

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. TAHRI Ahmed

En vue de l'obtention du diplôme de :

DOCTORAT (L.M.D)

Spécialité : Énergies Renouvelables

THÈME

Contribution à l'identification et à la commande robuste des génératrices synchrones à aimants permanents associées aux générateurs éoliens

Devant le Jury composé de :

Président	M. LARBI	M.CA	Université Ibn Khaldoun de Tiaret
Examineur	R.MENACER	Pr	Université Mohamed Khider de Biskra
Examineur	A.CHAOUI	M.CA	Université Ferhat Abbas Setif1
Examineur	M.SEBAA	M.CA	Université Ibn Khaldoun de Tiaret
Directeur de Thèse	S.HASSAINE	M.CA	Université Ibn Khaldoun de Tiaret
Co- Directeur de Thèse	S.MOREAU	M.C	Université de Poitiers, France

2018

المخلص: في هذه الأطروحة، تعاملنا مع مشكلة التحكم في وجود الأخطاء في مستشعرات مُولد متزامن ذو مغنطيس دائم (*PMSG*) يُتحكم فيه لتطبيقات طاقة الرياح. على وجه الخصوص، كنا مهتمين في تحقيق الكشف عن الأخطاء *FDI* و التحكم القوي المتسامح مع الأخطاء، من بداية ظهورها (من السعة الصغيرة) التي تُؤثر على قياسات الإشارات الكهربائية ثلاثية الأطوار (التيارات الكهربائية) والميكانيكية (موضع الدوار). قبل أن تتمكن من العمل على هذه المشكلة الصعبة، كنا بحاجة لإنشاء محاكي لتوربينات الرياح *PMSG* وتصميم أنظمة التحكم الخاصة به. من أجل ذلك، قمنا بتقديم تحكم قوي غير خطي من نوع *Backstepping*، يستند هذا الأخير على نظرية *Lyapunov*، التي تضمن استقرار النظام. هذا المُتحكم جُمع مع ملاحظ نو نمط انزلاقي (*SMO*) لتحقيق *FTC* لمستشعر وضعية الدوار. لمزيد من تحسين كفاءة ووثوقية نظام التوليد، كان من المثير للاهتمام الجمع بين *FTC* المقترحة مع إجراء تشخيص خطأ مُستشعر التيار. لهذا، ركزنا على تطوير نهج جديد باستخدام *SMO* لإعادة عزل وتصحيح أخطاء مُستشعر التيار كهربائي لتوربينات الرياح. الميزة الرئيسية هي أن *SMO* لا يستخدم سوى القياسات المتوفرة في النظام دون تعقيد أجهزة إضافية. تم اختبار التقنيات المقترحة تجريبياً بنجاح باستخدام النظام الأساسي *dSPACE 1104*. النتائج التجريبية التي تم الحصول عليها تؤكد أداء وكفاءة الطرق المقترحة.

الكلمات المفتاحية: نظام تحويل طاقة الرياح، *PMSG*، مراقب *Backstepping* قوي، تشخيص الأخطاء، *SMO*.

Résumé:-Dans cette thèse, nous avons traité le problème de la commande en présence des défauts dans les capteurs d'un Générateur Synchrone à Aimants Permanents (*GSAP*) contrôlé pour les applications éoliennes. En particulier, nous nous sommes intéressés à la réalisation du *FDI* et du contrôle robuste tolérant aux défauts (*FTC*), suite à des défauts naissants (de faible amplitude) affectant les mesures des signaux électriques triphasés (courant) et mécanique (position du rotor). Avant de pouvoir travailler sur ce problème difficile, nous avons besoin de construire un simulateur pour l'éolienne *GSAP* et de concevoir un système de contrôle. Pour cela, nous avons présenté une commande robuste non-linéaire de type *Backstepping*. Ainsi, le design du *Backstepping* est basé sur la théorie de *Lyapunov* qui garantit la stabilité du système. Le contrôleur *Backstepping* est combiné avec un observateur à mode glissant (*SMO*) pour réaliser un *FTC* pour le capteur de position de rotor. Pour améliorer encore l'efficacité et la fiabilité du *SCEE*, il est intéressant de combiner le *FTC* proposé avec une procédure de diagnostic du défaut de capteur de courant de phase. Pour cela, nous nous sommes attachés au développement d'une nouvelle approche à l'aide d'un *SMO* avec le vecteur d'état augmenté dans le but de reconstruire, d'isoler et de corriger les défauts du capteur de courant pour une éolienne à base de la *GSAP*. Le principal avantage réside dans le fait que le *SMO* utilise uniquement les mesures disponibles dans le système sans avoir recours à un matériel supplémentaire. Les techniques proposées sont testées avec succès en temps réel en utilisant la plateforme *dSPACE 1104*. Les résultats expérimentaux obtenus confirment les performances et l'efficacité de la méthode ainsi proposée.

Mots clés: Système de conversion d'énergie éolienne, *GSAP*, Commande robuste *Backstepping*, diagnostique des défauts, *SMO*.

Abstract: -In this thesis, we dealt with the problem of control in the presence of faults in the sensors of a Permanent Magnet Synchronous Generator (*PMSG*) controlled for wind turbine applications. In particular, we are interested in the realization of the *FDI* and the robust fault-tolerant control (*FTC*), following incipient (low amplitude) defects affecting the measurements of three-phase (current) and mechanical (rotor position) electrical signals. Before we could work on this difficult problem, we need to build a simulator for the *PMSG* wind turbine and design its control system. For this, we presented a robust non-linear *Backstepping* control. Thus, the design of the *Backstepping* is based on the *Lyapunov* theory which guarantees the stability of the system. The *Backstepping* controller is combined with a sliding mode observer (*SMO*) to perform an *FTC* for the rotor position sensor. To further improve the efficiency and reliability of *WECS*, it was interesting to combine the proposed *FTC* with a phase current sensor fault diagnostic procedure. For this, we focused on the development of a new approach using an *SMO* with the augmented state vector to reconstruct, isolate and correct current sensor faults for a wind turbine based on the *PMSG*. The main advantage is that the *SMO* uses only the measures available in the system without the need for additional hardware. The proposed techniques are successfully tested in real time using the *dSPACE 1104* platform. The experimental results obtained confirm the performance and effectiveness of the proposed method.

Keys word: Wind energy conversion system, *PMSG*, Robust *Backstepping* Control, Fault Diagnosis, *SMO*.

À mes chers parents, qui n'ont pas cessé de prier pour moi, que Dieu les protèges.

A ma chère femme,

A ma chère petite fille « Anfal »,

A mes chers frères et sœurs,

A tous mes amis.

Les travaux présentés dans cette thèse ont été réalisés en collaboration entre le Laboratoire de Génie Energétique et de Génie Informatique (**L2GEGI**) de l'Université d'Ibn Khaldoun de Tiaret-Algérie et le Laboratoire d'Informatique et d'Automatique pour les Systèmes (**LIAS**) de l'université de Poitiers-France.

Je tiens d'abord à remercier:

Mr Saïd HASSAINE, Maitre de Conférences au département de génie électrique de l'Université Ibn Khaldoun de Tiaret, pour avoir dirigé et accordé beaucoup d'intérêt à mes travaux.

Mme Sandrine MOREAU, Maitre de Conférences à l'**ESIP**, d'avoir acceptée la codirection scientifique de ces travaux de recherche. Je lui exprime toute ma gratitude pour son expérience, ses compétences et ses qualités humaines.

M. M. LARBI, Maître de Conférences à l'Université Ibn Khaldoun de Tiaret, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de thèse.

M. R. MENACER, Professeur à l'Université de Biskra, pour avoir accepté d'être examinateur de cette thèse et pour sa participation au jury,

M. A.CHAOUI, Maître de Conférences à l'Université Ferhat Abbas Setif1, pour la participation au jury en tant qu'examinateur et puis entant que membre dans le jury.

M. M.SEBA, Maître de Conférences à l'Université Ibn Khaldoun de Tiaret, pour la participation à l'examen de cette thèse entant que membre dans le jury.

Je suis très reconnaissant au directeur du Laboratoire **LIAS**, Professeur Patrick COIRAULT, de m'avoir donné l'opportunité de réaliser la partie expérimentale de cette thèse au sein du laboratoire **LIAS**.

Les meilleurs sentiments sont destinés pour mes amis: R.MAIZIA, M.L.MASSMOUDI, T.REJAI. Leurs encouragements et leurs aides durant mon séjour à Poitiers m'ont permis de mener mes travaux de façon très agréable.

Je voudrais remercier tout particulièrement mes parents ainsi que tous les membres de ma famille pour leur soutien et leurs encouragements tout au long de mon cursus.

Mes remerciements à tous les amis et collègues du Laboratoire **L2GEGI** et du Département de Génie Electrique de l'université d'Ibn Khaldoun de Tiaret pour leurs encouragements.

Enfin, Je tiens à adresser ma reconnaissance et mes remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, chacune à leur manière, à l'accomplissement de cette thèse.

