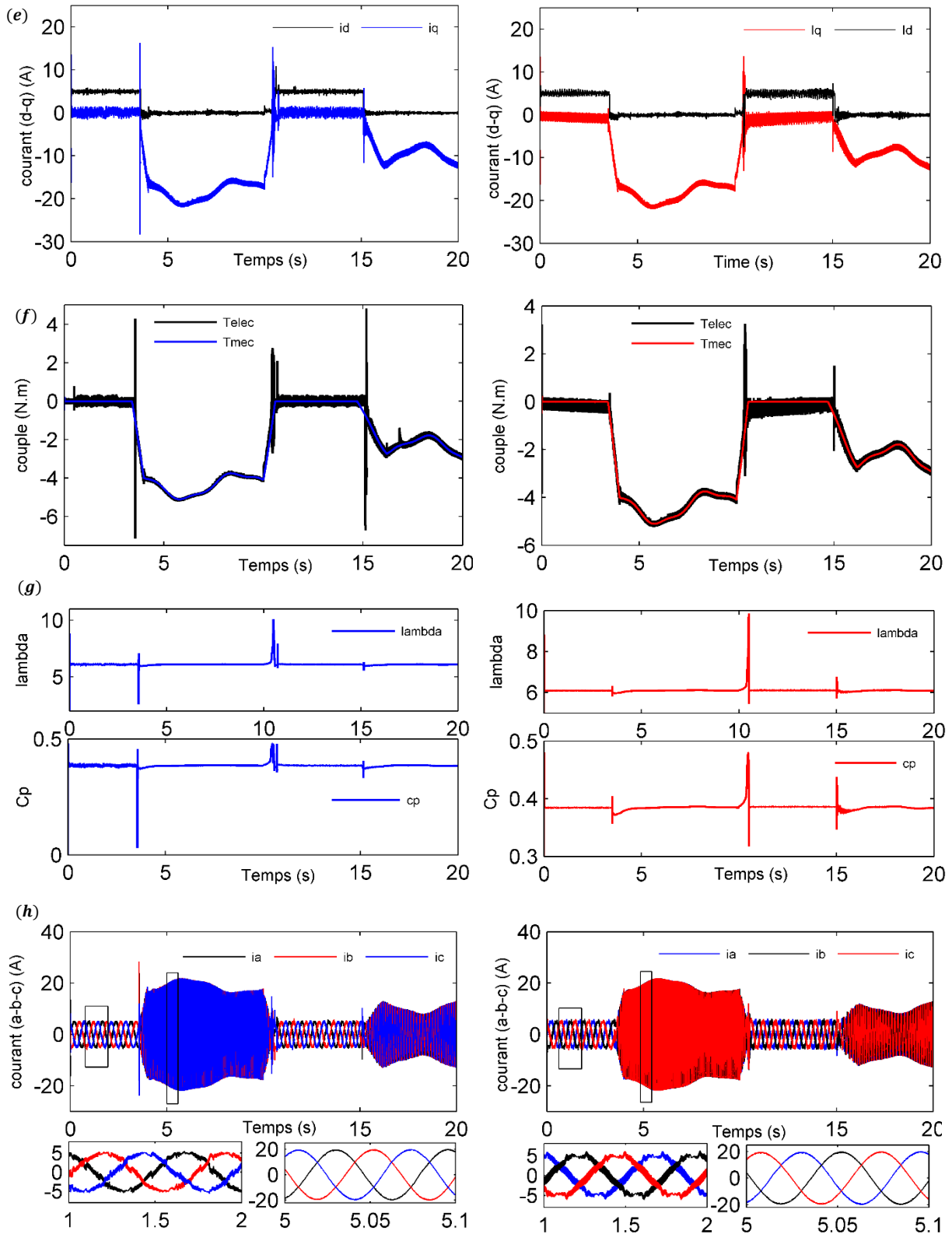


Figure IV.13 : (à gauche) Régulateur PI ; (à droite) Régulateur flou. (a) la vitesse, (b) les vitesses séparées, (c) les courants suivant les axes α et β , (d) la position, (e) les courants suivant les axes d et q , (f) le couple, (g) la vitesse relative λ et le coefficient de puissance C_p , (h) les courants triphasés.

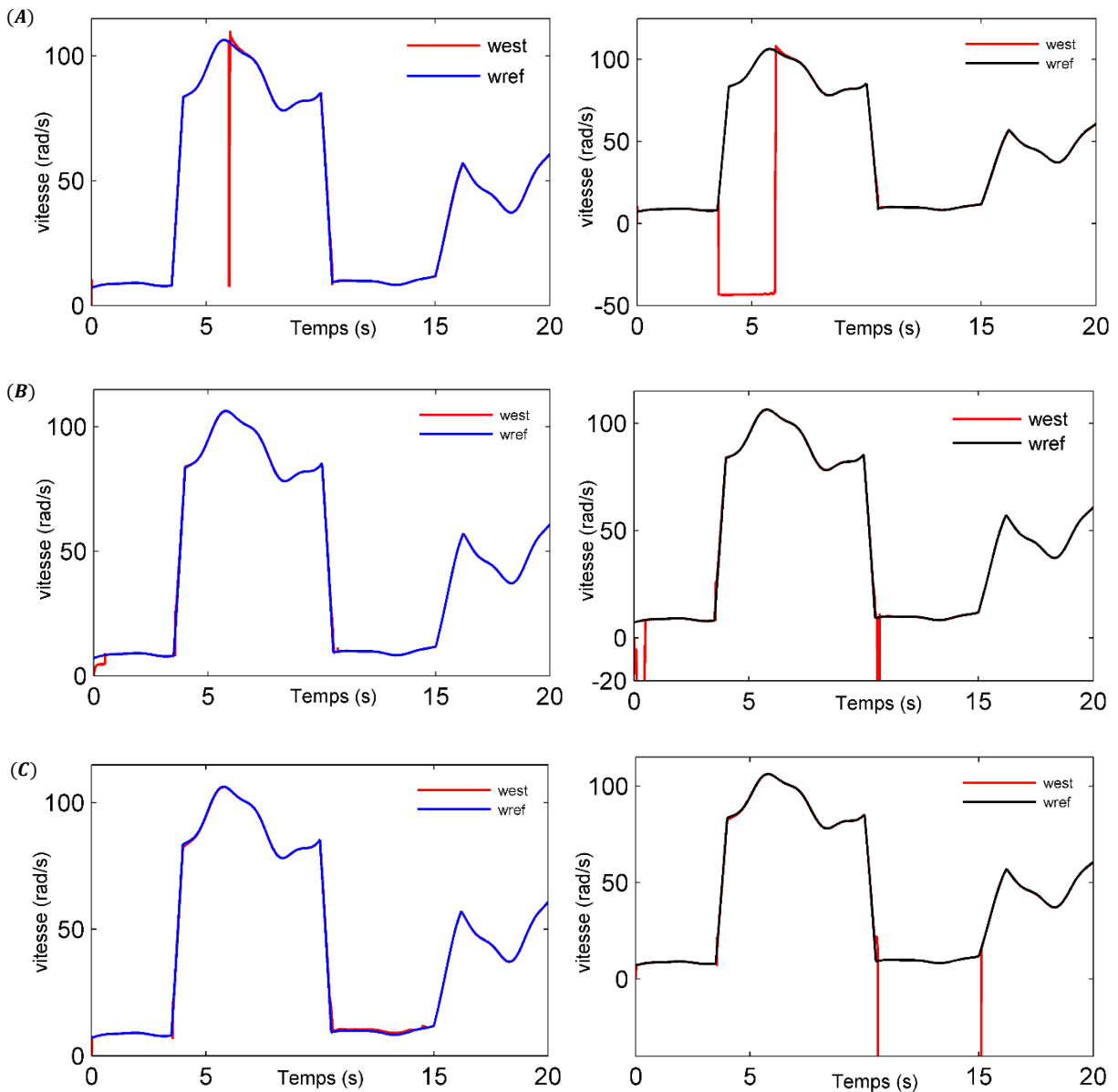


Figure IV.14 : (côté droite) algorithme traditionnel (côté gauche) algorithme proposé. (A) perte de control à grande vitesse, (B, C) perte de control à petite vitesse

Enfin, le [tableau IV.3](#) présente la comparaison entre les cinq méthodes et, en résumé, les avantages de la méthode proposée sont les suivants : 1) Garanti à grande plage de vitesse ; 2) Uniquement pour les machines à pôle lisse ; 3) Confirmé à grande plage de vitesse ; et 4) prendre en considération la perte de contrôle.

Critères de performance	comparaison				
	Approche proposée	[57]	[37]	[38]	[39]
robustesse	Garantie à grande plage de vitesse	robuste à grande vitesse	robuste contre la variation paramétrique à grande vitesse	robuste contre la variation paramétrique à grande vitesse	robuste contre la variation paramétrique à grande vitesse
simplicité	Structure simple	Structure simple	Structure simple	Structure compliquée	Structure simple
limitations	Seulement pour les machines à pôle lisse	Pour les machines à $L_d \neq L_q$	Pour PMSM monté en surface	Seulement pour les machines à pôle saillant	Seulement pour les machines à pôle saillant
stabilité	Confirmé sur une large plage de vitesse	Non confirmé à basse vitesse	Non confirmé	Non confirmé	Non confirmé à basse vitesse
Perte de contrôle	prendre en considération	Aucune prise en considération	Aucune prise en considération	Aucune prise en considération	Aucune prise en considération
Erreur de position dans la zone de transition (rad)	0.06	0.12	0.08	0.07	0.1

Tableau IV.3 : Comparaison entre les différentes approches.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, un nouvel observateur hybride a été proposé pour estimer la position et la vitesse d'un *GSAP* à pôles lisse couplé à une éolienne qui fonctionne sur une large plage de vitesses. L'observateur hybride proposé est constitué de deux observateurs couplés en cascade à l'aide d'une méthode modifiée des coefficients de pondération. L'observateur à basse vitesse est spécialement adapté à ce type de machine et capable de déterminer l'effet mécanique causé par le flux du rotor en quadrature. Le second observateur est un observateur en mode glissant d'ordre deux, fonctionne à une vitesse de vent moyenne et nominale .conçue sur la base d'une structure modifiée de l'algorithme de super twisting. Leurs gains d'observations sont conçus de manière à limiter l'impact d'une perturbation linéaire croissante. La stabilité de chaque observateur est assurée par l'analyse de stabilité de *Lyapunov*. Les résultats des simulations à basse vitesse montrent que le régulateur basé sur la logique floue offre de meilleures performances que le régulateur *PI* classique. De plus, une autre comparaison confirme l'efficacité de l'algorithme de commutation proposé par apport à l'algorithme

classique. Ces résultats sont satisfaisants dans les scénarios de cas nominal, moyen et faible même dans la région de transition, où il ne montre aucune influence en cas des variations de vitesse du vent.

Référence bibliographie

- [1] Mansouri M., Hassaine S., Larbi M., Bey M., Allaoui T., Denai M, Moudjahed M, New hybrid sensorless speed of a non-salient pole PMSG coupled to wind turbine using a modified switching algorithm, ISA Transactions, 2019.
- [2] Nouredine Bounasla, Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents, mémoire de Magister, Université Ferhat ABBAS Sétif, 2014.
- [3] V.I. Utkin. Sliding mode and their application in variable structure systems. IEEE Conference on Decision and Control, 1977.
- [4] C. Edwards et S. Spurgeon. Sliding mode control. Taylor and Francis (London), 1998.
- [5] A.F. Filippov. Application of the theory of differential equations with discontinuous right-hand side to non-linear problems in automatic control . Transactions of the American Mathematical Society, vol. 62, pages 199-231, 1960.
- [6] Abderrahmane Kechich et Benyounes MAZARI, La commande par mode glissant : Application à la machine synchrone à aimants permanents (approche linéaire), Afrique SCIENCE 04(1), page 21 – 37, (2008).
- [7] TALHAOUI Hicham, Contrôle par mode glissant : Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts, thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2016.
- [8] Murat furat, ilyas eker, Experimental Evaluation of Sliding-Mode Control Techniques, Ç.Ü.Müh.Mim.Fak.Dergisi, Haziran, 27(1), page : 23-37, 2012.
- [9] V. Bregeault, Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants, thèse de doctorat, Ecole centrale de nantes, 2010.
- [10] Utkin, V. I., Variable Structure Systems with Sliding Modes, IEEE Transaction on Automatic Control, vol. AC-22, pp. 212-222, 1977.
- [11] Eker, İ., Sliding Mode Control with PID Sliding Surface and Experimental Application to an Electromechanical Plant, ISA Transactions, vol. 45, pp. 109-118, 2006.
- [12] Kaya, İ., Sliding Mode Control of Stable Processes, Industrial & Engineering Chemistry Research, vol 46, pp. 571-578, 2007.
- [13] Camacho, O., Smith, C. A., Sliding Mode Control: An Approach to Regulate Nonlinear Chemical Processes, ISA Transactions, vol. 39, pp. 205-218, 2000.
- [14] weibing gao, james c. hung, variable structure control of nonlinear systems: a new approach, IEEE transactions on industrial electronics, vol. 40, no. 1, page 45-55, 1993.

- [15] A. Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International Journal of Control*, vol. 58, no. 6, pages 1247-1263, 1993.
- [16] A. Levant. Higher order sliding collection of design tools. In *European Control Conference, ECC97, Bruxelles, Belgique, July 1-4 1997*.
- [17] A. Levant. Robust exact differentiation via sliding mode technique. *Automatica*, vol. 34, no. 3, pages 379-384, 1998.
- [18] A. Levant. Controlling output variable via higher order sliding modes. *European Control Conference, ECC99, 31 August - 3 September 1999*.
- [19] A. Levant. High order sliding modes differentiation and output feedback control. *International Journal of Control*, vol. 76, pages 924-941, 2003.
- [20] S.V. Emelyanov. *Variable Structure Control Systems*. Nauka, Moscow, 1967.
- [21] S.V. Emelyanov, S.K. Korovin et L.V. Levantovsky. Drift algorithm in control of uncertain processes. *Problems of Control and Information Theory*, vol. 15, no. 6, pages 425-438, 1986.
- [22] S.V. Emelyanov, S.K. Korovin et L.V. Levantovsky. Higher order sliding modes in the binary control system. *Soviet Physics*, vol. 31, no. 4, pages 291-293, 1986.
- [23] S.V. Emelyanov, S.K. Korovin et A. Levant. Higher-order sliding modes in control systems. *Differential Equations*, vol. 29, no. 11, pages 1627-1647, 1993.
- [24] J. A. Moreno, M. Osorio, Strict Lyapunov functions for the super-twisting algorithm, *IEEE Trans. Automat. Control*, 57 (April (4)) (2012), 1035–1040.
- [25] D. Liang, J. Li, R. Qu, Super-Twisting Algorithm Based Sliding Mode Observer for Wide-Speed Range PMSM Sensorless Control Considering VSI Nonlinearity, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2017.
- [26] Jaime A. Moreno, Chapter 4: Lyapunov Approach for Analysis and Design of Second Order Sliding Mode Algorithms, *Springer-Verlag Berlin Heidelberg* 412, pp. 113–149. 2011.
- [27] Moreno, J.A.: A Linear Framework for the Robust Stability Analysis of a Generalized Supertwisting Algorithm. In: *Proc. 6th Int. Conf. Elect. Eng., Comp. Sci. and Aut. Conf. (CCE 2009)*, Mexico, November 10-13, 2009, pp. 12–17 (2009).
- [28] Davila, A., Moreno, J.A., Fridman, L.: Variable Gains Super-Twisting Algorithm: A Lyapunov Based Design. In: *American Control Conference - ACC 2010, Baltimore, MA, USA, June 30-July 2 (2010)*
- [29] T. Gonzalez, J. Moreno, L. Fridman, Variable gain super-twisting sliding mode control, *IEEE Trans. Automat. Control*, 57 (August (8)), 2100–2105. 2012.