Table des matières

Introduction générale	1
1. Contexte.....	1
1.1.Systèmes de conversion d'énergie éolienne (SCEE)	1
1.2.L'éolienne associée à une <i>GSAP</i>	2
1.3.Surveillance de l'état.....	4
2. Motivation	6
3. Contributions de cette thèse.....	7
4. Structure de cette thèse.....	8
CHAPITRE I Modélisation d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne à base d'une GSAP	11
I.1.Introduction	12
I.2.Description et modélisation du système étudié	12
I.2.1. Modélisation de la turbine éolienne	13
I.2.1.1.Modélisation du vent.....	13
I.2.1.2.Puissance extraite du vent	14
I.2.1.3.Le coefficient de vitesse spécifique (tip-speed ratio <i>TSR</i>)	15
I.2.1.4.Le coefficient de puissance (C_p)	16
I.2.1.5. <i>MPPT (Maximal Power Point Tracking)</i>	17
I.2.1.6.Courbe de puissance et zone de fonctionnement d'une éolienne	18
I.2.2. Modélisation de la génératrice synchrone à aimant permanent.....	19
I.2.3. Modèle du multiplicateur de vitesse.....	21
I.2.4. Modèle du couplage entre la turbine et la génératrice.....	21
I.2.5. Modèle du convertisseur de puissance	22
I.2.6. Modèle du bus continu	24
I.2.7. Modèle du filtre coté réseau	25
I.2.8. Modèle de réseau électrique	25
I.3.Présentation et mise au point du banc de test.....	25
I.3.1. Description du banc de test.....	25
I.3.2. Caractéristiques du contrôleur numérique utilisé	26
I.3.3. Alimentation de la machine.....	27
I.3.4. Choix du convertisseur statique.....	27
I.3.5. Commande de l'onduleur.....	29
I.4.Réalisation de l'émulateur de turbine éolienne.....	29
I.4.1. Test de fonctionnement de l'émulateur: Résultats expérimentaux	29
I.4.1.1.Détermination des caractéristiques de l'éolienne	30

I.4.1.2.Simulation de vitesse du vent.....	31
I.4.1.3.Perturbations de charge.....	33
I.5.Conclusion.....	33
CHAPITRE II Commande d'une génératrice synchrone à aimant permanent associée à une turbine éolienne	36
II.1.Introduction.....	37
II.2.Stratégie de commande du système éolien à base de la <i>GSAP</i>	37
II.1.1. Principe de la <i>MPPT</i> utilisée	38
II.2.Commande du générateur synchrone à aimants permanents	39
II.2.1. La commande vectoriel classique de la <i>GSAP</i>	39
II.2.1.1.Régulation des courants statoriques.....	40
II.2.1.2.Commande des courants avec découplage.....	42
II.2.1.3.Asservissement de la vitesse par <i>PI</i>	46
II.2.2. Commande non linéaire <i>Backstepping</i> de la <i>GSAP</i>	47
II.2.3. Introduction à la fonction de <i>Lyapunov</i>	47
II.2.3.2.Méthode <i>Backstepping</i> Standard	49
II.2.3.3.Commande intégrale- <i>Backstepping</i> de la <i>GSAP</i>	50
II.2.4. Contrôle de la connexion au réseau électrique	56
II.2.4.1.Commande du convertisseur coté réseau.....	56
II.2.4.2.commande du bus continu V_{dc}	56
II.2.4.3.Contrôle de la puissance active et réactive	57
II.2.4.4.Contrôle des courants envoyés au réseau	58
II.3.Résultats de simulation	60
II.4.Résultats expérimentaux	61
II.5.Conclusion	61
CHAPITRE III Diagnostic et commande tolérante aux défauts des éoliennes à base de la GSAP	66
III.1.Introduction	67
III.2.Contrôle tolérant aux défauts.....	68
III.2.1.Définition et classification des défauts.....	68
III.2.2.Contrôle tolérant aux défauts.....	69
III.2.3.Structure du contrôle tolérant aux défauts	69
III.2.4.Diagnostic de défaut pour la commande tolérante aux défauts	70
III.2.5.Méthodes sans modèles physiques	71
III.2.6.Méthodes avec modèles physiques.....	71
III.3.Contrôle tolérant au défaut appliqué à la <i>GSAP</i>	71
III.3.1.Objectif.....	71
III.3.2.Observateur à mode glissant (<i>SMO</i>).....	72
III.3.2.1.Contexte théorique pour le mode de glissement.....	72

III.3.2.2.Observateur à mode glissant pour la <i>GSAP</i>	75
III.3.2.3.Analyse de stabilité de l'observateur	77
III.3.3. <i>AFTC</i> Hybride	79
III.3.3.1.Génération des résidus.....	79
III.3.3.2.Détection des défauts.....	79
III.3.3.3.Reconfiguration	80
III.4.Résultats de simulation et d'expérimentation	80
III.4.1.Test sous la variation du couple et de la vitesse (profil du vent).....	80
III.4.2.Commande sans capteur mécanique (<i>Backstepping-SMO</i>)	85
III.4.3.Validation expérimentale de <i>L'AFTC</i>	87
III.4.3.1Défaut Exponentiel.....	87
III.4.3.2.Défaut de décalage (Offset).....	88
III.4.3.3.Échec total de l'enroulement du résolveur.....	90
III.5.Conclusion	92
CHAPITRE IV Reconstruction, isolation et correction des défauts des capteurs de courant dans les éoliennes sur la base d'un SMO.....	95
IV.1.Introduction	96
IV.2.Défaut de capteur de courant.....	98
IV.2.1.Mesure du courant.....	98
IV.2.2.Technologie de capteur basée sur l'effet Hall.....	98
IV.3.Modélisation de défaut	100
IV.4.Observateur à mode de glissement pour la détection du défaut	101
IV.4.1.Reformulation du Problème	102
IV.4.2.Modèle augmenté de la <i>GSAP</i>	103
IV.4.3.Structure de l'observateur à mode de glissement.....	104
IV.4.4.Formulation et analyse de stabilité de l'observateurs à mode glissant	105
IV.4.5.Procédure de synthèse pour la matrice P et G_l	107
IV.4.6.Reconstruction de défaut de capteur.....	108
IV.4.7.Reconfiguration et correction de défaut de capteur.....	110
IV.4.8.Validation expérimentale	111
IV.4.8.1.Reconstruction et correction de défaut du capteur de courant de type décalage (Offset)	111
IV.4.8.2.Reconstruction et correction du défaut du capteur de courant de type gain.....	112
IV.5.Conclusion.....	112
Conclusion générale et perspectives.....	118

Table des figures

Figure 1 Eolienne à axe horizontal.....	1
Figure 2 Schéma d'un <i>SCEE</i> à vitesse variable avec <i>GSAP</i> et convertisseur à pleine échelle.....	2
Figure 3 Courbe de coefficient de puissance C_p en fonction du rapport de vitesse λ	3
Figure 4 Principe de commande de système de conversion éolienne.....	4
Figure 5 (a) Répartition des taux d'échec et (b) pourcentage des temps d'arrêt par composant en <i>Suède</i> entre 2000 et 2004.....	6
Figure 1.1 L'éolienne à axe horizontal.....	12
Figure 1. 2 Structure du système de conversion d'énergie éolienne étudiée.....	13
Figure 1. 3 Spectre de vent.....	14
Figure 1. 4 Profil de vent.....	14
Figure 1. 5 Conversion aérodynamique en énergie électrique.....	15
Figure 1. 6 Coefficient de puissance pour différents types de turbine.....	16
Figure 1. 7 L'interpolation du facteur de puissance en fonction de la vitesse réduite.....	17
Figure 1. 8 Modèle aérodynamique de la turbine éolienne.....	17
Figure 1. 9 Courbe de puissance de la turbine.....	18
Figure 1. 10 Zones de fonctionnement d'une éolienne.....	19
Figure 1. 11 Circuit équivalent de modèle de la <i>GSAP</i> dans le repère (dq)	21
Figure 1. 12 Modèle de multiplicateur de vitesse.....	21
Figure 1.13 Schéma bloc de modèle de couplage <i>GSAP</i> -turbine éolienne.....	22
Figure 1. 14 Schéma bloc du modèle de toute la turbine éolienne.....	22
Figure 1. 15 Schéma de connexion au réseau.....	23
Figure 1.16 Onduleur de tension triphasé.....	23
Figure 1. 17 Schéma électrique du bus continu.....	24
Figure 1. 18 Schéma électrique de filtre de liaison au réseau.....	25
Figure 1. 19 Photo de banc de test.....	28
Figure 1. 20: Schéma bloc de l'émulateur de la turbine éolienne.....	30
Figure 1. 21 Courbe de puissance (vitesse de vent $8m/s$): Ch1: CEM de la <i>MSAP</i> , Ch3:vitesse de la <i>MSAP</i>	30
Figure 1. 22 Caractéristique vitesse-puissance de l'émulateur.....	30
Figure 1. 23 Ch2: Vitesse de vent $m.s^{-1}$, Ch3: Vitesse de l'émulateur tr/min	31
Figure 1. 24 Ch1 Couple de référence; Ch2: vitesse de vent, Ch4: Couple de l'émulateur.....	31
Figure 1. 25 Courants de phases de <i>GSAP</i>	32
Figure 1. 26 Courant i_d de la <i>MSAP</i>	32
Figure 1. 27 Courant i_q de la <i>MSAP</i>	32

Figure 1. 28 Ch1 Couple de référence, Ch4:Couple de l'émulateur, Ch3:Vitesse de l'émulateur.	32
Figure 2. 1 Configuration du système éolien à base de la <i>GSAP</i>	37
Figure 2. 2 Commande <i>MPPT</i> du système de conversion éolienne.	38
Figure 2. 3 Structure générale de la commande vectorielle de la <i>GSAP</i>	40
Figure 2. 4 Bloc diagramme de la commande vectorielle de la <i>GSAP</i>	41
Figure 2. 5 Régulateur <i>PI</i> doté d'une structure anti-windup.	42
Figure 2. 7 Modèle de régulation du courant pour l'axe q	44
Figure 2. 6 Schéma bloc comportant l'ajout des termes de compensation.	44
Figure 2. 8 Position du vecteur flux et tension.	45
Figure 2. 9 Boucle de régulation du courant i_{sq}	Erreur ! Signet non défini.
Figure 2. 10 Pilotage de vitesse par <i>PI</i>	46
Figure 2. 11 Réponse temporaire de l'état x_1	51
Figure 2. 12 Réponse temporaire de l'action de contrôleur.	51
Figure 2. 13 Réponse temporaire de l'état x_2	51
Figure 2. 14 Réponse temporaire de l'état x_2 et le contrôleur virtuel v	51
Figure 2. 15 Schéma général du système de contrôle basé sur le contrôleur <i>Backstepping</i> de <i>SCEE-GSAP</i>	56
Figure 2. 16 Schéma du contrôle de boucle de V_{dc}	57
Figure 2. 17 Schéma général du système de commande du convertisseur côté réseau.	59
Figure 2. 18 Diagramme de contrôle en boucle du courant direct et en quadrature.	60
Figure 2. 19 Résultats de simulation -Evaluation du <i>SCEE</i> sous un profil de vent variable: (a).vitesse de vent, (b) vitesse du générateur <i>GSAP</i> , (c) courant i_{sd} , (d) courant i_{sq} , (e) couple électromagnétique produit par la <i>GSAP</i> ,	62
Figure 2. 20 Résultats expérimentaux- Evaluation du <i>SCEE</i> sous un profil de vent variable (a), (b) vitesse du générateur <i>GSAP</i> . (c),(d) erreur sur la vitesse. (e) courant i_{sd} . (f) courant i_{sq} . (g) courant triphasé de la <i>MSAP</i> . (h) courant triphasé de la <i>GSAP</i>	63
Figure 3. 1 Contrôle tolérant aux défauts. Accommodation (a) et reconfiguration (a) + (b).	69
Figure 3. 2 Régions de performance et de danger.	70
Figure 3. 3 Principe du diagnostic basé sur le modèle[21].	71
Figure 3. 4 Schéma fonctionnel du <i>AFTC</i>	72
Figure 3. 6 Schéma de calculateur de vitesse sous <i>Matlab/Simulink</i>	77
Figure 3. 7 Diagramme de l'observateur à mode glissant.	77
Figure 3. 5 Organigramme pour le calcul de la vitesse du rotor.	77
Figure 3. 8 Schéma block de génération résidu.	79
Figure 3. 9 Schéma block de détection de défaut.	80
Figure 3. 10 Block persistance sous <i>Matlab/Simulink</i>	80
Figure 3. 11 Résultats de simulations: les performances de l'algorithme d'estimation par <i>SMO</i> :(a) vitesse mesurée et observée de la <i>GSAP</i> (b) position mesurée et observée, (c) zoom de position. (d) courant i_a	

mesuré et observer de la <i>GSAP</i> , (e) Zoom de i_α , (f) courant i_β mesuré et observer de la <i>GSAP</i> , (g) zoom de i_β , (h) erreur d'observation,(i) Courant $i_d i_q$, (j) courant triphasé.....	82
Figure 3. 12 Résultats expérimentaux: les performances de l'algorithmme d'estimation par <i>SMO</i> (a) vitesse mesurée et observée de la <i>GSAP</i> (b) position mesurée et observé, (c) Zoom de position. (d) courant i_α mesuré et observé, (e) zoom, (f) courant i_β mesuré et observer, (g) zoom, (h) erreur d'observation des courant $i_{\alpha\beta}$, (i) Courant i_d, i_q , (j) courant triphasé de la <i>GSAP</i>	84
Figure 3. 13 Résultats expérimentaux: performances de vitesse mesurée et observé de la <i>GSAP</i> . Ch1:vitesse mesurée Ch2: vitesse observée ,Ch3: position mesurée Ch4: position observée.....	84
Figure 3. 14 Résultats expérimentaux: commande sans capteur mécanique de la <i>GSAP</i> (a) vitesse observée et référence (b) Zoom de position (c) courant i_α mesuré et observé de la <i>GSAP</i> , (d) zoom, (e) courant i_β mesuré et observé de la <i>GSAP</i> , (f) zoom, (g) erreur d'observation, (h) courant $i_d i_q$, (i) courant triphasé.....	86
Figure 3. 15 Résultats expérimentaux: Commande sans capteur mécanique de la <i>GSAP</i> . Ch1: vitesse mesurée, Ch2: vitesse observée, Ch3: position mesurée Ch4: position observée.....	86
Figure 3. 16 Performances du système en cas de défaut du capteur de position (erreur exponentielle): (a) vitesse du <i>GSAP</i> . (b) le signal résiduel. (c) indicateur de défaut, (d) courant continu, (e) courant de quadrature, (f) courant triphasé.....	88
Figure 3. 17 Performances du système en cas de défaut du capteur de position (erreur exponentielle) Ch1: vitesse mesurée, Ch2: vitesse observée, Ch3: vitesse de reconfiguration FTC, indicateur de panne Ch4. Échelle: Ch1, Ch2, Ch3: 20rad / div. Ch4: 1 / div.....	88
Figure 3. 18 Performances du système en cas de défaut du capteur de position (défaut de décalage): (a) vitesse de la <i>GSAP</i> . (b) le signal résiduel. (c) indicateur de défaut, (d) courant continu, (e) courant de quadrature, (f) courant triphasé.....	90
Figure 3. 19 Performances du système en cas de défaut du capteur de position (défaut de décalage) Ch1: vitesse mesurée, Ch2: vitesse observée, Ch3: vitesse de reconfiguration FTC, indicateur de panne Ch4. Échelle: Ch1, Ch2, Ch3: 20rad / div. Ch4: 1 / div.....	90
Figure 3. 20 Performances du système en cas de défaut du capteur de position (Échec total): (a) vitesse de la <i>GASP</i> . (b) le signal résiduel. (c) indicateur de défaut, (d) courant continu, (e) courant de quadrature, (f) courant triphasé.....	91
Figure 3. 21 Performances du système en cas de défaut du capteur de position (Échec total) Ch1: vitesse mesurée, Ch2: vitesse observée, Ch3: vitesse de reconfiguration FTC, indicateur de panne Ch4. Échelle: Ch1, Ch2, Ch3: 20rad / div. Ch4: 1 / div.....	92
Figure 4. 1 (a) Un transformateur de courant idéal [14]. (b) Mesure à l'aide d'une sonde Hall [14].....	99
Figure 4. 2 (a) Sonde à effet Hall [15]. (b) Schéma d'un gaussmètre à effet Hall [15]......	99
Figure 4. 3 Schéma du capteur à effet Hall en boucle fermée pour la mesure de courant.....	100
Figure 4. 4 Schéma du système de reconstruction de défaut du capteur.....	108
Figure 4. 5 Diagramme de reconstruction de défaut de capteur des courants de phase.....	110
Figure 4. 6 Diagramme de correction de défaut de capteur des courants de phase a et b	110

Figure 4. 7 Configuration du système étudié.....	111
Figure 4. 8 La vitesse de la <i>GSAP</i>	113
Figure 4. 9 Courant de phase (défaut d'offset dans la phase a).....	113
Figure 4. 10 Courants de phase de <i>GSAP</i> après correction de défaut.....	113
Figure 4. 11 Défauts de courant de phase de <i>GSAP</i>	113
Figure 4. 12 Défauts de courant de phase de <i>GSAP</i> après correction.....	113
Figure 4. 13 Courant de phase (défaut d'offset dans la phase b).....	114
Figure 4. 14 Courants de phase de <i>GSAP</i> après correction de défaut.....	114
Figure 4. 15 Défauts de courant de phase de <i>GSAP</i>	114
Figure 4. 16 Défauts de courant de phase de <i>GSAP</i> après correction.....	114
Figure 4. 17 Courants de phase de <i>GSAP</i> (défaut de gain dans la phase a).....	114
Figure 4. 18 Courants de phase de <i>GSAP</i> après correction de défaut de gain dans la phase a.....	114
Figure 4. 19 Défaut de courant de phase <i>GSAP</i> : (a) Zoom1: application du gain = 2. (b) Zoom 2: application de gain = 3.....	115
Figure 4. 20 Défauts de courant de phase de <i>GSAP</i> après correction (zoom).....	115
Figure 4. 21 Courants de phase de la <i>GSAP</i> (défaut de gain dans la phase b).....	115
Figure 4. 22 courants de phase de la <i>GSAP</i> après correction de défaut de gain dans la phase b.....	115
Figure 4. 23 Défaut de courant de phase <i>GSAP</i> : (a) Zoom1: application du gain = 2. (b) Zoom 2: application de gain = 3.....	115
Figure 4. 24 Défauts de courant de phase de la <i>GSAP</i> après correction (zoom).....	115

Liste des tableaux

Tableau 1. 1: Tensions simples en fonction des différents ordres de commande de l'onduleur	24
Tableau 1. 2: Paramètres du <i>MSAP</i> donnés par le constructeur ' <i>PRECILEC</i> '	27
Tableau 2. 1 Paramètre de système <i>SCEE</i>	61

Nomenclature

Symbole	Signification
V_v	Vitesse de vent
S_v	Section d'une masse d'air
ρ	Densité volumique de l'air
λ	Le coefficient de vitesse spécifique des aérogénérateurs
R_v	Langueur d'une pale de la turbine éolienne
Ω	Vitesse angulaire d'une turbine éolienne
θ	L'angle d'inclinaison d'une pale
n	Nombre des pales
G	Rapport du multiplicateur
C_p	Coefficient de puissance d'une turbine éolienne
$P_{éol}$	puissance captée par la turbine éolienne
$(V_s)_{abc}$	Tensions statoriques dans le repère (abc)
$(V_s)_{\alpha\beta}$	Tensions statoriques dans le repère $(\alpha\beta)$ fixé au stator
$(V_s)_{dq}$	Tensions statoriques dans le repère (dq)
V_{dc}	Tension du bus continu
$(i_s)_{abc}$	Courants statoriques dans le repère (abc)
$(i_s)_{\alpha\beta}$	Courants statoriques dans le repère $(\alpha\beta)$ fixé au stator
$(i_s)_{dq}$	Courants statoriques dans le repère (dq)
φ_f	La valeur crête du flux à vide à travers l'entrefer
θ_e	Position électrique du rotor
Ω_g	Vitesse mécanique du rotor
ω_e	Vitesse électrique du rotor = $p\Omega$
f_c	Coefficient de frottement visqueux
J	Moment d'inertie
$(L)_{dq}$	Inductances cycliques d'axes d et q
R_s	Résistance statorique
p	Nombre de paires de pôles
$\tau_{éle}, \tau_{méc}$	Constantes de temps électrique et mécanique de la GSAP
s	Opérateur de Laplace
K_t	Constante du moteur = $p\varphi_f$
C_{em}	Couple électromagnétique de la GSAP
C_g	Couple appliqué à la GSAP
$C_{éol}$	Couple aérodynamique de la turbine éolienne