- [30] S. K. Kommuri, M. Defoort, H. R. Karimi, K. C. Veluvolu, A Robust Observer-Based Sensor Fault-Tolerant Control for PMSM in Electric Vehicles, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 63 (December (12)), 7671 – 7681. 2016.
- [31] Larbi Mohamed Elamine, Synthèse des Observateurs pour un Drone Hélicoptère, thèse de doctorat, universite des sciences et de la technologie d'oran mohamed boudiaf, 2015.
- [32] S. K. Kommuri, C. K. Veluvolu, M. Defoort, Y. C. Soh, Higher-Order Sliding Mode Observer for Speed and Position Estimation in PMSM, *Hindawi Publishing Corporation Mathematical Problems in Engineering* Volume 2014,1-12.
- [33] J.A. Moreno, A linear framework for the robust stability analysis of a generalized super twisting algorithm, 6th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control, Toluca, Mexico, , pp. 12- 17. 2009.
- [34] J. J. Rath, K. C. Veluvolu, M. Defoort, Y. C. Soh, Higher-order sliding mode observer for estimation of tyre friction in ground vehicles, *IET Control Theory Appl.* 8 (6), 399–408. 2014.
- [35] J. Lara, A. Chandra, Performance Investigation of Two Novel HSFSI Demodulation Algorithms for Encoderless FOC of PMSMs Intended for EV Propulsion, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 65 (July (2)), 1074 – 1083. 2017.
- [36] Z. Q. Zhu, A.H. Almarhoon, P. L. Xu, Improved Rotor Position Estimation Accuracy by Rotating Carrier Signal Injection Utilizing Zero-Sequence Carrier Voltage for Dual Three-Phase PMSM, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 64 (May (6)), 4454 – 4462. 2016.
- [37] C. Silva, G.M. Asher, and M. Sumner, Hybrid rotor position observer for wide speed range sensorless PM motor drives including zero speed, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 53 (April (2)), 373 – 378. 2006.
- [38] S. Sayeef, G. Foo, M. F. Rahman, Rotor position and speed estimation of a variable structure direct-torque-controlled IPM synchronous motor drive at very low speeds including standstill, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 57 (November (11)), 3715–3723. 2010.
- [39] G. Wang, R. Yang, D. Xu, DSP-Based Control of Sensorless IPMSM Drives for Wide-Speed-Range Operation, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60 (February (2)), 720-727. 2013.
- [40] Z Ma, J Gao, R. Kennel, FPGA Implementation of a Hybrid Sensorless Control of SMPMSM in the Whole Speed Range, *IEEE Trans. Ind. Inf.*, 9 (august (3)), 1253- 1261. 2013.
- [41] W. Jianmin, Performance of pulsating high-frequency current injection based sensorless control of PMSM, In 2 nd International Symposium on Computer Communication Control and Automation (ISCCCA), 2013.

- [42] J. M. Liu and Z. Q. Zhu, A new sensorless control strategy by high frequency pulsating signal injection into stationary reference frame, In IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), pp 505-512. 2013.
- [43] M. Boussak, Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive, IEEE Trans. Power Electron. 20 (November (6)), 1413 – 1422. 2005
- [44] H. Kim, K. K. Huh, R. D. Lorenz, and T. M. Jahns, A novel method for initial rotor position estimation for IPM synchronous machine drives, IEEE Trans. Ind. Appl, 40 (October (5)), 1369 – 1378. 2004.
- [45] H. Chaoui, P. Sicard, Adaptive Fuzzy Logic Control of Permanent Magnet Synchronous Machines With Nonlinear Friction, IEEE Trans. Ind. Electron, 59 (February (2)), 1123-1133. 2012.
- [46] M. Schroedl E. Robeischl, Optimized INFORM-measurement sequence for sensorless PM synchronous motor drives with respect to minimum current distortion. IEEE Trans. Ind. Appl. 40 (April (2)), 591 – 598. 2004.
- [47] Y.D. Yoon, S.K. Sul, S. Morimoto and K. Ide, High bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square-wave type voltage injection, IEEE Trans. Ind. Appl, 47 (June (3)), 1361-1370. 2011.
- [48] A. Madani, J. P. Barbot, F. Colamartino, C. Marchand, Reduction of torque pulsations by inductance harmonics identification of a permanent-magnet synchronous machine, Proceedings of the 4th IEEE Conference on Control Applications, pp. 787-792. 1995.
- [49] G. Foo, M. F. Rahman, Sensorless sliding-mode MTPA control of an IPM synchronous motor drive using a sliding-mode observer and HF signal injection, IEEE Trans. Ind. Electron., 57 (April (4)), 1270–1278. 2010
- [50] H. Rasmussen, Sensorless speed control including zero speed of non salient PM synchronous machines, Bull. Pol. Ac. Tech. 54(3). 2006.
- [51] H. Rasmussen, P. Vadstrup, H. Borsting, Adaptive sensorless field oriented control of PM motors including zero speed, IEEE International Symposium Industrial Electronics, pp, 1191 – 1196. 2004.
- [52] N. Öztürk , E. Çelik, Speed control of permanent magnet synchronous motors using fuzzy controller based on genetic algorithms, Electr. Power Energy Syst. 43, 889–898. 2012.
- [53] H. Chaoui, P. Sicard, Adaptive Fuzzy Logic Control of Permanent Magnet Synchronous Machines With Nonlinear Friction, IEEE Trans. Ind. Electron, 59 (February (2)), 1123-1133. 2012.

- [54] N. Bounar, A. Boulkroune, F. Boudjema, M. M'Saad, M. Farza, Adaptive fuzzy vector control for a doubly-fed induction motor, *Neurocomputing*, 151 (March (Part 2)), 756-769. 2015.
- [55] S.M. Kazraji, M. B. B. Sharifian, Direct Thrust Force and Flux Control of a PM-Linear Synchronous Motor Using Fuzzy Sliding-Mode Observer, *Power Eng And Electr Eng*, 13, 1-9. 2015
- [56] S. Bolognani, A. Faggion , E. Fornasiero, L. Sgarbossa, Full speed range sensorless IPM motors drives, In: *International conference on electrical machines ICEM*, Marseille, France; 2012.
- [57] I. Omrane, E. Etien, W. Dib, O. Bachelier, Modeling and simulation of soft sensor design for real-time speed and position estimation of PMSM, *ISA Trans.* 57, 329-339. 2015
- [58] G.-D. Andreescu, C. Pitic, F. Blaabjerg, I. Boldea, Combined flux observer with signal injection enhancement for wide speed range sensorless direct torque control of ipmsm drives, *IEEE Trans. Energy Convers*, 23 (June (2)), 393 –402. 2008.

Chapitre

V

Chapitre V : la Commande Tolérante au Défaut du Capteur de Vitesse d'une *GSAP*

Sommaire

V.1 Introduction	114
V.2 Contrôle tolérant aux défauts	114
V.2.1 Le défaut	114
V.2.1.1 Type de défauts.....	114
V.2.1.2. Différentes structures de défauts	115
a. Evolution des défauts	115
b. Nature des défauts.....	117
V.2.2. Système de commande tolérante aux défauts.....	117
V.2.2.1. Classification des méthodes de commande tolérante aux défauts	118
a. Approches passives	118
b. Approches actives	119
V.2.2.2. Procédure de détection et d'isolation de défauts.....	121
V.2.2.2.1. Approches à base de modèle	122
V.2.2.2.2 Approche sans modèle	123
V.3 Contrôle tolérant au défaut appliqué à la <i>GSAP</i>	123
V.3.1 La commande sliding mode d'ordre deux (<i>HOSMC</i>)	124
V.3.2 L'observateur hybride	126
V.3.2.1 Observateur à grande vitesse	126
V.3.2.2 Algorithme de transition.....	128
V.3.2.3 Simulation de l'observateur hybride sans défaut	128
V.3.2.4 <i>FDI</i> avec défaut de vitesse.....	130
V.3.2.4.1 Simulation de l'état sain.....	133
V.3.2.4.2 Simulation de l'état défaillant	133
a. Scenario1	134
b. Scenario2	135
c. Test de robustesse	135
V.3.3 Le pitch control.....	137
V.3.3.1 Résultats de simulation.....	138
V.4 Conclusion.....	140

V.1 Introduction

En industrie de production d'énergie, les manipulateurs cherchent à suivre l'état de la génératrice synchrone en termes de caractéristiques électriques et mécanique, afin d'assurer le bon fonctionnement du système en toute sécurité et fiabilité. Ainsi, un défi de recherche pour adopter de nouvelles techniques et stratégies telle que la commande tolérante, qui s'avère très efficace dans la surveillance des paramètres de la génératrice dans le but d'assurer la continuité de service en cas de perte d'informations sur la grandeur mesurée. On parle donc d'un défaut au niveau des capteurs.

Un des objectifs principaux de cette présente thèse est de développer de nouveaux algorithmes et stratégies en se basant sur les différents travaux effectués sur la **GSAP**.

Dans le présent chapitre, l'application de la commande basée sur le mode glissant d'ordre supérieur, pour améliorer les performances de la commande tolérante dans une large plage de vitesse du vent est effectué. On commence par décortiquer l'aspect global de la commande tolérante, puis on se focalise sur l'application de la commande **FTC** avec un observateur hybride. Dans un second lieu, le chapitre étendu par développement qui contient le contrôle de l'angle de calage "pitch contrôle" cherchant à assurer la limitation de la puissance au-dessous des valeurs nominales.

V.2 Contrôle tolérant aux défauts

V.2.1 Le défaut

Un défaut est une déviation de la structure du système ou des paramètres du système par rapport à la situation nominale qui dégrade les performances en boucle fermée. Il est important de faire la différence entre les défauts, les perturbations ou les incertitudes du modèle. Les perturbations et les incertitudes des modèles sont des nuisances qui sont connues et qui peuvent être résolues avec un filtrage approprié et/ou des techniques de conception robustes. Cependant, une défaillance produit des modifications dans un composant ou un périphérique donné qui peut dégrader les performances du système global [1].

V.2.1.1 Type de défauts

L'opération de classification des défauts est la plus intéressante car c'est celle qui pose généralement des problèmes dans le milieu industriel. D'un point de vue fonctionnel, la surveillance n'est pas limitée à une simple centralisation et visualisation d'information mais elle doit répondre aux objectifs suivants : détecter et localiser les défauts, estimer leurs amplitudes, expliquer leurs causes, décider d'une action compensatrice si une faute est mise en

évidence de façon à ce que le processus puisse remplir la mission qui lui a été confiée. Trois principaux types de défauts sont distingués, en fonction de l'élément du système qu'ils affectent (figure V.1) [2] :

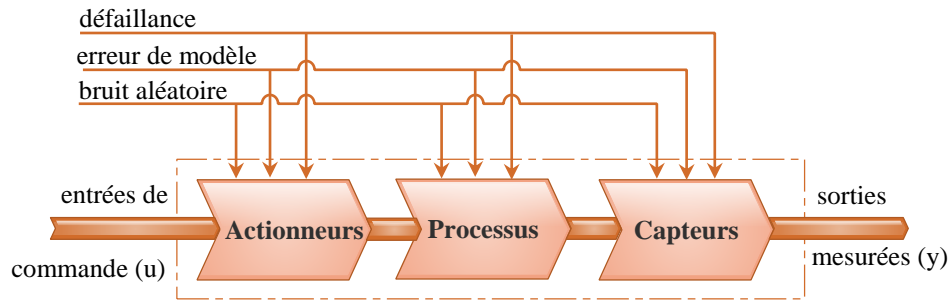


Figure V.1 : Processus physique et sources de perturbation

- 1. Défauts actionneurs :** Ce sont des défauts qui agissent au niveau de la partie opérative et détruisent le signal d'entrée du système. Une partie du système devient non commandable et de nouveaux actionneurs doivent être utilisés.
- 2. Défauts capteurs :** Ils caractérisent une mauvaise image de la grandeur physique à mesurer. Un défaut capteur partiel produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la valeur vraie de la variable à mesurer. Un défaut capteur totalement défectueux donne une information qui ne correspond pas du tout à la vraie valeur de la variable à mesurer.
- 3. Défauts composants ou systèmes :** Ce sont des défauts qui apparaissent dans les composants du système lui-même.

L'évolution temporelle d'un défaut est en général imprévisible, et peut ainsi être abrupte, progressive (graduelle) ou encore intermittente. Ces deux derniers comportements étant les plus délicats à détecter [3].

V.2.1.2. Différentes structures de défauts

Généralement, un défaut est caractérisé par une déviation de fonctionnement normal d'un système qui est circonvenue soit par les signaux de commande ou les signaux de mesures. Les défauts affectant un système sont d'évolutions, de natures et de types différents.

a. Evolution des défauts

Les défauts (figure V.2) peuvent être différenciés selon leur forme et leur comportement dans le temps. En effet, ils peuvent surgir ou déjà être présent sur le système ;

ils peuvent être de faible ou de forte amplitude, être brusque ou plutôt arriver graduellement sous forme de dérives lentes. Puisque l'apparence qui les définit est connue, ils sont dits déterministes. Par contre, les défauts se manifestant par intermittence sont dits stochastiques car ils ne peuvent être caractérisés que par des évolutions aléatoires.