J_{eq}	Moment d'inertie total de l'ensemble génératrice-turbine éolienne
F	Coefficient de frottement visqueux de l'ensemble
L_t	Inductance de filtre passif
R_t	Résistance de filtre passif
i_s	Courant du bus continu coté générateur
i_g	Courant du bus continu coté réseau
C	Capacité de condensateur de bus continue
i_{dc}	Courant du bus continue
K_p, K_i	Les paramètres du régulateur Proportionnel intégral (PI)
K_{d1}, K_{d2}, K_1, K_2	Les paramètres du régulateur Backstepping
$(u_g)_{abc}$	Tensions du réseau dans le repère (abc)
$(u_g)_{\alpha\beta}$	Tensions du réseau dans le repère $(\alpha\beta)$ fixe
$(u_g)_{dq}$	Tensions du réseau dans le repère (dq)
P	Puissance active
Q	Puissance réactive
θ_g	L'angle électrique du réseau
$(\hat{i})_{\alpha\beta}$	Courants statoriques estimés dans le repère $(\alpha\beta)$ fixé au stator
$(e)_{\alpha\beta}$	Force électromotrice de réaction de la <i>GSAP</i>
S	Surface de glissement de l'observateur mode glissant
Z_{eq}	La commande équivalente de l'observateur mode glissant
Z	La commande discontinue de l'observateur mode glissant
l, K	Paramètres de l'observateur mode glissant
ω_c	Fréquence de coupure de filtre de l'observateur
$\hat{\theta}_e$	Position électrique estimé du rotor
$\hat{\Omega}$	Vitesse mécanique estimé du rotor
r_y	Le résidu
r	L'indicateur de défaut
T_d	Période de persistance
Ω_m	Vitesse mécanique mesurée
Ω_{AFTC}	Vitesse reconfiguré par l'algorithme de l' <i>AFTC</i>
$(f_s)_{abc}$	Défauts de capteur de courant
$(f_s)_{\alpha\beta}$	Défauts de capteur dans le repère fixe
A, B, C, D, N	Matrices définissant le système d'état en boucle ouverte
$\zeta(e_{\alpha\beta})$	Force électromotrice de réaction de la <i>GSAP</i>
I	Matrice unitaire
α, σ	Constantes

v	La commande discontinue de l'observateur de défaut à mode glissant
veq	La commande équivalente de l'observateur de défaut à mode glissant
$(\hat{f}_s)_{abc}$	Défauts de capteur estimés
$(f_s)_{\alpha\beta}$	Défauts de capteur estimés dans le repère fixe
$G_n, G_b, L_0, P, P_0, P_1, P_2$	Matrices des paramètres de l'observateur de défaut à mode glissant

Glossaire

Abréviation	Signification
<i>MSAP</i>	Machine Synchrone à Aimants Permanents
<i>GSAP</i>	Génératrice Synchrone à Aimants Permanents
<i>DFIG</i>	Doubly Fed Induction Generator
<i>SCEE</i>	Système de Conversion d'énergie éolienne
<i>EAH</i>	Eolien à Axe Horizontal
<i>MPPT</i>	Maximum Power Point Tracking
<i>TSR</i>	Tip-Speed Ratio
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<i>DSP</i>	Digital Signal Processor
<i>PC</i>	Personal Computer
<i>ADC</i>	Analog to Digital Converter
<i>DAC</i>	Digital to Analog Converter
<i>AC/DC</i>	Alternative Current/Direct Current
<i>PI</i>	Correcteur à action Proportionnelle et Intégrale
<i>PID</i>	Correcteur à action Proportionnelle, Intégrale et Dérivée
<i>LMI</i>	Linear Matrix Inequality
<i>LTI</i>	Linéaire Invariant dans le Temps
<i>EDO</i>	Equations Différentielles Ordinaires
<i>LPF</i>	Low Passe Filter
<i>SMO</i>	Sliding Mode Observer
<i>FDI</i>	Fault Detection and Isolation
<i>AFTC</i>	Active Fault Tolerant Control

1. Contexte

1.1. Systèmes de conversion d'énergie éolienne (SCEE)

De nos jours, presque tous les systèmes de conversion d'énergie éolienne commerciaux (*SCEE*) raccordés au réseau sont des éoliennes à axe horizontal à deux ou trois pales (*EAH*)[1], comme il est illustré dans la Figure (1).

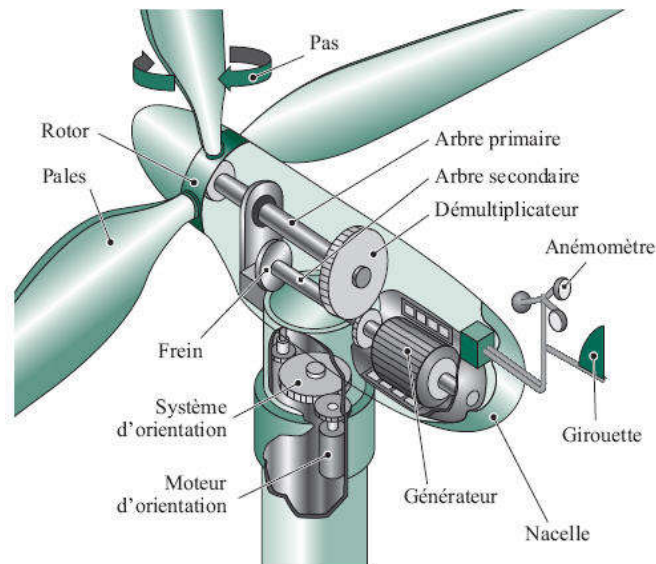


Figure 1 Eolienne à axe horizontal.

Dans un *EAH*, l'énergie dans le vent est transformée dans les pales du rotor en énergie mécanique. Cette énergie mécanique est transmise à travers le train d'entraînement à l'unité de production où il est transformé en énergie électrique qui est ultimement injecté dans le réseau électrique. Dans les éoliennes modernes, une boîte de vitesses est utilisée pour augmenter la vitesse de rotation, sauf dans certains types des génératrices telles que les générateurs synchrones à aimants permanents (*GSAP*) multi-pôles.

Il existe différentes technologies pour les *EAH*. Ainsi, dans cette thèse, on se concentre sur les éoliennes modernes à vitesse variable et à pas variable (V_S-V_P). Cette technologie, utilisée à l'état de l'art des éoliennes, tire profit du fonctionnement à vitesse variable afin de capter l'énergie du vent d'une manière optimale. Ceci est accompli en changeant la vitesse de rotation en fonction de la vitesse du vent entrant. De plus, la possibilité de faire varier le pas (l'angle entre la corde de la pale et le plan du rotor) des pales permet de limiter la puissance aérodynamique convertie en puissance mécanique, augmentant ainsi la portée opérationnelle de l'éolienne.

Pour atteindre un fonctionnement à vitesse variable, un convertisseur dos-à-dos est placé entre le générateur et le réseau. Le convertisseur de puissance appliquera des tensions de fréquence et amplitude variable au générateur afin de permettre le fonctionnement à vitesse variable, tandis que la puissance est

finaleme nt injectée à la fréquence du réseau. Dans ce travail, une éolienne à vitesse variable avec un générateur synchrone à aimant permanent est étudiée.

1.2. L'éolienne associée à une *GSAP*

Le *SCEE* avec *GSAP* est considéré comme le système le plus prometteur actuellement, voir Figure (2). L'excitation externe et les bagues collecteurs ne sont pas nécessaires comparativement aux Générateur à induction à double alimentation *DFIG*, ainsi l'efficacité et la fiabilité sont élevées. En outre, le poids et la taille de la *GSAP* sont plus petits que ceux des *DFIG* en raison de l'utilisation d'aimants permanents de hautes performances. Un avantage supplémentaire de ce système est la réduction du bruit due à l'absence de la boîte de vitesses (pour les *GSAP* multi-pôle) et du système d'excitation indépendant [2].

Pour les niveaux de puissance croissants et les vitesses de turbine décroissantes, les générateurs à entraînement direct deviennent plus grands, plus lourds et plus chers. En tant que compromis entre la taille et la fiabilité du générateur, le *SCEE* avec une boîte de vitesses à un étage, une *GSAP* à moyenne vitesse et un convertisseur de puissance à pleine échelle a été introduite pour la première fois par *Multibrid* en *Allemagne* [4]. Par conséquent, ce système est également appelé système *Multibrid*.

Cependant, ce système combine quelque inconvénient de la boite vitesse et de l'entraînement direct, car le système à un générateur relativement coûteux est un convertisseur à pleine échelle. Par rapport au système d'entraînement direct traditionnel, on obtient la diminution significative du coût du générateur, mais le coût de la boîte de vitesses est augmenté. En outre, compte tenu du coût de la boîte de vitesses et du coût du générateur, l'optimisation du système est nécessaire pour déterminer les rapports de boîte de vitesses et les diamètres du générateur à différents niveaux de puissance pour le *SCEE Multibrid*.

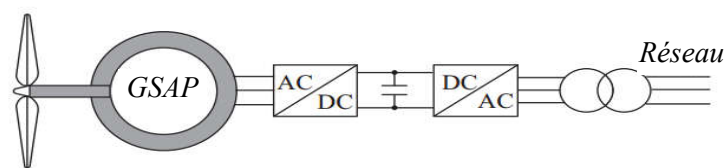


Figure 2 Schéma d'un *SCEE* à vitesse variable avec *GSAP* et convertisseur à pleine échelle.

En revanche, pour maximiser l'utilisation de l'énergie éolienne, le contrôle *MPPT (Maximum Power Point Tracking)* pour les *SCEE* à vitesse variable est indispensable lorsque la vitesse du vent est inférieure à la vitesse nominale. La puissance mécanique extraite par une éolienne peut être donnée par [5]:

$$P = \rho \pi R_v^2 C_p(\lambda, \beta) V_v^3 / 2$$

Où ρ est la densité de l'air, R_v est le rayon des pales de la turbine, V_v est la vitesse du vent et C_p est le coefficient de puissance qui est une fonction de vitesse spécifique λ (en anglais *Tip-Speed Ratio "TSR"*) et de l'angle d'inclinaison de la pale β ; λ est défini comme:

$$\lambda = \Omega R_v / V_v$$

La Figure (3) montre la courbe de C_p en fonction de λ . Il est clair qu'il y a une valeur de λ , pour laquelle C_p est maximale, ce qui permet d'avoir une valeur maximale de la puissance pour une vitesse du vent donnée [6]. Ensuite, la vitesse variable de **SCEE** suit le C_{pmax} pour capturer la puissance maximale en faisant varier la vitesse rotorique du générateur **GSAP** pour garder le système à **TSR** optimale (λ_{opt}).

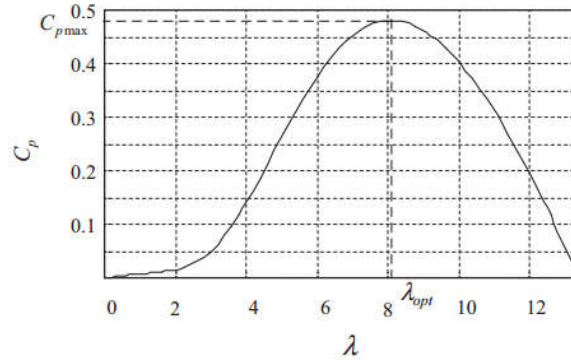


Figure 3 Courbe de coefficient de puissance C_p en fonction du rapport de vitesse λ .

Pour maintenir l'éolienne à la **TSR** optimale, la vitesse de l'éolienne est contrôlée en régulant le couple du générateur. Ainsi, divers algorithmes **MPPT** ont été développés et peuvent être catégorisés en quatre types: le contrôle **TSR** optimal, le contrôle de recherche de montée "**hill climb searching control (HSC)**". Le contrôle de puissance et le contrôle basé sur la logique floue [7]–[9]. Chacune des méthodes possède ses propres avantages et inconvénients, par conséquent de nombreuses variantes de ces méthodes ont été proposées pour résoudre les faiblesses pertinentes en utilisant différentes techniques au cours des dernières années.

Selon les paragraphes précédents, le contrôle d'une **GSAP** associée à une turbine éolienne conduit par le vent est une tâche difficile. Le contrôle de la **GSAP** doit assurer de bonnes performances en boucle fermée dans toute la gamme des conditions de fonctionnement. D'après la Figure (4), ce système de contrôle particulier repose sur les informations fournies par les capteurs mesurant les signaux triphasés (courants et tensions) ainsi que la vitesse du générateur. En outre, le système de commande dépend du bon fonctionnement des actionneurs (c'est-à-dire des convertisseurs de puissance) et de la situation saine des composants internes (c'est-à-dire des enroulements stator/rotor). Tout éventuel défaut affectant un ou plusieurs de ces composants aura un impact négatif sur les performances en boucle fermée. Afin de s'attaquer à ce problème, les systèmes de surveillance et de diagnostic sont nécessaires.

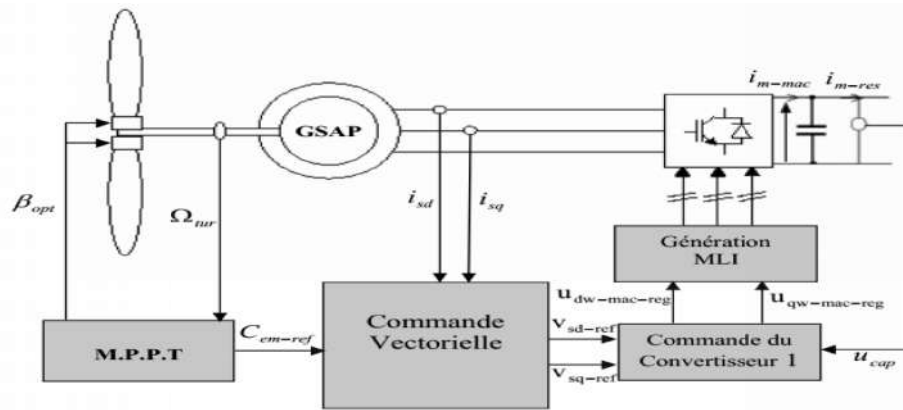


Figure 4 Principe de commande de système de conversion éolienne.

1.3. Surveillance de l'état

Selon [10], les systèmes de surveillance de l'état jouent un rôle primordial dans l'établissement d'une maintenance conditionnelle et d'une réparation ou maintenance prédictive. Cette maintenance est plus bénéfique que la maintenance corrective et préventive. En effet, les systèmes de surveillance de l'état permettent aux propriétaires et aux exploitants d'économiser financièrement en maximisant la performance de leurs revient et en planifiant de façon dynamique l'inspection et la maintenance [11].

Les *SCEE* sont des systèmes complexes et soumis à des environnements et perturbations sévères (turbulence du vent, rafales, perturbations du réseau). Ils sont généralement situés dans des zones isolées. L'énergie éolienne représente une part importante de la capacité installée totale des systèmes électriques modernes. En outre, selon les codes des réseaux modernes, les parcs éoliens sont censés de jouer un rôle actif dans le fonctionnement du système d'alimentation associant à la fois un support de réseau et des capacités de gestion des pannes [3]. Pour toutes ces raisons, il est nécessaire de concevoir et de mettre en œuvre des systèmes de surveillance de l'état des éoliennes afin d'éviter les pannes précoces et de réduire significativement les coûts de maintenance.

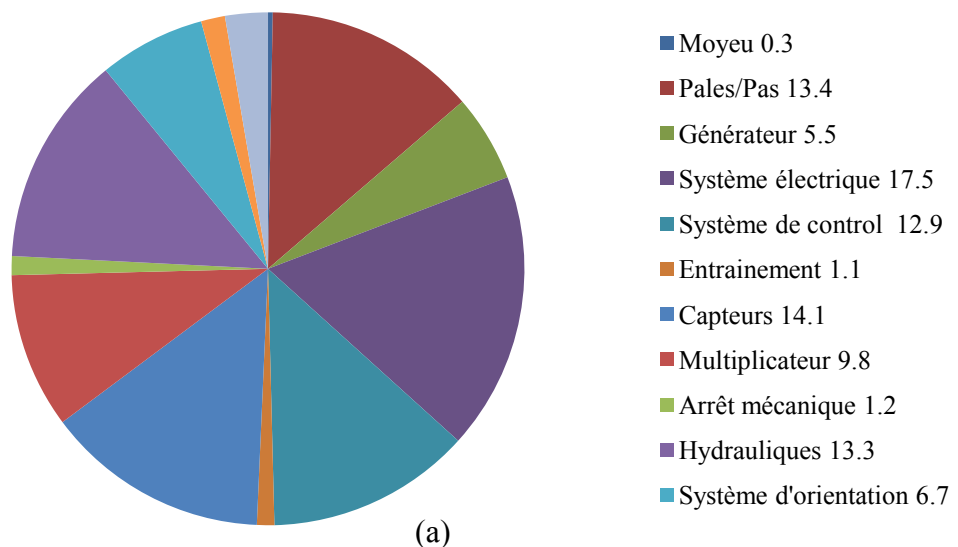
Le cœur de tout système de surveillance de l'état est l'algorithme de diagnostic des défauts. Selon [12], un défaut est un écart de la structure du système ou des paramètres du système par rapport à la situation nominale qui dégrade la performance en boucle fermée. Les systèmes de diagnostic des défauts doivent fournir des avertissements précoces dès l'apparition des défauts naissants (de faible amplitude) pour éviter une défaillance au niveau du système. Par conséquent, un système de diagnostic des défauts doit non seulement détecter (identifier l'éventualité du défaut), mais aussi isoler (identifier le composant défectueux) le défaut et identifier probablement le type de défaut et son degré.

Le *SCEE* peut être soumis aux différents types de défauts. Les défauts peuvent affecter non seulement un composant donné (défauts internes ou d'installation) mais également les actionneurs et les capteurs. Des statistiques intéressantes sur les taux de défaillance et les temps d'arrêt du système ont été obtenues par [13] et [14] respectivement pour les centrales éoliennes en *Allemagne* et en *Suède*. Les résultats de ces enquêtes

ont beaucoup de points communs. À titre d'exemple, nous présentons les taux d'échec et les temps d'arrêt du système pour le cas suédois dans la Figure 5. Il est intéressant de voir que la plupart des défaillances sont causées par le système électrique, les capteurs et les composants pales/pas. Cependant, le plus grand temps d'arrêt est causé par les défaillances dans la boîte de vitesses, suivies par le système de contrôle et le système électrique.

Sur la Figure 5, on peut visiblement remarquer que les défaillances dans les capteurs et dans le générateur représentent 14,1% et 5,5% des défaillances totales. Par contre, elles représentent seulement que 5,4% et 8,9% des temps d'arrêt du système. A partir de ces statistiques, il semble intéressant d'étudier et de concevoir des systèmes de diagnostic de pannes pour surveiller les capteurs du générateur d'une éolienne.

Effectuer un diagnostic de défaut sur les capteurs est en effet très important. D'une part, l'information erronée fournie par un capteur défectueux est utilisée par le système de contrôle pour calculer la loi de contrôle. L'action de contrôle tentera de compenser la faute, ce qui est perçu comme une perturbation. Cela produira une dégradation des performances en boucle fermée. Ainsi, un système de diagnostic de défaut de capteur est la première étape pour éviter la dégradation de la performance en boucle fermée. D'un autre côté, tout système de surveillance d'état utilise les informations fournies par les capteurs. Pour que le système de surveillance de l'état fonctionne correctement, nous devons nous assurer que les capteurs se comportent correctement. Par conséquent, le diagnostic de défaut de capteurs doit être le premier niveau de tout système de surveillance d'état.



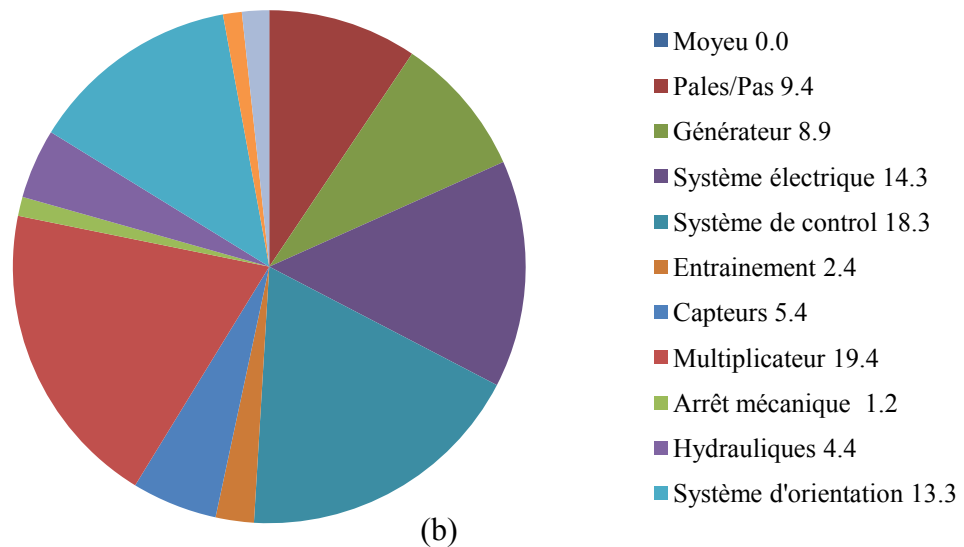


Figure 5 (a) Répartition des taux d'échec et (b) pourcentage des temps d'arrêt par composant en *Suède* entre 2000 et 2004.