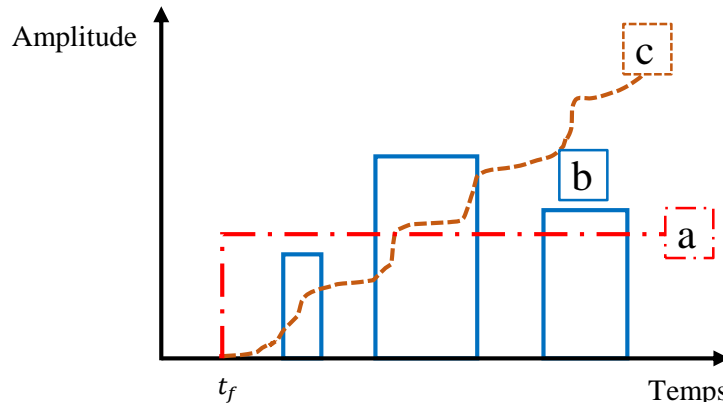


Figure V.2 : Evolution temporelle des défauts a) Défaut brusque ou abrupt b) Défaut intermittent c) Défaut à dérive lente ou graduel

Généralement on distingue dans la littérature trois types de défauts :

- **Défaut brusque ou abrupt (a) :** il est caractérisé par son comportement temporel discontinu, il correspond à une panne brutale : disfonctionnement total ou partiel. Une représentation mathématique de ce défaut est donnée par :

$$f(t - t_f) = \begin{cases} \delta & t > t_f \\ 0 & t < t_f \end{cases} \quad (V.1)$$

Où, $f(t)$ représente le temps d'occurrence d'un défaut, $f(t - t_f)$ est le comportement temporel du défaut et δ est un seuil constant.

- **Défaut intermittent (b) :** ce défaut est un cas particulier de défaut abrupt avec la propriété particulière que le signal revient de façon aléatoire à sa valeur nominale. Ce type de défaut caractérise les faux contacts ou une panne intermittente des capteurs.
- **Défaut à dérive lente ou graduel (c) :** ce défaut a un comportement temporel lent ce qui le rend difficile à détecter, il est caractéristique d'un encrassement ou d'une usure d'une pièce. Son évolution au cours du temps peut être exprimée par cette relation :

$$f(t - t_f) = \begin{cases} \delta(1 - e^{-\alpha(t-t_f)}) & t \geq t_f \\ 0 & t < t_f \end{cases} \quad (V.2)$$

Où α et δ sont deux constantes positives.

b. Nature des défauts

Selon leurs effets sur les performances du système, les défauts peuvent être classés en défauts de nature multiplicative ou de nature additive (figure (V.3)).

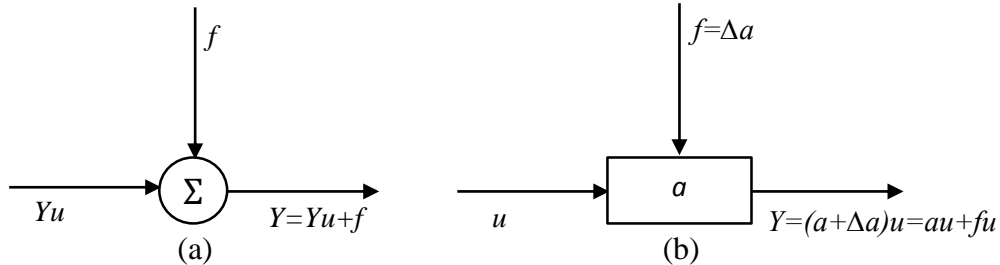


Figure V.3 : Modélisation des défauts, a) défaut multiplicatif b) défaut additif.

- **Défauts multiplicatifs (a)** : les défauts au niveau de la dynamique du procédé sont modélisés par des défauts multiplicatifs, qui correspondent aux modifications paramétriques du modèle représentant le système. Ces derniers induisent des changements sur la corrélation du signal de sortie du système, ainsi que des changements dans la dynamique du système.
- **Défauts additifs (b)** : ces défauts sont modélisés sous forme de termes additifs dans le modèle du système. Ils influent sur son état ou sur sa sortie. Cette modélisation est habituellement attribuée aux défauts de capteurs et d'actionneurs [4].

V.2.2. Système de commande tolérante aux défauts

Lorsque des défauts se produisent, un système de surveillance doit permettre de les détecter, les localiser le plus rapidement possible et transmettre cette information à un module de reconfiguration. Ce dernier peut ensuite modifier la loi de commande du processus afin de s'adapter au nouvel état de dysfonctionnement du système. Le processus avec ses capteurs, actionneurs et contrôleurs. Les modules de surveillance et de reconfiguration forment un ensemble appelé système de commande tolérante aux défauts (**Fault Tolerant Control Systems, FTCS**).

Cette commande est conçue pour s'adapter, de manière automatique, aux défauts pouvant affecter les différents composants du système en permettant notamment de maintenir la stabilité du système ainsi que des performances acceptables en présence de défauts. La tolérance à ces défauts permet de réduire, voire d'annuler, l'effet de défauts ayant un effet indésirable sur la mission, la sécurité humaine et matérielle, l'environnement et la rentabilité.

Ainsi, la commande tolérante aux défauts traitée de manière analytique, permet d'éviter de tels coûts d'achat et d'entretien.

Leur architecture est constituée de loi(s) de commande, de capteurs matériels et des capteurs logiciels ainsi que d'une logique de décision qui permette de garantir la stabilité et les performances du système, non seulement lorsque tous les composants sont opérationnels (fonctionnement sain), mais aussi en présence d'un dysfonctionnement [3].

V.2.2.1. Classification des méthodes de commande tolérante aux défauts

Il convient de noter que la réalisation d'une commande tolérante aux défauts n'est pas un problème classique et que les conditions induites par la présence de défauts obligent à développer des stratégies particulières. La synthèse d'une classification des approches de *FTC* peut se reposer sur les effets d'un défaut vis-à-vis des performances du système. En présence d'un défaut de faible gravité, une simple commande robuste peut assurer le maintien des performances nominales du système. Par contre, dans le cas d'un défaut critique, le diagnostic de ce dernier est nécessaire afin de mettre en œuvre une stratégie active de tolérance aux défauts. De façon générale, les méthodes *FTC* peuvent être divisées en deux grandes classes comme illustrées sur la figure V.4 : les approches passives (*Passive Fault Tolerant Control System, PFTCS*) et les approches dites actives (*Active Fault Tolerant Control System, AFTCS*) [3].

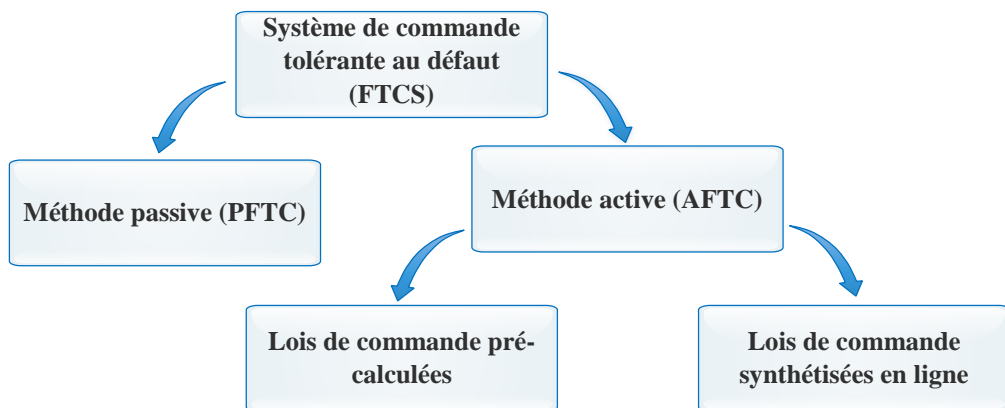


Figure V.4 : Classification des méthodes *FTCS*.

a. Approches passives

L'approche passive de la *FTC* repose sur l'idée que les défauts représentent des perturbations sur le système et s'appuie sur les méthodes de synthèse de lois de commande robuste.

Autrement dit la loi de commande est conçue pour être robuste vis à vis d'un ensemble de défauts supposé connu, par conséquent, aucune information en ligne sur ces défauts n'est nécessaire. C'est donc une approche implicite et prédéfini de défauts puisqu'il n'y a pas au préalable de diagnostic de défaut. L'inconvénient majeur de ces approches réside dans le fait que la robustesse accrue vis-à-vis de certains défauts est obtenue au dépend d'un niveau de performance dégradé en régime de fonctionnement sain. De plus, la classe des défauts considérés est limitée, il devient, alors, très risqué d'utiliser la commande passive tolérante aux défauts seule. Néanmoins, dans certaines applications où la classe de défauts est connue est restreint, ces stratégies pourraient s'avérer suffisante. La figure (V.5) représente le schéma de principe d'un système passif de *FTC* [3].

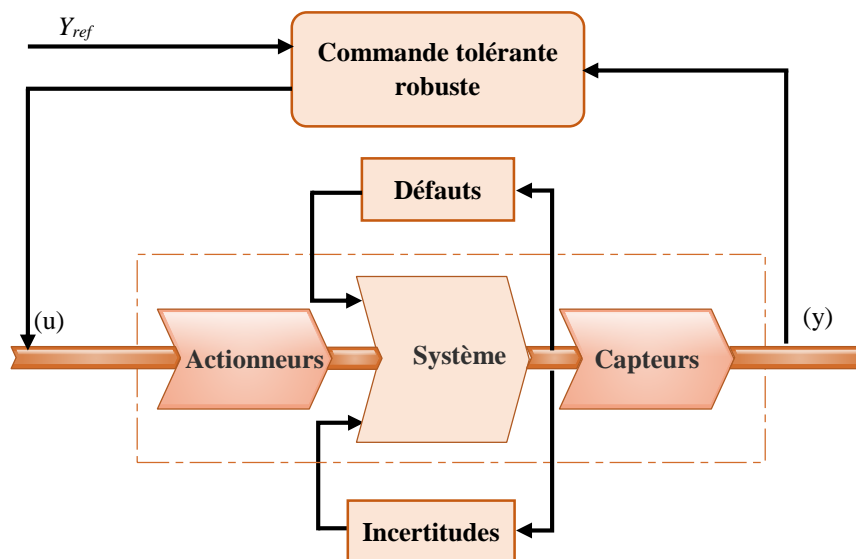


Figure V.5 : Schéma de principe d'une loi de commande *FTC* Passive.

En résumé, les *PFTCS* sont utilisés dans des systèmes pour lesquels :

- ✓ les défauts et leurs effets sont connus à priori,
- ✓ il y a de la redondance matérielle (actionneurs et capteurs multiples, etc.),

b. Approches actives

A l'opposé de l'approche passive, l'approche active de la commande *FTC* procède par une démarche explicite de diagnostic permettant de détecter et de localiser les défauts imprévus pouvant affecter le système. Une fois qu'un défaut est détecté, localisé et identifié, la stratégie de la *FTC* est activée en ligne via un mécanisme de reconfiguration. La figure (V.6) représente la structure des *AFTCS* [3].

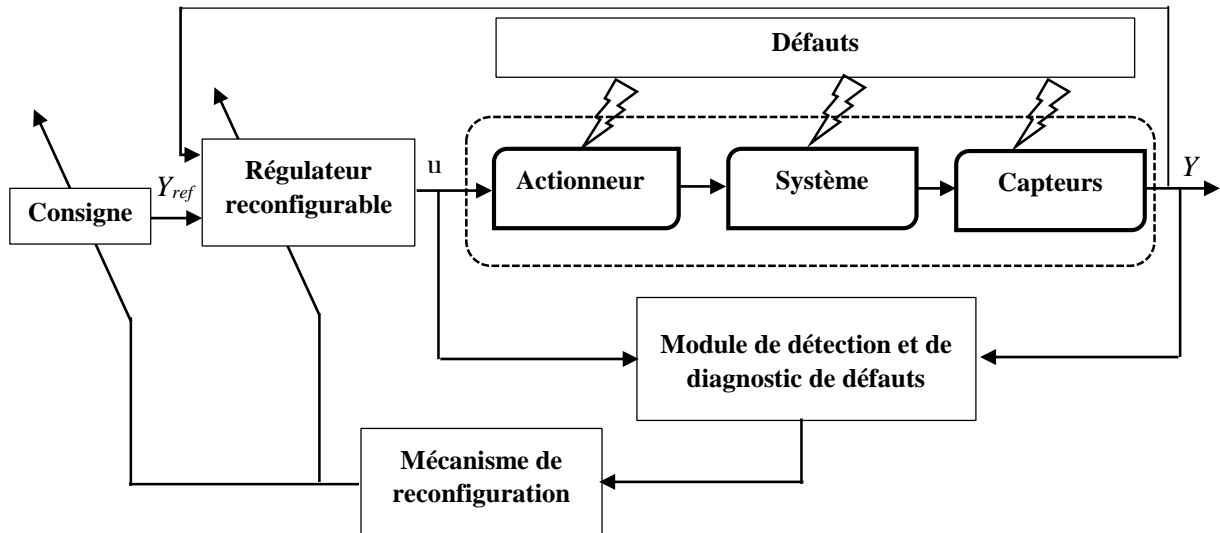


Figure V.6 : Schéma de principe d'une loi de commande *FTC* active.

L'architecture de la commande *AFTC* est constituée d'un :

- ❖ régulateur reconfigurable,
- ❖ module de détection et localisation des défauts (*Fault Detection and Isolation, FDI* ou *Fault Detection and Diagnosis, FDD*) avec une bonne sensibilité aux défaillances et une bonne robustesse par rapport aux incertitudes du modèle, aux variations des conditions d'utilisation et aux perturbations extérieures,
- ❖ Un mécanisme de reconfiguration qui permet de recouvrir les performances du système.

Le problème des *AFTC* est la limite du temps disponible pour la détection, diagnostic et la reconfiguration des contrôleurs. De plus, en cas de défaillance, la stabilité, les performances du régime transitoire et permanent, la robustesse aux bruits, aux incertitudes et aux perturbations sont des problèmes à considérer pour les *AFTC*. Le comportement du système global dépend non seulement de la qualité de l'ensemble des composants mais aussi de leur interaction en temps réel.

Le module *FDI* (*Fault Detection and Isolation*) est conçu pour permettre la détection et la localisation en ligne de l'amplitude des défauts. Il doit être à la fois sensible pour détecter les défauts à un stade précoce et également robuste pour ne pas générer de fausses alarmes et induire une réaction inappropriée.

Le régulateur reconfigurable est constitué d'un ensemble de lois de commande pré-calculées ou calculées en ligne dont chacune est conçue pour générer les références et dont la structure et les paramètres sont adaptés pour maintenir les performances et la stabilité pour un état donné. Le module *FDI* doit activer le mécanisme de reconfiguration qui est en charge de sélectionner la loi de commande adaptée à la situation en cours. Cette boucle de

détection/localisation et de reconfiguration doit être exécutée dans un temps minimal pour éviter les phénomènes de cascade de défauts et réduire au minimum l'impact négatif du défaut sur le système [3].

V.2.2.2. Procédure de détection et d'isolation de défauts

La détection et l'isolation de défauts est une opération délicate puisqu'il faut, dans un contexte soumis aux circonstances imprévisibles de fonctionnement du système et aux perturbations de l'environnement, décider s'il y a un défaut ou non. En effet, la détectabilité est définie comme étant l'aptitude du système de diagnostic à pouvoir découvrir la présence de défaut sur un système dynamique. Elle est fortement liée à la notion d'indicateurs de défauts qui s'appellent résidus générés par un générateur de résidu qui doit, d'une certaine manière, être sensible à la défaillance que l'on désire détecter. Généralement, Il faudra se fixer un compromis entre le nombre de fausses alarmes et celui de non-détection.