2. Motivation

De nombreux auteurs ont travaillé sur la détection et l'isolation des défauts (*Fault Detection and Isolation (FDI)-en anglais*) et le contrôle tolérant aux défauts pour les machines synchrones [15]. Parmi eux, [16]–[20], on trouve des chercheurs qui effectuent le *FDI* de capteur pour les moteurs à induction contrôlés, tandis que les références [21]–[24] sont destinées aux *GSAP* pour les applications d'éoliennes.

Cependant, aucun des travaux précédents ne possède toutes les caractéristiques suivantes: i) le système *FDI* du capteur traite les défauts naissants (de faible amplitude) (additifs ou multiplicatifs) qui peuvent dégrader les performances en boucle fermée. ii) les performances du système *FDI* à capteur sont robustes contre les changements dans les références/perturbations ainsi que les incertitudes de modélisation/paramètres. iii) la conception des systèmes *FDI* à capteurs est réalisée suivant une méthodologie systématique, à savoir la conception du générateur résiduel et le système de décision. Ceci constitue une motivation pour proposer différentes approches afin de réaliser des *FDI* sur les capteurs de courant de stator et de position du rotor, qui ont toutes les caractéristiques décrites précédemment.

Dans les lignes précédentes, nous avons présenté certains concepts et avantages des systèmes de surveillance de l'état des *SCEE* basés sur des algorithmes de diagnostic des défauts. Dans cette thèse, on s'intéresse en première lieu à la détection et à l'isolation des défauts naissants (de faible amplitude) affectant la mesure des signaux mécaniques (position/vitesse) et la mesure des signaux électriques triphasés (courants) d'un *GSAP* contrôlé pour des applications éoliennes. Ensuite, Nous visons à concevoir un système de contrôle tolérant aux défauts de capteur capable de fonctionner correctement malgré les changements dans les références et les perturbations, ainsi que les incertitudes de modélisation/paramètres.

Pour réaliser la détection et l'isolation des défauts, nous devons d'abord concevoir des systèmes de contrôle pour la **GSAP**. Le système de commande proposé doit fournir des performances en boucle fermée appropriées pour l'ensemble des conditions de fonctionnement. Comme présenté dans la section I.2, la dynamique du modèle du **GSAP** non linéaire rend la conception du contrôle une tâche difficile.

Classiquement, la commande vectorielle, dite structure de régulation de type cascade, a été largement utilisée [25], [26]. Les principaux avantages de cette configuration font que la régulation cascade est d'un usage industriel très répandu [27]. Cependant, l'influence des incertitudes paramétriques dans la machine et la présence de perturbations extérieures posent de sérieux problèmes face à la commande vectorielle qui utilise des contrôleurs linéaires conventionnels (généralement **PI**). Ce point constitue un grand défi pour les chercheurs. Ainsi, le nombre élevé d'ouvrages et de publications, traitant ce sujet, révèle la forte motivation des spécialistes et des chercheurs.

3. Contributions de cette thèse

Dans cette thèse, nous visons à concevoir des systèmes de détection et d'isolation de défauts pour la surveillance des signaux électriques triphasés (courants ou tensions) d'un générateur synchrone à aimants permanents contrôlé pour des applications éoliennes. Afin d'atteindre cet objectif, un simulateur (émulateur) d'éolienne et un simulateur pour l'ensemble du système électrique (**GSAP**, bus continu **VDC**, filtre de ligne) de l'éolienne ont été mis en place. Les principales contributions scientifiques sont présentées dans les lignes à venir. Une liste détaillée des publications est fournie en annexe.

- **Contrôle de la *GSAP* pour les applications d'éoliennes:** Dans la présente thèse, une étude théorique et expérimentale de la commande d'une chaîne de conversion éolienne à base de **GSAP** est présentée. Le contrôle du système de conversion traditionnelle par l'approche vectorielle conventionnelle incluant le découplage (dq) et en utilisant des *régulateurs PI* présente certains inconvénients cités dans [7]. Par conséquent, pour améliorer les performances et la robustesse du système, on propose une stratégie qui combine un contrôle non linéaire de la **GSAP** basé sur les lois de rétroaction et la théorie de *Lyapunov* associé à un observateur de mode glissant non linéaire (**SMO**) pour estimer la position du rotor de la **GSAP** afin d'effectuer un contrôle sans capteur. Dans le cas général, l'éolienne est intégrée au réseau grâce à un onduleur triphasé qui contrôle la puissance active et réactive. Dans le cadre de cette étude, la *méthode proposée a été testée avec succès en simulation et en expérimentale en utilisant MATLAB* intégré dans une plateforme *dSPACE 1104*. La simulation obtenue et les résultats expérimentaux montrent clairement l'exactitude et l'efficacité de la méthode proposée.
- **De la détection des défauts de capteurs au contrôle-tolérant aux défauts de capteurs:** Les défauts de capteurs de position et de courant ont été traités théoriquement et expérimentalement dans ce travail. Premièrement, une analyse du défaut de capteur de vitesse par un contrôle hybride actif tolérant aux défauts (*AFTC-en anglais*) pour un système de conversion d'énergie éolienne. L'*AFTC* hybride bascule entre un contrôleur traditionnel basé sur des contrôleurs classiques (**PI**) en condition normale et un

système de contrôle à base de la théorie **Backstepping** en vue d'une commande robuste sans capteur de vitesse pour éviter toute détérioration causée par un défaut de capteur. Deuxièmement; Une méthode de détection, d'identification et de correction des défauts de capteur de courant a été proposée. La méthode proposée repose principalement sur la reconstruction et la correction des défauts du capteur de courant de phase de la **GSAP**. Cette méthode utilise le concept d'injection de sortie équivalente de l'observateur à mode glissant pour reconstituer quantitativement les signaux de défaut. Ainsi, l'apparition de défaut peut être détectée avec des informations plus claires. La méthode proposée repose sur l'inégalité matricielle linéaire (**LMI**) pour minimiser l'effet d'incertitudes sur la reconstruction des défauts. En outre, le **SMO** exploite uniquement les mesures d'entrée/sortie disponibles dans le système sans complexité supplémentaire du matériel. Par la suite, un fonctionnement tolérant aux défauts grâce à la correction des défauts en temps réel a été effectué. Par conséquent, la méthode proposée est capable d'identifier, de reconstruire et de corriger les éventuels défauts de capteur de courants avec précision dans toutes les conditions.

4. Structure de cette thèse

Cette thèse est organisée comme suit:

Dans le chapitre I, les différentes parties constituant la chaîne de conversion éolienne sont présentées et modélisées en vue de leur commande. Ce modèle permet l'étude de son comportement dynamique. Dans cette partie, le banc expérimental, qui émule le comportement d'une éolienne, destiné à l'implantation en temps réel des différentes stratégies de commande est présenté.

Le deuxième chapitre concerne l'étude des différents algorithmes de commande de la chaîne de conversion, basés sur des structures en cascade, employant des correcteurs conventionnels de type **PI** pour la commande du courant statorique et l'asservissement de la vitesse. Afin d'obtenir des solutions performantes, une commande non-linéaire basée sur l'approche **Backstepping** est développée et mise en œuvre.

Le chapitre III vise à fournir une analyse expérimentale des défauts de capteur de vitesse (ou position) par un contrôle hybride actif tolérant aux défauts pour un système de conversion d'énergie éolienne basé sur un générateur synchrone à aimants permanents. La méthode proposée a été testée avec succès en temps réel à l'aide d'une plateforme **dSPACE 1104**.

Dans le quatrième chapitre, on présente une technique de reconstruction et de correction des défauts de capteur de courant de phase d'un simulateur éolien à base de la **GSAP**. La faisabilité et l'efficacité de la méthode proposée sont vérifiées par des essais expérimentaux sur la plate-forme **dSPACE 1104**.

Enfin, Nous terminons par une conclusion générale et des perspectives.

Référence Bibliographique

- [1] E. Hau et H. Von Renouard, *Wind turbines: fundamentals, technologies, application, economics*, vol. 2. Springer Berlin, 2006.
- [2] M. Cheng et Y. Zhu, "The state of the art of wind energy conversion systems and technologies": A review, *Energy Conversion and Management*, vol. 88, p. 332–347, 2014.
- [3] R. S. Semken *et al.*, "Direct-drive permanent magnet generators for high-power wind turbines: Benefits and limiting factors", *IET Renewable Power Generation*, vol. 6, n° 1, p. 1–8, 2012.
- [4] S. Siegfriedsen et G. Böhmeke, "Multibrid technology—A significant step to multi-megawatt wind turbines", *Wind Energy*, vol. 1, n° 2, p. 89–100, 1998.
- [5] A. Dahbi, M. Hachemi, N. Nait-Said, et M.-S. Nait-Said, "Realization and control of a wind turbine connected to the grid by using PMSG", *Energy Conversion and Management*, vol. 84, p. 346–353, 2014.
- [6] Y. Zhu, M. Cheng, W. Hua, et W. Wang, "A Novel Maximum Power Point Tracking Control for Permanent Magnet Direct Drive Wind Energy Conversion Systems", *Energies*, vol. 5, n° 5, p. 1398–1412, mai 2012.
- [7] M. Shirazi, A. H. Viki, et O. Babayi, "A comparative study of maximum power extraction strategies in PMSG wind turbine system", in *Electrical Power & Energy Conference (EPEC), 2009*, p. 1–6.
- [8] S. Musunuri et H. L. Ginn, "Comprehensive review of wind energy maximum power extraction algorithms", in *Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE*, 2011, p. 1–8.
- [9] A. G. Aissaoui, A. Tahour, N. Essounbouli, F. Nollet, M. Abid, et M. I. Chergui, "A Fuzzy-PI control to extract an optimal power from wind turbine", *Energy Conversion and Management*, vol. 65, p. 688–696, janv. 2013.
- [10] Z. Hameed, Y. S. Hong, Y. M. Cho, S. H. Ahn, et C. K. Song, "Condition monitoring and fault detection of wind turbines and related algorithms: A review", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 13, n° 1, p. 1–39, janv. 2009.
- [11] G. Marsh, "Intelligent blade monitoring—the benefits", *Renewable Energy Focus*, vol. 9, n° 1, p. 50–55, 2008.
- [12] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze, M. Staroswiecki, et J. Schröder, *Diagnosis and fault-tolerant control*, vol. 2. Springer, 2006.
- [13] B. Hahn, M. Durstewitz, et K. Rohrig, "Reliability of wind turbines", in *Wind energy*, Springer, 2007, p. 329–332.
- [14] J. Ribrant et L. Bertling, "Survey of failures in wind power systems with focus on Swedish wind power plants during 1997–2005", in *Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE*, 2007, p. 1–8.
- [15] Y. Zhao, C. Wei, Z. Zhang, et W. Qiao, "A review on position/speed sensorless control for permanent-magnet synchronous machine-based wind energy conversion systems", *Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of*, vol. 1, n° 4, p. 203–216, 2013.

- [16] S. K. El Khil, I. Jlassi, J. O. Estima, N. Mrabet-Bellaaj, et A. M. Cardoso, "Current sensor fault detection and isolation method for PMSM drives, using average normalized currents", *Electronics Letters*, vol. 52, n° 17, p. 1434–1436, 2016.
- [17] G. Huang, Y.-P. Luo, C.-F. Zhang, J. He, et Y.-S. Huang, "Current Sensor Fault Reconstruction for PMSM Drives", *Sensors (Basel)*, vol. 16, n° 2, janv. 2016.
- [18] F. Grouz, L. Sbita, et M. Boussak, "Current sensors gain faults detection and isolation based on an adaptive observer for PMSM drives", in *Systems, Signals & Devices (SSD), 2013 10th International Multi-Conference on*, 2013, p. 1–6.
- [19] F. Meinguet, X. Kestelyn, E. Semail, et J. Gyselinck, "Fault detection, isolation and control reconfiguration of three-phase PMSM drives", in *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2011, p. 2091–2096.
- [20] L. Sbita, F. Grouz, et M. Boussak, "Single, multiple and simultaneous current sensors FDI based on an adaptive observer for PMSM drives", in *2013 International Conference on Electrical Engineering and Software Applications*, 2013, p. 1–6.
- [21] H. Li, L. Qu, W. Qiao, et C. Wei, "Current and rotor position sensor fault detection and isolation for permanent magnet synchronous generators in wind applications", in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2017 IEEE*, 2017, p. 2810–2815.
- [22] S. Rajendran, U. Govindarajan, S. Senthilvadivelu, et S. B. Uandai, "Intelligent sensor fault-tolerant control for variable speed wind electrical systems", *IET Power Electronics*, vol. 6, n° 7, p. 1308–1319, 2013.
- [23] H.-T. Pham, J.-M. Bourgeot, et M. Benbouzid, "Performance comparison of sensor fault-tolerant control strategies for PMSG-based marine current energy converters", in *Industrial Electronics Society, IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE*, 2015, p. 003417–003422.
- [24] K. Beddek, A. Merabet, M. Kesraoui, A. A. Tanvir, et R. Beguenane, "Signal-Based Sensor Fault Detection and Isolation for PMSG in Wind Energy Conversion Systems", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 66, n° 9, p. 2403–2412, 2017.
- [25] P. Vas, *Sensorless vector and direct torque control*. Oxford Univ. Press, 1998.
- [26] B. K. Bose, "Power electronics and AC drives", *Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1986, 416 p.*
- [27] J.-M. Flaus, "La régulation industrielle", *Hermès, Paris, 1994.*

Modélisation d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne à base d'une *GSAP*

Sommaire

I.1.Introduction	12
I.2.Description et modélisation du système étudié	12
I.2.1. Modélisation de la turbine éolienne	13
I.2.1.1.Modélisation du vent.....	13
I.2.1.2.Puissance extraite du vent	14
I.2.1.3.Le coefficient de vitesse spécifique (tip-speed ratio <i>TSR</i>)	15
I.2.1.4.Le coefficient de puissance (C_p)	16
I.2.1.5.MPPT (<i>Maximal Power Point Tracking</i>).....	17
I.2.1.6.Courbe de puissance et zone de fonctionnement d'une éolienne	18
I.2.2. Modélisation de la génératrice synchrone à aimant permanent.....	19
I.2.3. Modèle du multiplicateur de vitesse.....	21
I.2.4. Modèle du couplage entre la turbine et la génératrice.....	21
I.2.5. Modèle du convertisseur de puissance	22
I.2.6. Modèle du bus continu	24
I.2.7. Modèle du filtre coté réseau	25
I.2.8. Modèle de réseau électrique	25
I.3.Présentation et mise au point du banc de test.....	25
I.3.1. Description du banc de test.....	25
I.3.2. Caractéristiques du contrôleur numérique utilisé	26
I.3.3. Alimentation de la machine.....	27
I.3.4. Choix du convertisseur statique.....	27
I.3.5. Commande de l'onduleur.....	29
I.4.Réalisation de l'émulateur de turbine éolienne.....	29
I.4.1. Test de fonctionnement de l'émulateur: Résultats expérimentaux	29
I.4.1.1.Détermination des caractéristiques de l'éolienne	30
I.4.1.2.Simulation de vitesse du vent.....	31
I.4.1.3.Perturbations de charge.....	33
I.5.Conclusion.....	33

I.1. Introduction

Dans une éolienne à axe horizontal, le rotor est situé au sommet d'une tour où le vent a plus d'énergie et est moins turbulent. La tour tient également une nacelle, la boîte de vitesse et le générateur sont assemblés à l'intérieur. Il y a aussi un mécanisme d'orientation qui fait tourner le rotor et la nacelle. En fonctionnement normal, le rotor est orienté pour faire face au vent afin de capter autant d'énergie que possible [1] (Voir Figure 1.1).

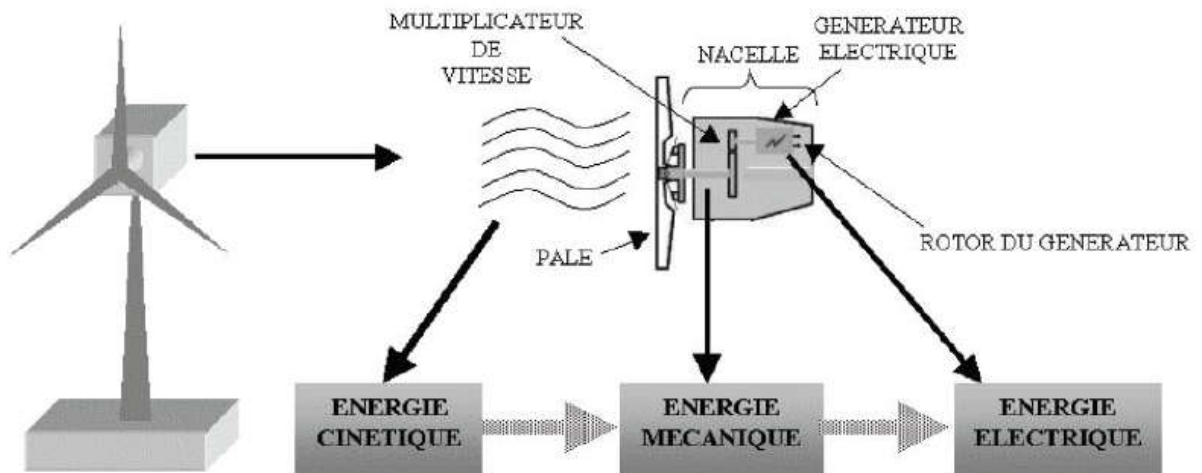


Figure 1.1 L'éolienne à axe horizontal.

L'unité de génération dans une *EAH* a plusieurs structures selon le type de générateur utilisé et selon la structure de son contrôle. Le plus prometteur de ces structures est l'éolienne à vitesse variable avec génératrice synchrone à aimants permanents [2], en raison de leur rendement élevé et leur configuration qui comprend l'élimination du système d'excitation, la contrôlabilité totale du système pour l'extraction de la puissance maximale du vent et la connexion au réseau. Cela rend l'efficacité et la fiabilité d'une éolienne basée sur les Génératrice Synchrone à Aimants Permanents *GSAP*, plus élevées qu'une éolienne basées sur les Génératrices Asynchrones doublement Alimentées *DFIG* (Doubly Fed Induction Generator-En anglais) [3]-[4]. Cependant, nous devrions prendre en compte que les performances d'un système éolien ne dépendent pas seulement de sa structure mais il dépend aussi fortement sur la façon dont elle est contrôlée.

Ce chapitre est consacré en premier temps à la modélisation des différentes parties constituant l'éolienne, en vue de concevoir son contrôle. La structure du modèle et les dynamiques de l'éolienne sont présentées. La deuxième partie de ce chapitre concerne une description détaillée du banc d'essai utilisé pour les validations expérimentales des différentes stratégies de commande à développer. A noter que cette partie constitue le cœur du travail réalisé au sein du Laboratoire d'Informatique et d'Automatique pour les Systèmes (*LIAS*) de Poitiers en France. On finira ce chapitre par la réalisation d'un émulateur éolien pour simuler le comportement réel d'une éolienne à base d'un *GSAP*.

I.2. Description et modélisation du système étudié

Le système de conversion de l'énergie éolienne étudié est représenté sur la Figure 1.2, il comprend, outre la génératrice synchrone à aimants permanents, deux convertisseurs triphasés à Modulation de Largeur

d'Impulsion (*MLI*), l'un coté générateur et l'autre coté réseaux, un bus continu, une liaison au réseau via un filtre et un transformateur. Les convertisseurs à *MLI* sont des onduleurs triphasés à contrôle vectoriel par *MLI*. Ce choix est justifié par le fait qu'il peut offrir un contrôle totalement réversible de la puissance instantanée. Par un autopilotage de la machine synchrone, il peut contrôler les grandeurs électromécaniques telles que le couple électromagnétique et la vitesse de la génératrice. Le convertisseur coté réseaux permet de contrôler la tension du bus continu et les puissances actives et réactives échangées avec le réseau et d'avoir des courants à fréquences adéquates. La modélisation de chaque composante est présentée dans la section suivante.