Concernant l'isolabilité, on peut dire qu'elle est la capacité du système de diagnostic à trouver l'origine du défaut. En général, une défaillance produit une cascade d'alarmes ce qui rend difficile l'isolation de l'organe défaillant. La capacité d'isoler les défauts est liée à la structure des résidus calculés et à la procédure de détection mise en œuvre. Ainsi le problème de détection et d'isolation de défauts consiste à mesurer les données au cours du fonctionnement réel du système et à générer les résidus afin de déterminer si le fonctionnement du système est normal ou défaillant après une comparaison avec le système nominal.

A noter que le **FDI** devrait retenir trois opérations :

- ✚ **Détection** : décider si le système contient un défaut ou non.
- ✚ **Localisation** : déterminer quelle partie du système est affectée.
- ✚ **Identification** : déterminer l'ampleur du défaut.

Les méthodes FDI diffèrent non seulement par la façon avec laquelle la connaissance sur le processus à surveiller est utilisée mais aussi sur la nature de la connaissance requise. Une classification de ces méthodes reposant sur la nature de la connaissance requise sur le système à surveiller est donnée en [figure V.7](#). De manière générale, les méthodes sont scindées en deux grandes familles suivant [5].

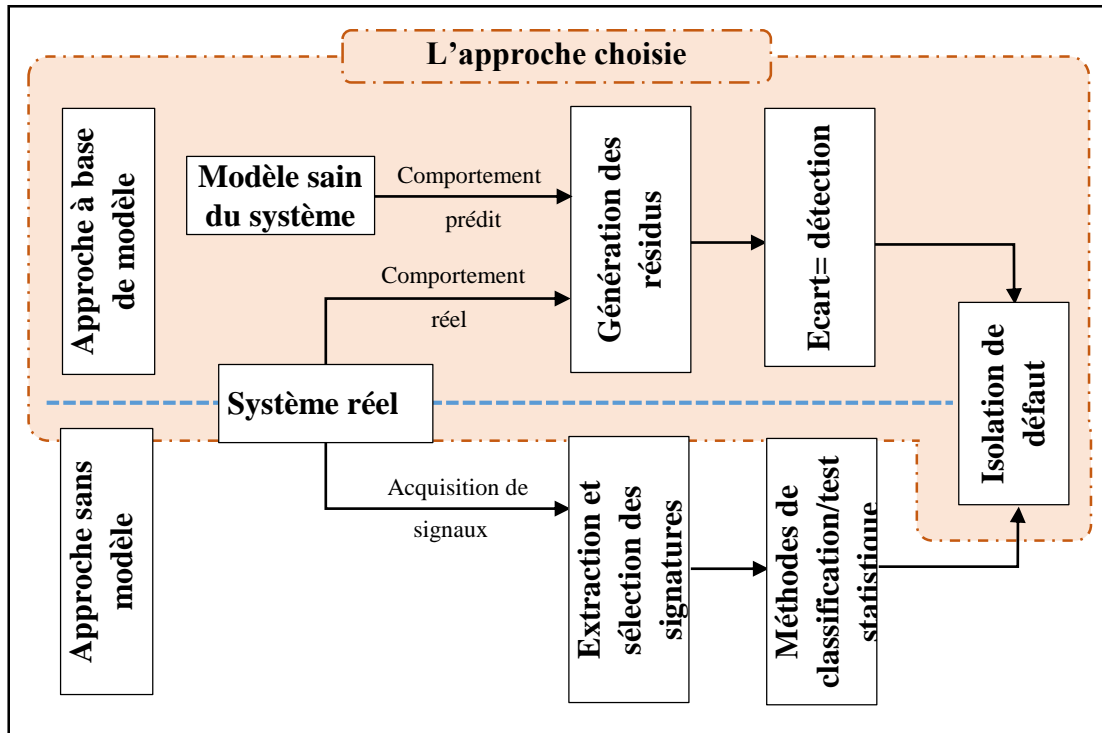


Figure V.7 : catégories d'approches de diagnostic (a) avec et (b) sans modèle.

V.2.2.2.1. Approches à base de modèle

Ces méthodes de diagnostic reposent sur une connaissance à priori du modèle physique du système à surveiller. Elles sont considérées comme des alternatives de la redondance matérielle ou physique. Le principe de ce type de diagnostic est de détecter, à partir de l'écart entre le comportement réel du système et son comportement prédit généré par son modèle, la présence ou non d'une anomalie et d'identifier la défaillance si elle est présente [6, 7]. La figure (V.8) montre l'ensemble des étapes fonctionnelles de la procédure du diagnostic [3].

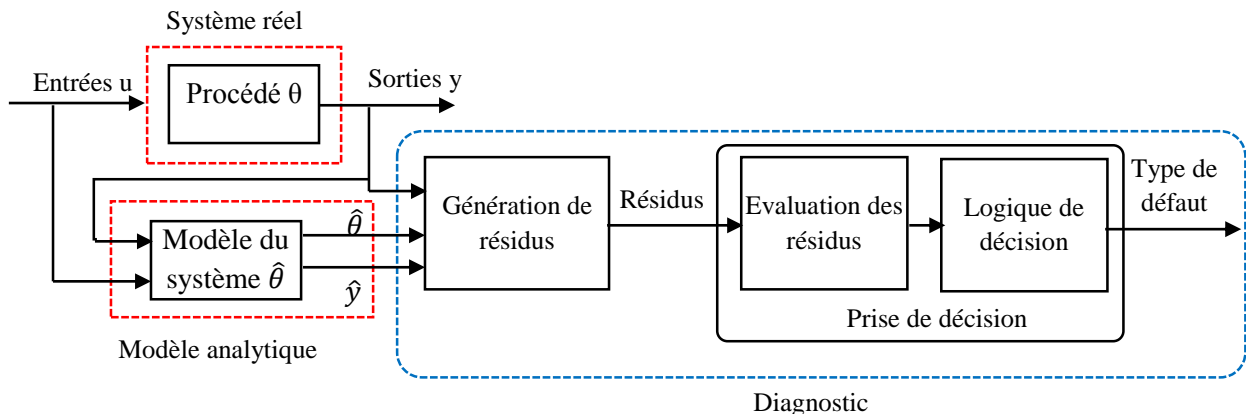


Figure V.8 : Principe du diagnostic basé sur le modèle.

Les approches de diagnostic à base de modèles les plus citées dans la littérature sont celles basées soit sur une estimation d'état du système par observateurs ou par espace de parité, soit sur une estimation des paramètres. Les approches de diagnostic par espace de parité et par des observateurs s'adaptent bien aux défauts de capteurs et d'actionneurs. En outre, les défauts structuraux sont mieux identifiés par la méthode d'estimation paramétrique [8].

V.2.2.2.2 Approche sans modèle

Les approches de diagnostic sans modèles ne nécessitent aucun modèle mathématique précis du système à surveiller. Les informations acquises sur le procédé considéré permettent de caractériser ses fonctionnements. Ces informations, appelées indicateurs de défauts, sont analysées par des techniques de traitement du signal, des méthodes statistiques ou par des méthodes non statistiques à base de connaissance, comme représenté dans la figure V.9.

Les méthodes sans modèle ont l'avantage de s'appuyer sur des connaissances du système reposant juste sur un retour d'expérience, ce qui est le mieux adapté à certaines applications industrielles complexes où la conception d'un modèle précis est difficile [8].

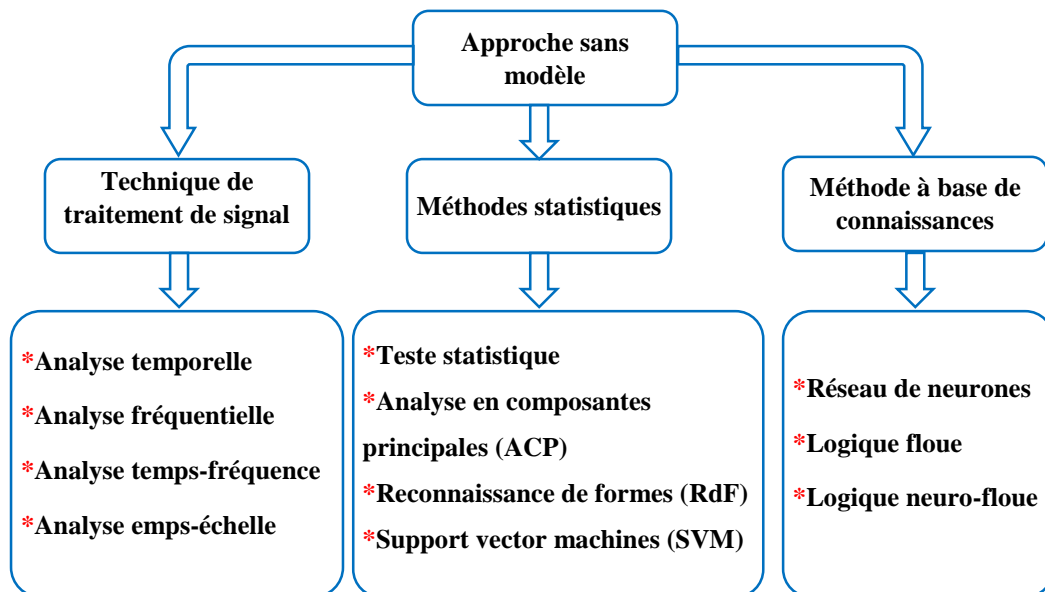


Figure V.9 : classification des approches de diagnostic sans modèle.

V.3 Contrôle tolérant au défaut appliqué à la GSAP

Dans les applications éoliennes qui exigent des précisions de position et de vitesse de haute performance, il est impératif d'utiliser un capteur mécanique pour mesurer la vitesse et la position du rotor. Si ce capteur tombe en défaut, il faut basculer sur un algorithme d'estimation de ces grandeurs mécaniques pour assurer la continuité de service [1].

à ce problème est d'utiliser une commande par mode glissant d'ordre supérieur. Cette technique généralise l'idée du mode glissant d'ordre simple. Une commande d'ordre n agit sur les n dérivés. Cette caractéristique permet d'atténuer l'effet du broutement, en gardant les propriétés principales de l'approche originale dont la robustesse.

Le principal problème de l'implémentation d'algorithmes utilisant les modes glissants d'ordre supérieur est que les informations exigées sont accrues. En effet, la mise en œuvre d'un contrôleur d'ordre n exige la connaissance de $\dot{S}, S^2, S^3, \dots, S^{n-1}$. L'exception est l'algorithme du supertwisting qui n'a besoin d'informations que sur la surface glissante S [9].

Le **HOSMC** est incluse dans la boucle externe de vitesse et dans les boucles internes de courants. Afin d'obtenir une commutation autour de la surface de glissement et de bonnes performances dynamiques, la commande comprend deux termes :

$$U = u_{eq} + u_n \quad (V.3)$$

Où u_{eq} est une entrée de contrôle équivalente qui détermine le comportement du système sur la surface de glissement. De plus, c'est le contrôle équivalent estimé qui est utilisé pour compenser la dynamique inconnue du système.

u_n est la commande discontinue de base, L'addition du terme u_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement (x).

$$u_Q = -k_{1Q} \sqrt{|\mathcal{E}_Q|} \tanh(\mathcal{E}_Q) - k_{2Q} \int_0^t \tanh(\mathcal{E}_Q) dt - k_{3Q} \mathcal{E}_Q \quad (V.4)$$

Les gains k_{1Q}, k_{2Q} sont des gains positives pour diminuer le chattering et avoir une stabilité en temps finit et pour rejeter l'effet des incertitudes, par contre k_{3Q} est implanter pour améliorer le taux de convergence.

Les surfaces de glissements sont déterminées par :

$$\mathcal{E}_Q = \begin{cases} Q^* - Q_{mes} & \text{pour l'état sain} \\ Q^* - \hat{Q}_{est} & \text{pour défaut} \end{cases}$$

Où Q peut représenter ω, i_d ou i_q , * représente la valeur désirée.

L'équation de contrôle de la vitesse peut être obtenue à partir de l'équation comme suit :

$$\begin{aligned} \ddot{\omega}_r = \omega_r^* + \frac{n_p R}{JL} \varphi_m i_{sq} + \frac{n_p}{J} \varphi_m \omega_r i_{sd} + \frac{n_p}{JL} \varphi_m k_e \omega_r \\ - \frac{n_p}{JL} \varphi_m u_{sq} - \frac{f}{J^2} n_p \varphi_m i_{sq} - \frac{f^2}{J^2} \omega_r \\ - \frac{f \mathcal{T}_m}{J^2} \end{aligned} \quad (V.5)$$

La tension de commande u_{eq} selon l'axe q est définie par :

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + L_d \omega_r i_{sd} + k_e \omega_r - \frac{f}{j^2} P \varphi_m i_{sq} + \frac{f^2}{j^2} \omega_r + \frac{f}{j^2} \mathcal{T}_m + u_\omega \quad (V.6)$$

D'après la dérivée de la surface du courant i_{sd} , on peut générer la tension sur l'axe d [10] :

$$\dot{e}_{i_{sd}} = -\frac{R}{L} i_{sd} + n_p \omega_r i_{sq} + \frac{1}{L} u_d \quad (V.7)$$

V.3.2 L'observateur hybride

La position et la vitesse sont déterminées à partir de deux observateurs en cascade. Le premier observateur fonctionne à grande vitesse, tandis que le second observateur fonctionne à basse vitesse.

V.3.2.1 Observateur à grande vitesse

Cet observateur est proposé par [11] qu'est simple, stable, robuste et facile à implémenter pratiquement. La position est estimée à partir de l'observation de flux qui utilise le modèle de la *GSAP* dans le repère $(\alpha-\beta)$. *Ortega* [11] utilise le régulateur *PI* pour reconstruire la vitesse, par contre, la vitesse est estimée à partir de dérivé numérique de la position. Le gain de cet observateur est déterminé par la théorie de *Lyapunov* afin de garantir la stabilité. Le modèle mathématique de la machine synchrone à pôle lisse est décrit par la formule suivante :

$$L \frac{di_s}{dt} = -R_s i_s + \omega_r \varphi_m (-\sin \theta + j \cos \theta) - u_s \quad (V.8)$$

Pour construire cet observateur, une nouvelle variable d'état x est introduite et prend l'expression suivante :

$$x = L i_s + \varphi_m e^{j\theta} \quad (V.9)$$

j est le facteur de nombre complexe.

Dans un repère lié au stator, le vecteur de mesure est défini comme suit :

$$y = -R_s i_s - u_s \quad (V.10)$$

Ce vecteur est essentiellement dépend des grandeurs mesurables tension et courant, en se basant sur les équations précédentes (V.8), (V.9) et (V.10). Cependant, on peut montrer que :

$$\dot{x} = L \frac{di_s}{dt} - \varphi_m \frac{de^{j\theta}}{dt} = y \quad (V.11)$$

$$\frac{dx}{dt} = L \frac{di_s}{dt} - \omega_r \varphi_m (-\sin \theta + j \cos \theta) = y \quad (V.12)$$

Un autre vecteur $\eta(x)$ est implanté dans le système qui prend la forme suivante :

$$\eta(x) = x - Li_S \quad (V.13)$$

En comparant l'équation (V.13) avec (V.9), la norme euclidienne de $\eta(x)$ est déterminée par :

$$\|\eta(x)\|^2 = \varphi_m^2 \quad (V.14)$$

Alors le modèle dynamique peut être écrit de cette façon :

$$\begin{cases} \dot{x} = y \\ z = h(x, y) \end{cases} \quad (V.15)$$

Avec : $h(x, y) = \|\eta(x)\|^2$

D'après [11] le système d'équation de l'observateur non linéaire est défini par :

$$\dot{\hat{x}} = y + \frac{K_{ob}}{4} \nabla_x h(\hat{x}, t) [z - h(\hat{x}, t)] \quad (V.16)$$

Où $K_{ob}/4 > 0$ est le gain de l'observateur et ∇ est l'opérateur gradient.

A partir de (V.16), on obtient :

$$\nabla_{\hat{x}} h(\hat{x}, t) = 2\eta(\hat{x}) \quad (V.17)$$

De plus on peut écrire :

$$z - h(\hat{x}, t) = \|\eta(x)\|^2 - \|\eta(\hat{x})\|^2 \quad (V.18)$$

La dérivée de vecteur x est obtenue après l'arrangement des expressions (V.17) et (V.18) dans (V.16) :

$$\dot{\hat{x}} = y + \frac{K_{ob}}{2} \eta(\hat{x}) [\varphi_m^2 - \|\eta(\hat{x})\|^2] \quad (V.19)$$

L'intégrale de la formule (V.19) fournit le variable estimé x :

$$\hat{x} = \int_0^t \left(y + \frac{K_{ob}}{2} \eta(\hat{x}) [\varphi_m^2 - \|\eta(\hat{x})\|^2] \right) dt + \hat{x}_0 \quad (V.20)$$

Le terme $\varphi_m^2 - \|\eta(\hat{x})\|^2$ représente un cercle de rayon φ_{pm} et de centre variable dans le temps.

En se basant sur l'équation (V.9), l'estimation de la position du rotor est donnée par [11] :

$$e^{j\hat{\theta}_e} = \frac{1}{\varphi_m} (\hat{x} - Li_S) \quad (V.21)$$

La vitesse est déterminée à partir de la dérivée numérique de la position estimée par l'expression suivant :

$$\hat{\omega}_e = \frac{d}{dt} \hat{\theta}_e \quad (V.22)$$

La relation précédente est approximée par :

$$\hat{\omega}_e = \frac{\Delta \hat{\theta}_e}{\Delta t} \quad (V.23)$$

Remarque

Le deuxième observateur a été étudié en détail dans le chapitre précédent.

V.3.2.2 Algorithme de transition

La méthode de coefficients de pondération est participée dans cet observateur hybride pour réaliser une transition douce entre les deux observateurs, de plus son rôle est d'imposer chaque observateur à sa région par le coefficient de pondération qui correspond.

f_1 et f_2 sont les coefficients de pondération de l'observateur non linéaire à grande vitesse et de l'autre observateur à petite vitesse respectivement [12, 13].

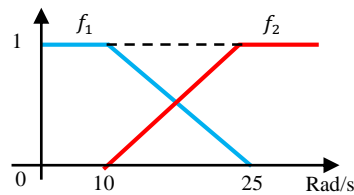


Figure V.11 : les coefficients de pondération d'algorithme de transition.

Le choix de la zone de transition est très important pour avoir une continuité de service sans interruption comme il est montré sur la figure V.11. Si la vitesse est supérieur à 25 rad/s alors $f_2 = 1$ et l'observateur non linéaire s'active, et tant que la vitesse est inférieure à 10 rad/s alors $f_1 = 1$ et l'observateur à petite vitesse s'impose, par contre $\hat{\omega}$ prend une autre expression pour la partie commune entre les deux observateurs présentés par l'algorithme suivant :

$$\text{Si } \hat{\omega} \geq 25 \text{ rad/s Alors } f_2 = 1$$

$$\text{Si } \hat{\omega} \leq 10 \text{ rad/s Alors } f_1 = 1$$

$$\text{Si } \hat{\omega} \leq 25 \text{ et } \hat{\omega} \geq 10 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \text{ Alors}$$

$$f_1 = \frac{25 - \hat{\omega}}{25 - 10}, f_2 = 1 - f_1$$

$$\hat{\omega} = f_1 \hat{\omega}_1 + f_2 \hat{\omega}_2$$

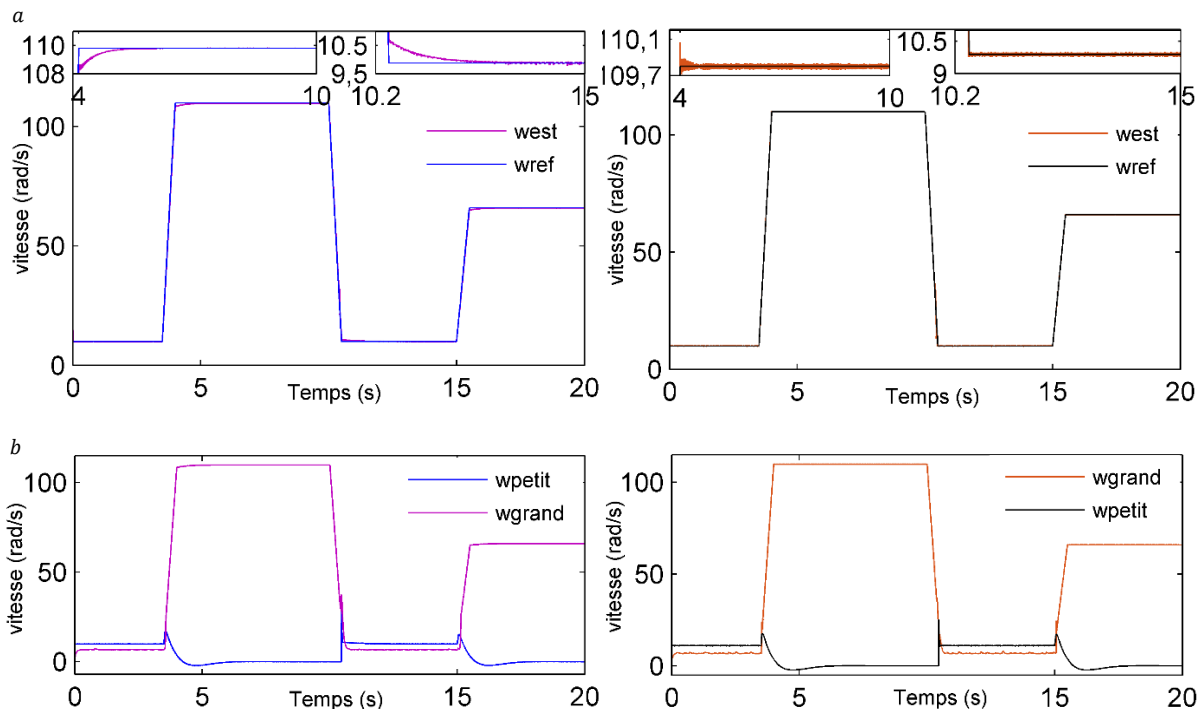
V.3.2.3 Simulation de l'observateur hybride sans défaut

Le profil de vent est composé de plusieurs étages pour bien tester les performances de l'observateur proposé, où les profils en échelon (saut) et en rampe (progression linéaire) sont choisis. De $t=0$ à 3.5s la vitesse est de 0.1m/s de la valeur nominale, puis la vitesse nominale prend le relais durant $t=4$ jusqu'à $t=10$ s, ensuite la vitesse est diminuée à la première valeur entre $t=11$ s et $t=15.5$ s, et enfin une vitesse de 0.5 fois (la vitesse du vent) V_v est imposée pendant le reste du temps.

Dans cette section, l'observateur hybride est testé sans *FTC* et sans défaut. On peut visualiser deux courbes superposées (en panorama) représentant le signal estimé par le contrôleur conventionnel *PI* et celui fourni par l'algorithme *HOSMC*.

La figure V.12 (a) montre que la vitesse estimée suit bien sa référence avec de bonnes performances dynamiques et une parfaite précision. On ne constate presque aucune influence et aucune dégradation de la dynamique sur l'allure de la vitesse lors de la transition, confirmant l'efficacité de l'algorithme de coefficient de pondération. On peut voir sur la figure V.12 (b) que les petites vitesses sont réservées uniquement au deuxième observateur, après une vitesse de 25 rad/s l'observateur non linéaire est activé, on remarque aussi que le deuxième observateur pendant les phases de grandes vitesses prend une valeur autour de zéro pour ne pas influencer le 2^{ème} observateur et pour voir une bonne reprise.

Les coefficients de pondérations f_1 et f_2 sont illustrés sur la figure V.12 (c) qui montre bien la région de chaque observateur. À partir de la figure V.12 (d) le courant i_{sd} et i_{sq} présente un bon découplage entre eux, i_{sd} prend une valeur de 5A pendant les petites vitesses et une valeur nulle pendant le reste du temps. i_{sq} présente des pics au niveau de la zone de transition qui ne sont pas dangereux. Ainsi les courants de phases i_{abc} montrent parfaitement un système triphasé de forme sinusoïdale sur la figure V.12 (e). Les lois de commande associées à ces structures garantissent des hautes performances aussi bien statiques que dynamiques dans le cas nominal, moyenne et faible régime en même temps au niveau de la transition.



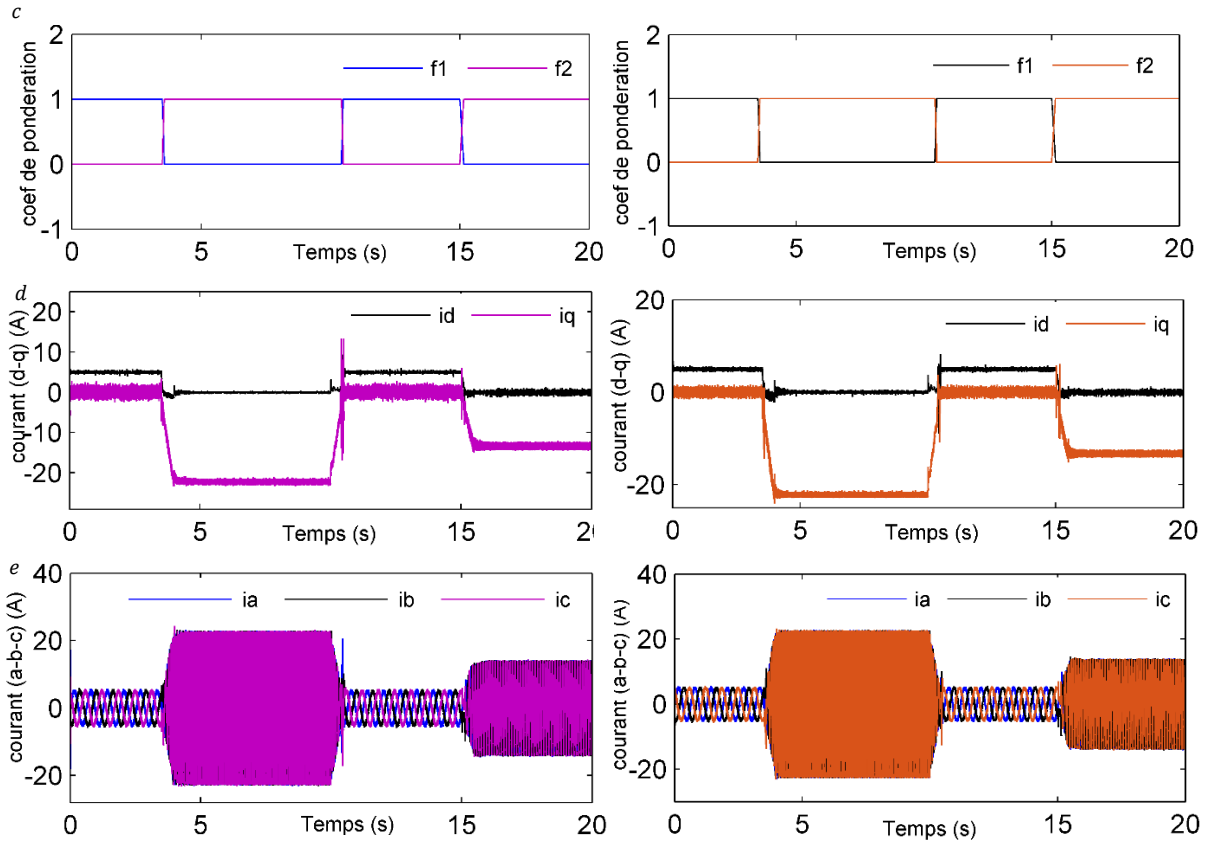


Figure V.12 : les Performances de l'observateur hybride, (côté gauche) *PI*, (côté droite) *HOSMC*. (a) la vitesse, (b) les vitesses séparées, (c) les coefficients de pondérations, (d) les courants suivant les axes d et q, (e) les courants triphasés.

V.3.2.4 FDI avec défaut de vitesse

Dans cette section, nous allons entreprendre la conception d'un organe décisionnel qui permettra de maintenir la continuité de service d'une *GSAP*. Les algorithmes de *FDI* ont pour but de vérifier si le système est en bon état de fonctionnement ou pas. Ces procédures de diagnostic sont effectuées généralement en deux étapes consécutives : la génération puis l'évaluation des résidus. Lors de la première étape, Les résidus sont des signaux potentiellement indicateurs de défauts. La génération des résidus est propre à la méthode utilisée. Dans notre cas d'étude, les résidus sont obtenus à partir de la différence entre les variables mesurées et celles estimées du système [3]. Dans la référence [14], n estimateurs sont disponibles et le choix de l'estimateur dépend de l'erreur minimale entre le résidu et le seuil. Le régulateur correspondant est ensuite appliqué au système en utilisant une logique de commutation. La figure (V.13) montre la structure de générateur de résidus appliqué dans [14].

L'inconvénient de l'algorithme de vote présenté dans la figure (V.13) réside dans le fait que l'estimateur est choisi selon le résidu qui ne signifie pas le bon estimateur, ceci constitue véritablement un problème majeur pour un fonctionnement sur une large plage de vitesse i.e

avec les observateurs hybrides, car le résidu est testé dans le point d'application de défaut et ce n'est pas dans toutes la trajectoire. Cependant, avec la structure proposée, l'estimateur est déterminé sur la base de la gamme de vitesse.

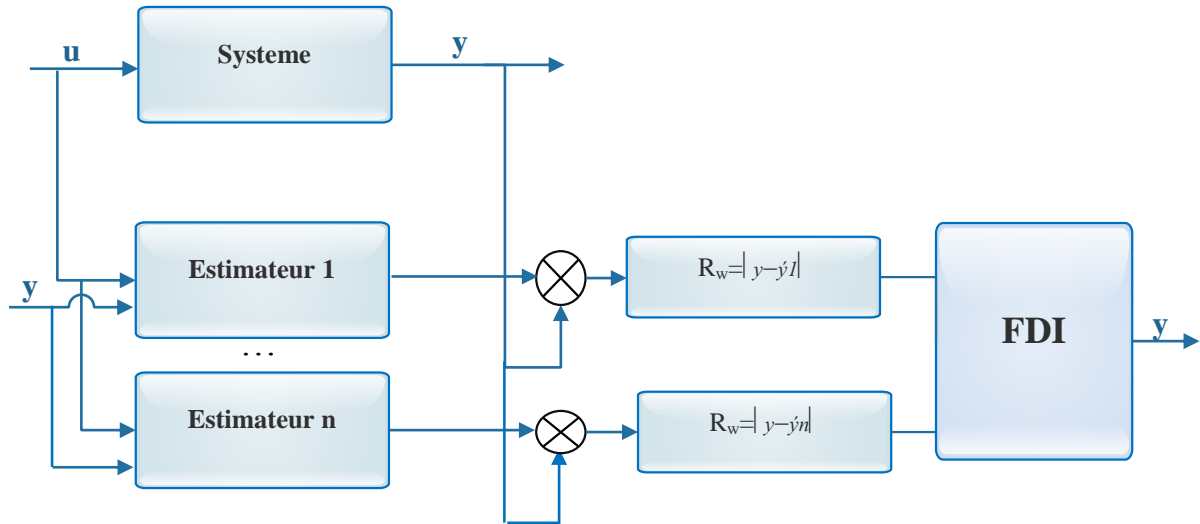


Figure V.13 : Structure générale d'un générateur de Résidus.

Par ailleurs, si la vitesse est incluse dans la gamme de petites vitesses alors le résidu est déterminé à partir de la différence entre la vitesse mesurée et celle estimée de l'observateur aussi en petites vitesses qu'en grandes vitesses. La figure suivante montre la structure ainsi proposée.

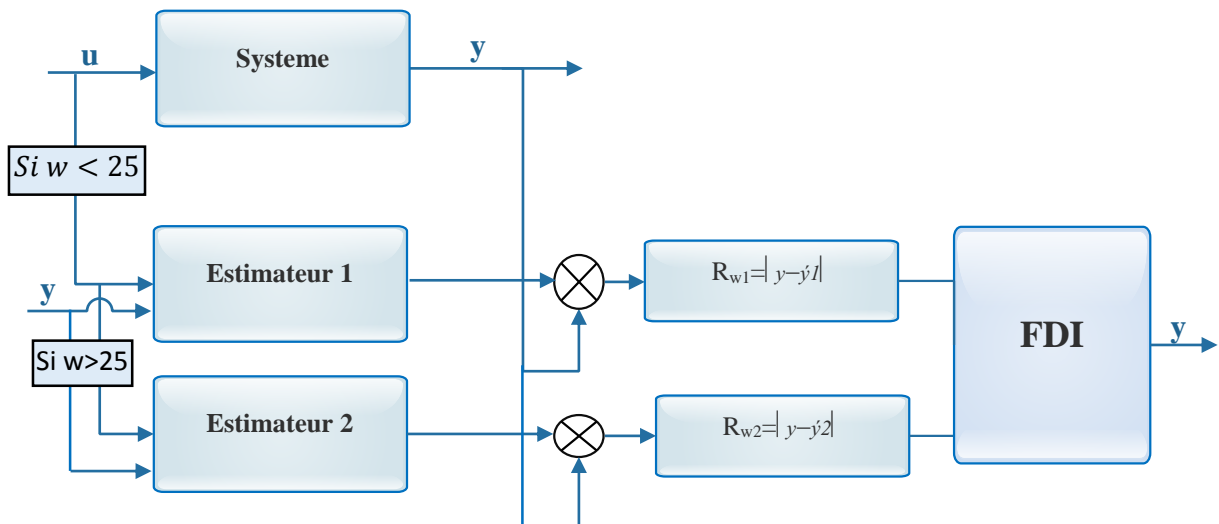


Figure V.14 : Structure proposée de générateur de Résidus.

Durant la seconde étape, les résidus sont examinés par une comparaison de l'erreur à un seuil de décision fixé à une valeur judicieusement choisie au préalable. Si cette erreur est supérieure au seuil, alors un défaut est détecté. Avec la structure proposée, deux seuils selon la

gamme de vitesse doivent être bien choisis, en vue de réduire les problèmes de fausses alarmes et de non détection. La figure V.15 illustre le principe de l'algorithme de décision pour assurer la continuité du fonctionnement du système.

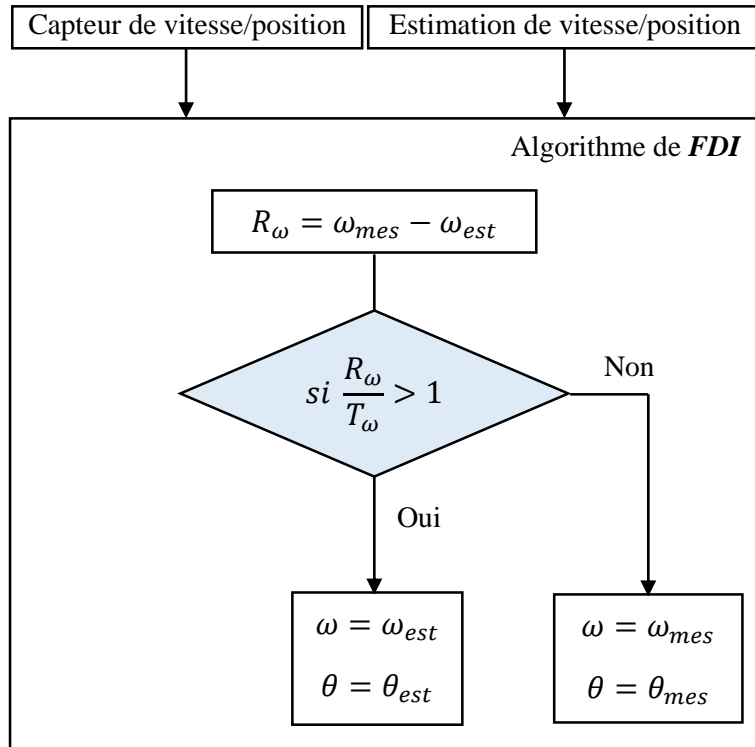


Figure V.15 : Schéma de principe des algorithmes de décision.

L'algorithme utilisé dans (*FDI*) permet de commuter le signal mesuré au signal estimé pour assurer un fonctionnement continu. Une comparaison permanente entre le résidu et le seuil est effectuée pour détecter le défaut de capteur, le résidu qui représente la différence entre le signal mesuré et estimé, et le seuil est une valeur bien choisie de telle sorte que le système ne donne pas une fausse alarme.

Une comparaison permanente donner le rapport résiduelle/seuil de *FTC* :

$$R_\omega = \omega_{mes} - \omega_{est} \text{ si } \frac{R_\omega}{T_\omega} > 1 \text{ Alors } \mu = 1 \text{ else } \mu = 0$$

Quand il y a un résidu R_ω supérieur aux seuils préétablis T_ω , alors un défaut est détecté, et le bloc de décision bascule vers le capteur logiciel par la formule suivante :

$$\omega = (1 - \mu)\omega_{mes} + \mu\omega_{est} \quad (V.24)$$

Une fois la détection et l'isolation effectuées, la reconfiguration est généralement réalisée en remplaçant dans la commande la sortie du capteur défaillant par une reconstitution de cette sortie, à partir d'autres mesures issues de capteurs logiciels en développant des algorithmes basés sur des observateurs ou encore de simples estimateurs [3].

V.3.2.4.1 Simulation de l'état sain

Sous les conditions normales, la commande exploite l'information de la position et de la vitesse à partir de capteur. Les résultats de simulation à l'état sain sont représentés par la figure V.16, où on a concentré sur les signaux essentiels à savoir la vitesse et les courants.

On remarque que la vitesse est confondue avec celle de référence (figure V.16 (a)). Le courant en quadrature (figure V.16 (b)) et la vitesse subissent un très petit dépassement à chaque variation de vent puis il rejoignent rapidement leur valeurs finales avec le régulateur *HOSMC*. Par contre avec le régulateur *PI* aucun dépassement n'est enregistré. Le temps de réponse avec le *HOSMC* est excellent par rapport à celui obtenu avec le contrôleur *PI*. Le courant direct est maintenu zéro, ce qui montre de façon plus claire le découplage existant. A titre de comparaison, les résultats montrés par le *HOSMC* sont meilleurs par rapport les résultats du *PI* soit en termes du temps de réponse ou en présence de chattering.

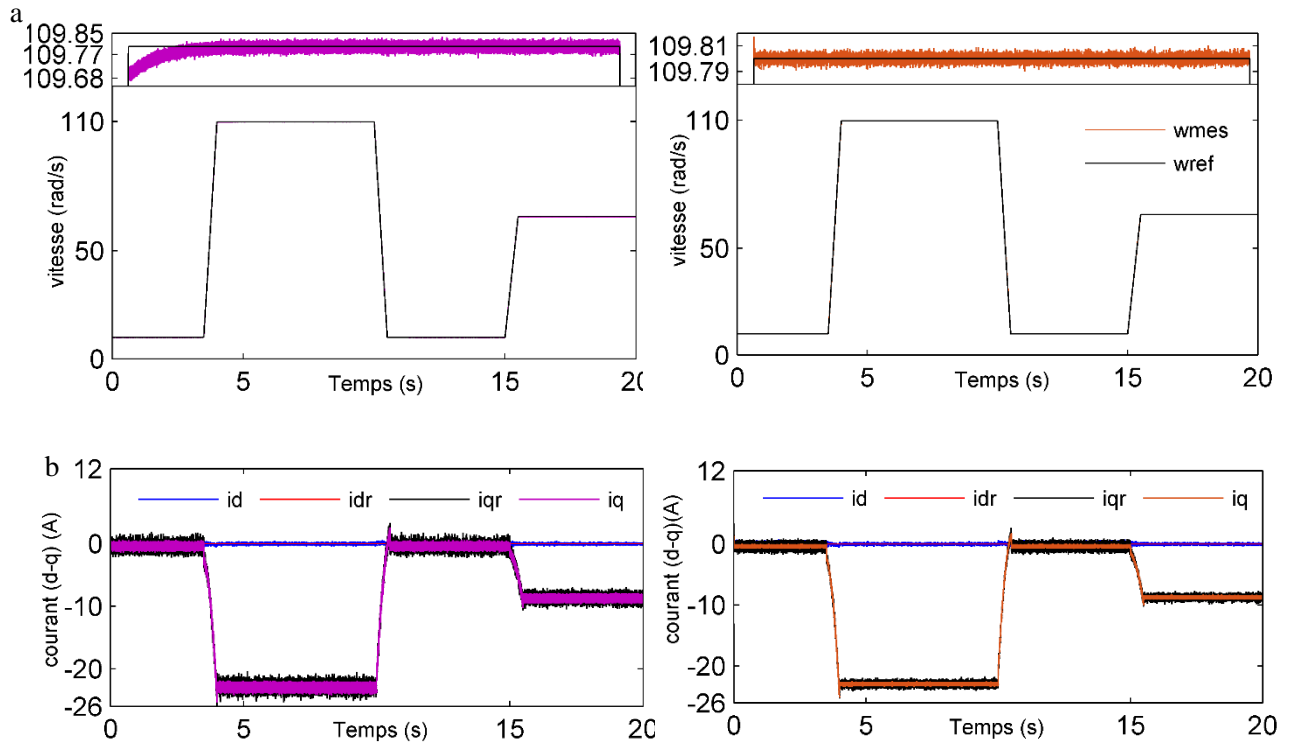


Figure V.16 : Performances de l'état sain, (côté gauche) *PI* ; (côté droite) *HOSMC*. (a) la vitesse, (b) les courants suivant les axes d et q.

V.3.2.4.2 Simulation de l'état défaillant

En présence d'un défaut de capteur de vitesse, la commande tolérante aux défauts est introduite, ce qui permet de détecter ce dernier et de basculer vers l'observateur hybride, où deux scenarios vont être envisagés et discutés selon les deux gammes de vitesses.

a. Scenario1

Après la disparition entière de l'information sur la vitesse mesurée à l'instant $t=1s$, l'algorithme de tolérance commute la commande vers l'observateur hybride. En même temps, l'algorithme de coefficient de pondération permet de choisir l'observateur qui correspond à cette région. La vitesse et les courants prennent le relais avec une bonne transmission à petite vitesse (voir les l'allure de la figure 25abc). On observe qu'il existe des pics de courants sur i_{sd} et i_{sq} . Ces pics sont dus principalement aux changements de référence et de l'algorithme de transition étant donné que le courant répond plus rapide que la vitesse.

La figure V.17 représente une comparaison entre les régulateurs classiques *PI* et *HOSMC* qui confirme que les performances de *HOSMC* sont bonnes en le comparant avec *PI*.

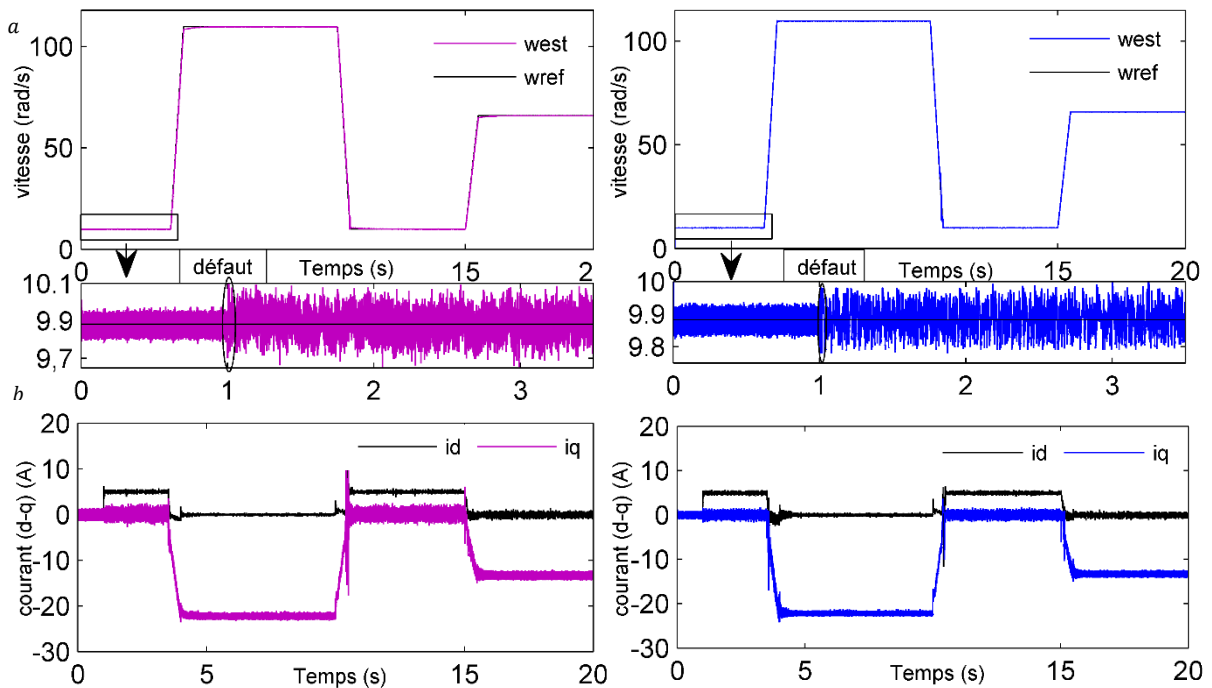


Figure V.17 : Performances de *FTC* avec défaut à basse vitesse, (côté gauche) *PI*, (côté droite) *HOSMC*. (a) la vitesse, (b) les courants suivant les axes d et q.

Le tableau suivant résume les différents réglages obtenus de la vitesse :

	Dd (rad/s)	Tr (s)	Es	Dp (rad/s)	Tp (s)
PI	0.5	0.0001	0.05	0.0003	0.0001
HOSMC	0.1	0.0001	0.005	0.0001	0.0001

Tableau V.1 : Récapitulation des performances de l'ensemble des réglages à petite vitesse. Avec :

Dd (%) est le dépassement au démarrage.

Tr (s) est le temps de réponse.

E_s est l'erreur statique.

D_p (rad/s) est le dépassement à l'apparitions de défaut.

T_p (s) est le temps de réjection de défaut.

b. Scenario2

Dans cette situation l'information de vitesse est disparue à l'instant $t=5s$, contrairement à scénario précédent. Dans ce cas, le changement de la vitesse mesurée par celle estimée provoque un pic qui n'est pas dangereux (figure V.18(a)). Globalement, les performances de vitesse et du courant sont meilleures avec le *HOSMC* par apport au *PI* surtout à l'instant de l'apparition du défaut. On peut remarquer clairement que la commande par *HOSMC* présente un temps de réponse très court par rapport aux *PI* et le dépassement à l'instant de l'apparitions du défaut est réduit avec un très court temps de réjection associé. La qualité d'un système de surveillance est satisfaite du point de vue détectabilité et isolabilité, rapidité de détection et robustesse.

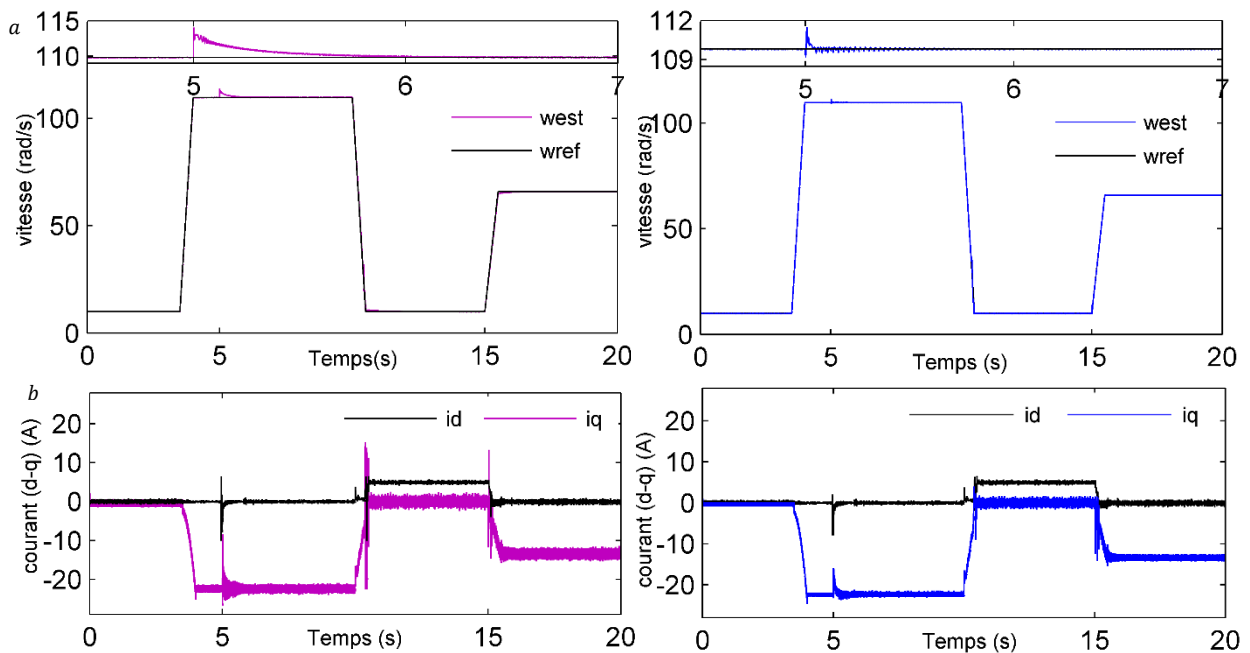


Figure V.18 : Performances de *FTC* avec défaut à grande vitesse, (côté gauche) *PI*, (côté droite) *HOSMC*. (a) la vitesse, (b) les courants suivant les axes d et q.

Le tableau suivant donne les différents réglages de la vitesse obtenus :

	D_d (rad/s)	T_r (s)	E_s	D_p (rad/s)	T_p (s)
PI	0	1	0.001	5	1
HOSMC	0.1	0.001	0.0001	1.8	0.05

Tableau V.2 : Récapitulation des performances de l'ensemble des réglages à grande vitesse.

c. Test de robustesse

La robustesse des commandes est un point important, notamment pour les systèmes à fortes variations de paramètres ou les systèmes comportant plusieurs entités en interaction.

Afin de tester la robustesse de la commande proposée, deux tests sont effectués de la façon suivante :

- ❖ Variation de la résistance de 50% + Variation de référence

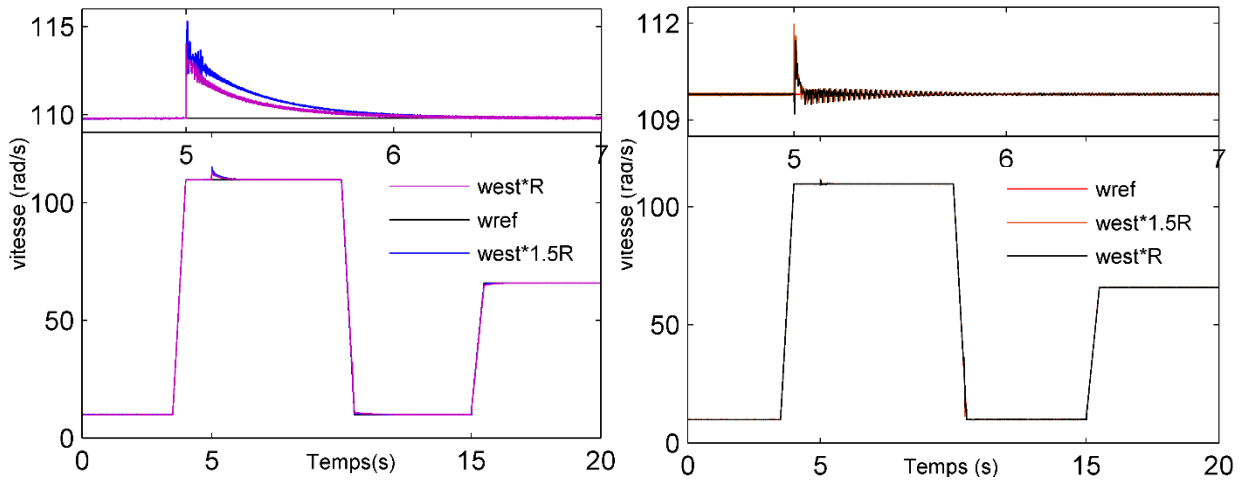


Figure V.19 : Performances de *FTC* avec défaut à grande vitesse et variation de la résistance, (côté gauche) *PI*, (côté droite) *HOSMC*.

On peut voir sur la [figure V.19](#) que la variation de la résistance de 50% de la valeur réelle n'affecte pas le système et on peut observer que les performances avec le *HOSMC* sont très bonnes par rapport aux performances avec un *PI*. Au niveau de l'apparitions de défauts, notamment à $t=5s$, le dépassement est légèrement augmenté avec les deux régulateurs, mais le temps de réponse du *HOSMC* est excellent par rapport au *PI*.

- ❖ Variation de l'inductance de 50%+ Variation de référence

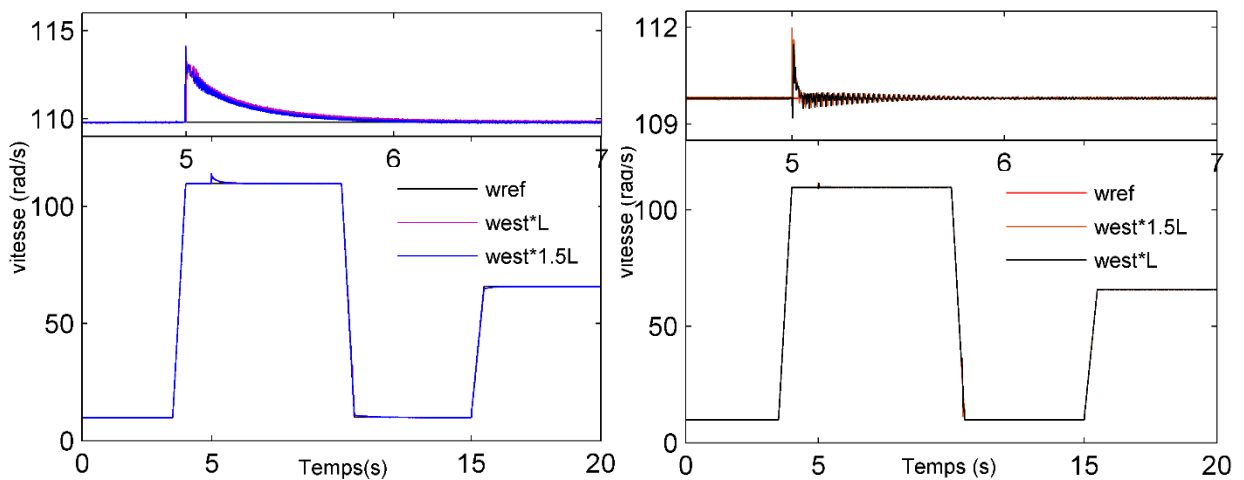


Figure V.20 : Performances de *FTC* avec défaut à grande vitesse et variation de l'inductance, (côté gauche) *PI*, (côté droite) *HOSMC*.

La figure V.20 trace l'évolution de la vitesse lors d'une variation de 50% de la valeur de l'inductance statorique L_s . Cette figure montre qu'il n'est pas de différence entre la vitesse avec une valeur nominale de l'inductance et la vitesse obtenue avec une valeur de l'inductance augmentée de 50% par rapport à sa valeur nominale et ceci pour les deux algorithmes **PI** et **HOSMC**.

On remarque aussi que cette variation n'affecte plus le système et le contrôle des vitesses reste efficace. Cette variation n'a aucune influence sur le temps de réponse, mais le dépassement est très légèrement augmenté. Le suivi de vitesses est toujours assuré et la stabilité n'est pas affectée par ces variations de paramètres.

La variation de la résistance et de l'inductance statorique n'a quasiment aucune influence sur le fonctionnement de la génératrice. L'approche ainsi développée et introduite dans ce système est robuste vis-à-vis de la variation de résistance et de l'inductance.

V.3.3 Le pitch control

Pour les fortes vitesses du vent, les éoliennes ont un système limitant la production d'énergie afin de protéger la structure complète de la chaîne de conversion. Un système gérant l'orientation des pales est une des possibilités pour les éoliennes à vitesse et angle de calage variables. Ce système d'orientation des pales, qui peut être hydraulique ou électrique, permet d'ajuster les forces aérodynamiques, afin de limiter d'une part la puissance à une valeur supportée par la génératrice et de réduire d'autre part les charges que subissent les pales. Le schéma bloc du système d'orientation des pales est donné par la figure V.21. Cette structure étant composée des éléments suivants [15]:

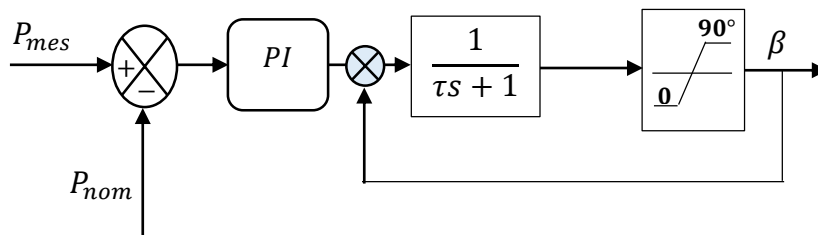


Figure V.21 : Modélisation de l'actionnement de l'angle de calage des pales d'éolienne.

- **Régulateur** : ce bloc génère, à partir de la comparaison entre la puissance nominale et la puissance mesurée, un signal de référence β_{ref} pour l'angle de calage des pales β .
- **Dynamique d'orientation des pales** : elle représente la dynamique des actionneurs des pales, et peut être décrite par une fonction de transfert du premier ordre :

$$\frac{p_{mes}}{p_{nom}} = \frac{1}{\tau_{\beta} + 1} \quad (V. 25)$$

Avec τ_β la constante de temps du système d'orientation [15].

• **Limiteur** : il s'agit ici de limiter l'angle de calage. En effet, pour la plupart des systèmes éoliens, β évolue entre une valeur minimale $\beta_{min} = 0^\circ$ et une valeur maximale $\beta_{max} = 90^\circ$. On prend les mêmes valeurs dans cette étude. À noter que la valeur optimale de l'angle de calage β permettant une production optimale n'est pas standard car elle dépend de la forme de la pale.

V.3.3.1 Résultats de simulation

Dans cette partie, la vitesse de vent dépasse sa valeur nominale à l'instant $t=6s$, la vitesse nominale $\omega_{nom} = 12.2 \text{ m/s}$, pour avoir l'utilité de système proposé, le profil de vent prend les valeurs suivantes :

Le temps (s)	La vitesse de vent (m/s)
$0 \leq t \leq 3.5$	0.9
$4 \leq t \leq 6$	10
$6.5 \leq t \leq 8$	14
$8.5 \leq t \leq 11$	16
$11.5 \leq t < 15.5$	10
$16 \leq t \leq 20$	0.9

Tableau V.3 : les valeurs de profil de vent.

Les résultats de simulations montrent que l'angle de calage des pales varie en l'inverse de puissance. On remarque qu'au moment où la vitesse du vent devient supérieure à sa vitesse nominale, le système de contrôle de l'angle de calage modifie l'orientation des pales de façon à augmenter l'angle, ce qui réduit le coefficient de puissance C_p et limite sa valeur maximale quelle que soit la vitesse du vent comme il est illustré sur les figures (a, b, c).

C_p diminué de sa valeur maximale sous l'effet de la variation de beta afin de diminuer la puissance. La figure V.22 (a) montre bien que la puissance sans pitch control admet une valeur inacceptable.

Concernant la vitesse spécifique, elle garde toujours sa valeur optimale parce que la variation de l'angle de calage ne varie pas cette vitesse (λ).

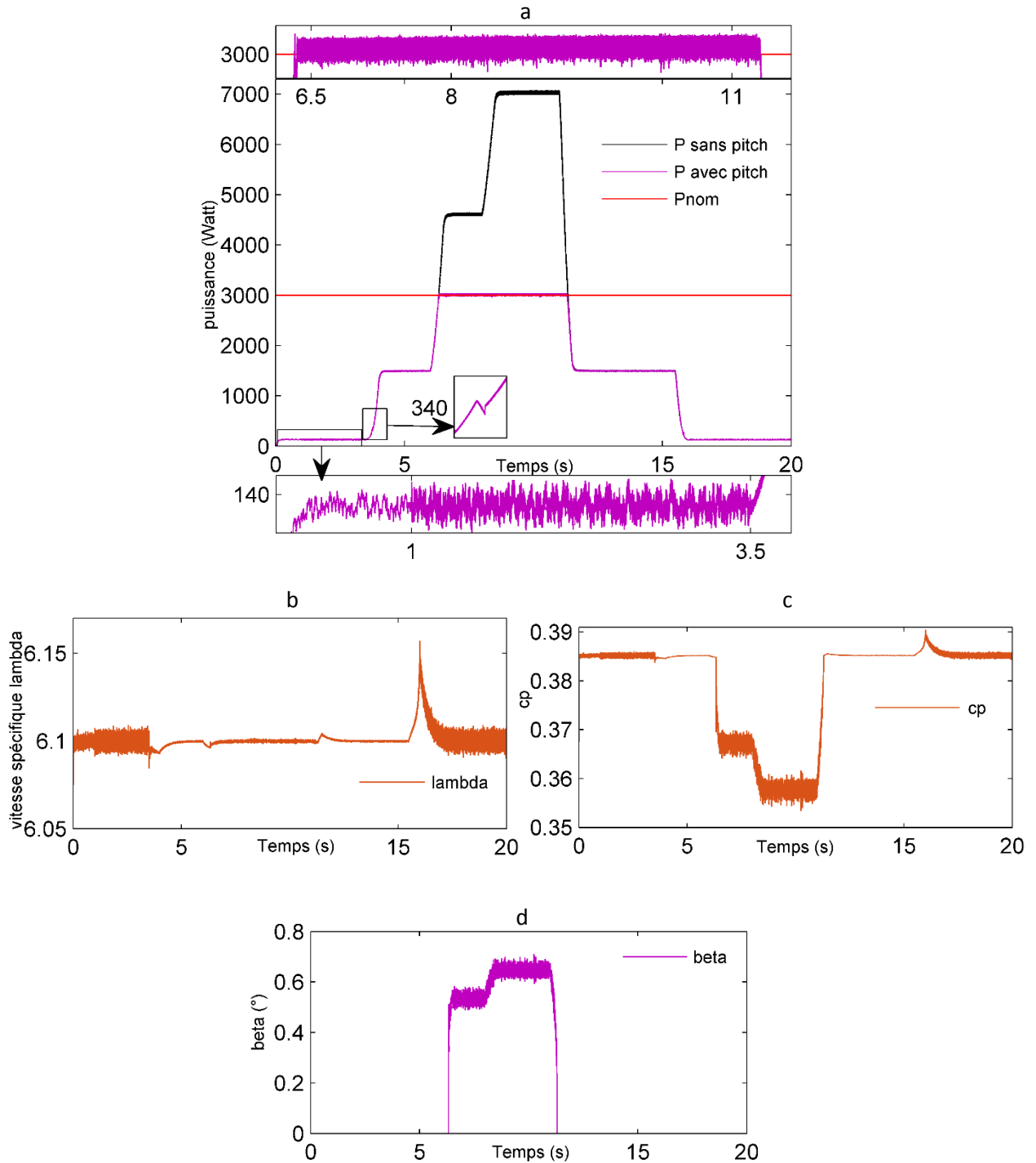


Figure V.22 : Performances de **pitch contrôle** avec défaut à petite vitesse, (a) la puissance, (b) vitesse spécifique (λ), (c) coefficient de puissance (C_p), (d) β .

V.4 Conclusion

Dans ce chapitre, la *AFTC* d'une *GSAP à pôles lisses* entraînée par une turbine éolienne est développée afin d'arriver à un fonctionnement sur une large plage de vitesse du vent avec une continuité de service en présence d'un défaut. Une surveillance permanente de la vitesse permet au *FDI* d'orienter la commande vers l'observateur hybride, dont la grande vitesse est réservée à l'observateur non linéaire pour estimer la position et sa vitesse est obtenue par la dérivation numérique de la position. Par contre, la petite vitesse est réservée au deuxième observateur qui s'adapte parfaitement avec les machines à entrefer uniforme. La méthode de coefficient de pondération réalise la transition entre les deux observateurs et attache chaque observateur dans sa région.

Deux types de régulateurs ont été proposés et développés afin de pallier le problème de robustesse. Un système d'orientation des pales est également implémenté dans le but de limiter la puissance.

L'analyse des résultats obtenus dans ce chapitre montre clairement un degré d'efficacité acceptable de la stratégie choisie qui fait ramener le système à son point optimal après un défaut de vitesse. L'*AFTC* montre une bonne continuité de service dans les deux régions de vitesse avec l'observateur hybride. L'influence du défaut sur le système à petites vitesses est très réduite en la comparant avec les grandes vitesses. Cette méthode augmente la robustesse, la fiabilité et permet d'améliorer le rendement énergétique. Le *HOSMC* présente une bonne qualité de régulation par rapport au *PI* notamment à l'instant de faire basculer le contrôle avec capteur au contrôle sans capteur, ainsi la variation paramétrique de la machine ne change pas les performances du système.

Les résultats de simulations montrent aussi que la puissance conserve une valeur limite pour des vitesses élevées du vent bien que la turbine soit capable de produire plus de puissance. Cette limite de puissance est utilisée pour éviter une éventuelle survitesse du rotor, et protéger le système électrique par conséquent.

Références Bibliographique

- [1] Tahri Ahmed, Contribution à l'identification et à la commande robuste des génératrices synchrones à aimants permanents associées aux générateurs éoliens, thèse de doctorat, Université ibn khaldoun de tiaret, 2018.
- [2] M. Oudghiri, Commande multi-modèles tolérante aux défauts : Application au contrôle de la dynamique d'un véhicule automobile," Thèse de doctorat, Université de Picardie jules verne, 2008.
- [3] Slimane MEDJMADJ, Méthodes et outils d'aide à la décision en vue de la commande tolérante aux défauts des entraînements électriques, Thèse de doctorat, Université ferhat abbas – setif, 2015.
- [4] Fatma SALLEM, Détection et Isolation de Défauts Actionneurs Basées sur un Modèle de l'Organe de Commande, thèse de doctorat, université de toulouse, 2013.
- [5] DERDOUR Yasmine, Comparaison des Outils de Diagnostic par l'Analyse Structurale et la Théorie des Observateurs, mémoire de magister, Université d'Oran Es-Senia, 2010.
- [6] M. Blanke, M. Kinnaert, J.Lunze et M. Staroswiecki .Diagnostic et Contrôle des Tolérance aux Fautes, Springer, Verlag Berlin Heidelberg, Année 2006.
- [7] N. Dangoumau. Contribution à la Gestion des Modes des Systèmes Automatisés de Production, Thèse de doctorat, université des sciences et technologies de Lille décembre 2000.
- [8] KawtharAlameh, Contribution au diagnostic et à l'analyse de défauts d'une machine synchrone à aimants permanents. Thèse de doctorat, Université de Rouen Normandie, 2018.
- [9] Brice BELTRAN, Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones à double alimentation : Du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur, thèse de doctorat, Université de bretagne occidentale, 2010.
- [10] S. K. Kommuri, S. B. Lee, K. C. Veluvolu, Robust Sensors-Fault-Tolerance with Sliding Mode Estimation and Control for PMSM Drives, IEEE/ASME transactions on mechatronics, Volume: 23 (Issue: 1,) page17-28. 2018.
- [11] R. Ortega, L. Praly, A. Astolfi, J. Lee, K. Nam, Estimation of Rotor Position and Speed of Permanent Magnet Synchronous Motors With Guaranteed Stability, IEEE Trans. Control. Syst. Technol. vol. 19, no. 3 : pp. 601 – 614, 2011.
- [12] Silva C, Asher GM, Sumner M. Hybrid rotor position observer for wide speed range sensorless PM motor drives including zero speed. IEEE Trans Ind Electron; 53(April):373–8. 2006.

- [13] Sayeef S, Foo G, Rahman MF. Rotor position and speed estimation of a variable structure direct-torque-controlled IPM synchronous motor drive at very low speeds including standstill. *IEEE Trans Ind Electron*; 57, pp 3715–23. 2010
- [14] A. Raisemche, M. Boukhniher, D. Diallo, New fault-tolerant control architectures based on voting algorithms for electric vehicle induction motor drive, *Transactions of the Institute of Measurement and Control* 1–16. 2016.
- [15] Ibrahim Guenoune, *Commandes non linéaires robustes de systèmes éoliens*, thèse de doctorat, université de Tlemcen, 2018.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux développés dans cette thèse portent sur la conception des lois de commande qui permet d'améliorer la fiabilité et le rendement énergétique de **GSAP** à pôle lisse entrainer par une éolienne fonctionne sur une large plage de vitesse (répond aux fluctuations aléatoires de vent), et de rendre la structure choisie plus robuste aux différentes perturbations et incertitudes (variations du vent, variation paramétrique), ainsi de protéger le système éolien en cas de forte vitesse.

La littérature est d'abord explorée, commençant par l'état de l'art afin de comparer les différentes structures d'une chaîne de conversion éolienne et les méthodes d'estimation de la vitesse et de la position existent et pour révéler les avantages et les inconvénients de chaque structure à base de **GSAP**. Les méthodes et les structures ont été comparées sur la base de la littérature en ce qui concerne un ensemble d'aspect de performance.

En vue de comprendre le comportement du système étudié (la configuration choisie), la dynamique de **GSAP** associée à une turbine éolienne d'un côté et un convertisseur électronique de l'autre côté a été modélisée. Le modèle développé présente un fort non linéarité qui nécessite une commande vectorielle avec capteur pour réduire cette linéarité. L'analyse de l'efficacité énergétique de l'ensemble turbine génératrice permet de démontrer l'intérêt de la mise en œuvre de cette commande, cette stratégie de commande avec régulateur **PI** fournit des bonnes performances dynamiques.

Pour montrer la contribution de cette étude, Deux stratégies de commande sont développées :

Premièrement, la mise en place d'un observateur hybride de poursuite d'angle permet de résoudre la contrainte de suppression le capteur mécanique. Il permet d'estimer la vitesse du rotor sur une large plage de vitesse. À l'issue de l'étude bibliographique, une classification des observateurs utilisés pour la reconstruction de la position à basse vitesse de la machine a été effectuée. Les limites de ces méthodes à obliger d'utiliser d'autre type d'observateur adapté à la machine à pôle lisse qui est différent complètement à celui qui utilise la saillance magnétique. L'introduction de la commande floue présente une solution efficace dans notre cas puisqu'elle ne dépend pas du modèle du système. Un observateur en mode glissant d'ordre deux a été mis au point pour l'estimation de l'angle de la position du rotor dans le contrôle vectoriel du **GSAP** à grande vitesse. Différentes procédures ont été envisagées pour combiner les deux observateurs, la méthode de coefficient de pondération est favorisée à cause de leur simplicité. Noté que cette technique est subite à des évolutions dans ce contexte qui permet non seulement

à basculer entre les observateurs mais traite aussi la perte de contrôle dans l'un des deux observateurs.

Basant sur les résultats des simulations, le schéma sans capteur proposé est considéré comme la technique la mieux adaptée dans cette étude de cas. Ceci est principalement dû à la bonne réponse donnée aussi bien en basse vitesse qu'en vitesse nominale sans perte de contrôle.

En second lieu, la contribution ciblée dans ce contexte est la conception d'un système *FDI* capable de détecter et de localiser le défaut naissant dans le capteur de vitesse de *GSAP*. Le développement d'un nouvel observateur hybride a été réalisé qui fondé sur le même observateur à petite vitesse de la première configuration et un observateur non linéaire fonctionne sur le reste de la plage de vitesse. Ces observateurs sont couplés en cascade par un algorithme de transition. L'observateur proposé offre la possibilité de remplacer le capteur de vitesse en cas de défaillance complète de ce capteur. Les deux observateurs forment un bon observateur hybride qui assure bien la continuité de service et les résultats de simulation présentés dans le chapitre V prouvent l'efficacité de la commande appliquée soit par le régulateur *PI* soit par le *HOSMC*.

Ce système est attaché par d'autres stratégies basées sur le pitch contrôle pour assurer une grande plage de fonctionnement en toute sécurité. Les résultats de simulations nous ont montré que la puissance électrique ne dépasse pas sa valeur nominale.

Pour maintenir une dynamique de hautes performances du système on a introduit une commande robuste à base de mode de glissement d'ordre deux pour maintenir le système robuste en cas d'une évolution variable de vent et en cas des variations paramétriques. Les résultats de simulations ont permis de montrer l'intérêt de la mise en œuvre de cette commande par apport au régulateur classique.

Du point de vue général, cette thèse fournit une solution innovante et robuste à la problématique de fonctionnement sur une large plage de vitesse d'une *GSAP* à pôle lisse en compagnie d'une commande sans capteur avec et sans défaut. Les observateurs présentés dans les deux structures sont plus d'intérêt en matière de robustesse, stabilité, précision et simplicité d'implémentation. La stabilité de chaque observateur est garantie par la théorie de *Lyapunov*.

Enfin, nous terminons cette étude en proposant les perspectives de recherche suivantes:

- L'implémentation des commandes présentées dans cette thèse dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés.
- Introduire une méthode pour détecter l'état initiale de *GSAP* pour garantir un démarrage stable.
- Appliquer d'autres types de défaut sur le système pour voir s'il y a un changement de comportement ou pas.

-Utiliser des commandes avancées telles que *backstepping*, *prédictive* pour améliorer les performances du système.

-L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.

Valorisation des Travaux de Recherche de la Thèse

Articles

New hybrid sensorless speed of a non-salient pole PMSG coupled to wind turbine using a modified switching algorithm, ISA Transactions.