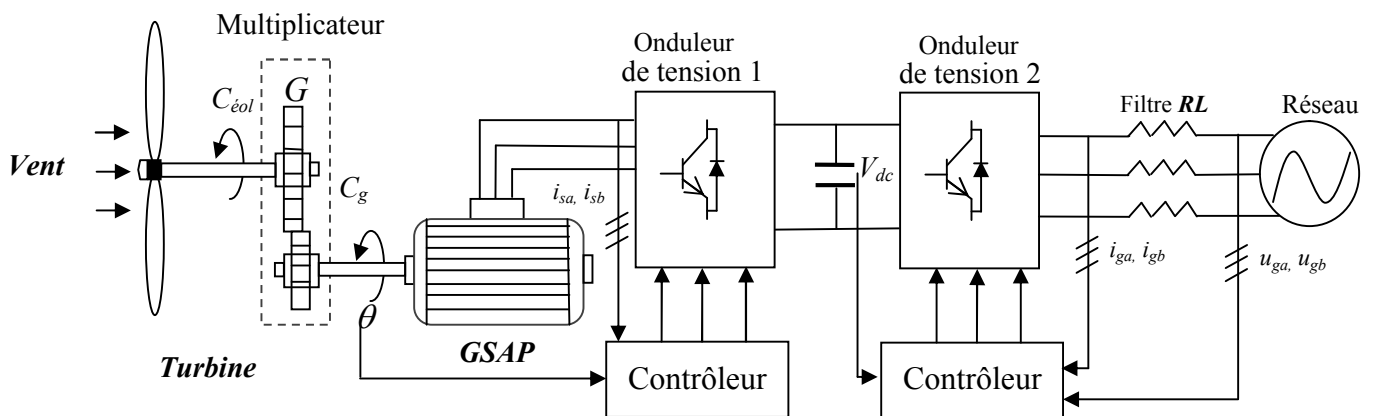


Figure 1. 2 Structure du système de conversion d'énergie éolienne étudiée.

1.2.1. Modélisation de la turbine éolienne

Une éolienne est un dispositif qui exploite l'énergie cinétique du vent en la transformant en énergie mécanique utile. Ce dispositif est composé essentiellement de surfaces aérodynamiques rotatives (pales) montées sur un ensemble moyeu/arbre, qui transmet l'énergie mécanique produite au générateur électrique [5].

1.2.1.1. Modélisation du vent

Les masses d'air se déplacent en raison des différentes conditions thermiques de ces masses. Les éoliennes utilisent l'énergie du vent près du sol. La vitesse du vent varie continuellement en fonction du temps et de l'hauteur. Les échelles de temps des variations du vent sont présentées sur la Figure 1.3 comme un spectre de fréquence du vent. Le pic turbulent "*turbulent peak*" est causé principalement par des rafales dans la gamme des sous-secondes à minute. Le pic diurne "*diurnal peak*" dépend des variations quotidiennes de la vitesse du vent (par exemple, les brises terrestres et maritimes causées par différentes températures sur terre et sur mer) et le pic synoptique "*synoptic peak*" dépend de l'évolution des conditions météorologiques, qui varient généralement quotidiennement à chaque semaine, mais comprennent également des cycles saisonniers.

Mathématiquement, l'évolution de la vitesse du vent en fonction du temps est modélisée par une fonction analytique ou générée par une loi statistique à partir des données de mesure pour un site donné. Dans un contexte de la modélisation théorique, le profil de vent doit satisfaire deux critères:

- la durée du profil doit être limitée pour réduire le temps de simulation,
- le profil de vent doit être représentatif des caractéristiques du gisement (intensité, variabilité, distribution statistique...).

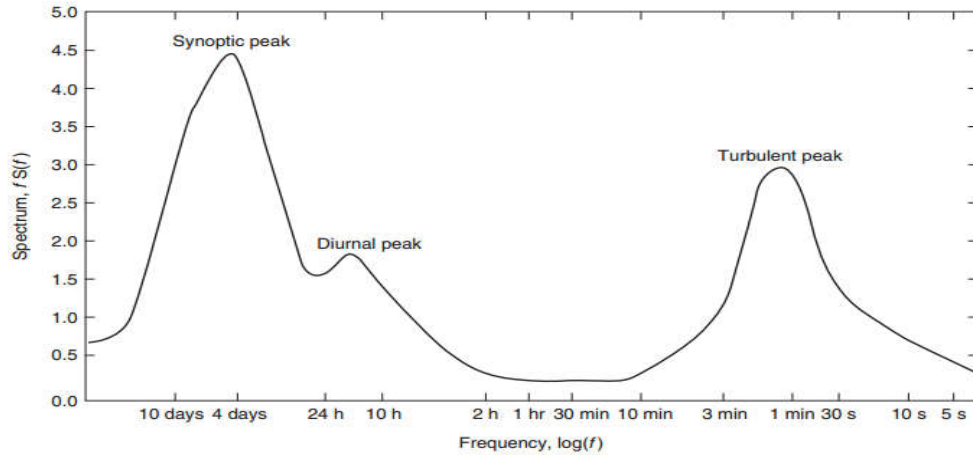


Figure 1. 3 Spectre de vent.

Dans cette étude, l'évolution de la vitesse de vent est représentée de façon déterministe par une somme de plusieurs harmoniques:

$$V_v = 12 + 2 \sin(1.5t - \frac{\pi}{5}) + 2 \sin(4t - \frac{\pi}{3}) + 1.5 \sin(5.4t + \frac{\pi}{12}) + 0.5 \sin(2.5t - \frac{\pi}{5}) \quad (1.1)$$

L'évolution temporelle du vent est tracée dans la Figure 1.4.

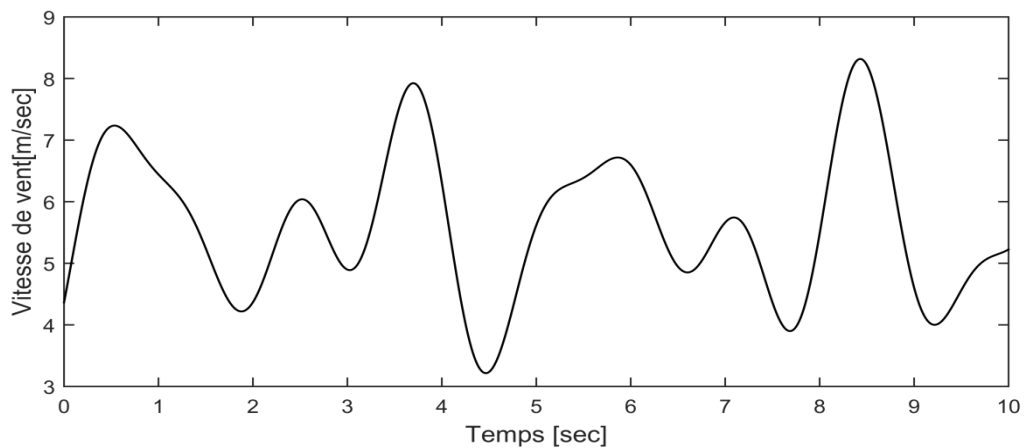


Figure 1. 4 Profil de vent.

1.2.1.2. Puissance extraite du vent

La puissance P_v d'une masse d'air traversant la section S_v et se déplaçant à la vitesse V_v (Figure 1.5) peut être exprimée comme:

$$P_v = \frac{dE}{dt} = \frac{1}{2} \rho S_v V_v^3 \quad (1.2)$$

avec:

ρ : densité volumique de l'air ($kg\ m^{-3}$),

V_v : vitesse de vent ($m s^{-1}$).

La puissance du vent est l'énergie totale disponible par unité de temps. La puissance du vent est convertie en énergie mécanique rotative du rotor de l'éolienne, ce qui entraîne une vitesse réduite dans la masse d'air. La puissance du vent ne peut pas être complètement extraite par une éolienne, car la masse d'air serait complètement arrêtée dans la zone du rotor d'interception. Cela entraînerait une "congestion" de la section transversale pour les masses d'air suivantes [6].

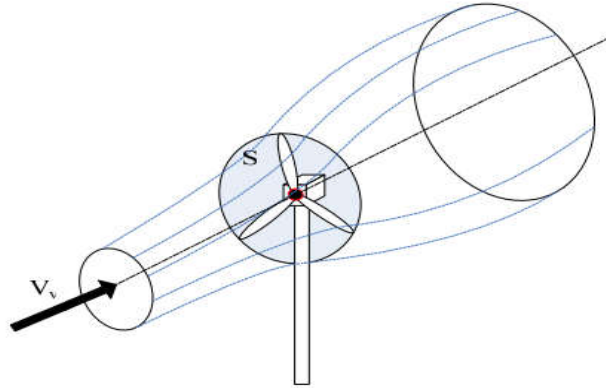


Figure 1. 5 Conversion aérodynamique en énergie électrique.

L'optimum théorique pour l'utilisation de puissance du vent en réduisant sa vitesse a été découvert par **Betz** en 1926 [7]. Selon **Betz**, la puissance maximale théorique, extraite du vent, peut s'exprimer ainsi:

$$P_{Betz} = \frac{1}{2} \rho S V_v^3 C_{P_{Betz}} \quad (1.3)$$

Par conséquent, même si l'extraction de puissance sans perte est possible, seulement 59% de l'énergie éolienne pourrait être utilisée par une éolienne [8].

1.2.1.3. Le coefficient de vitesse spécifique (tip-speed ratio *TSR*)

Le coefficient de vitesse λ est un facteur spécifique des aérogénérateurs est défini comme étant le rapport de la vitesse tangentielle en bout de pales $R_v \Omega$ sur la vitesse instantanée du vent V_v [9] (Voir Figure 1.8):

$$\lambda = \frac{\Omega R_v}{V_v} \quad (1.4)$$

Où

R_v : Longueur d'une pale de la turbine éolienne (m),

Ω : Vitesse angulaire de la turbine éolienne (rad/sec),

Si un rotor tourne trop lentement, cela permet le passage du vent sans perturbation, et n'extrait donc pas autant que possible d'énergie, dans les limites du critère de *Betz*. D'autre part, si le rotor tourne trop rapidement, il apparaît au vent comme un grand disque plat, ce qui crée une grande résistance. Le rapport de vitesse spécifique λ dépend du profil aérodynamique de la pale utilisée, du nombre de pales et du type d'éolienne. En général, les turbines éoliennes à trois pales fonctionnent à une λ entre 6 et 8, 7 étant la valeur la plus rapportée.

1.2.1.4. Le coefficient de puissance (C_p)

Comme nous l'avons souligné précédemment, on ne peut pas capter en totalité la puissance fournie par la masse d'air, cela supposerait une vitesse de vent nulle après l'organe capteur. On définit le coefficient de puissance comme suit:

$$C_p = \frac{P_{\text{éol}}}{P_v} \quad (1.5)$$

avec $P_{\text{éol}}$ est la puissance captée par la turbine éolienne (W).

Le coefficient C_p est une grandeur variable en fonction de λ (voir Figure 1.6), la valeur maximale théorique possible du coefficient de puissance, appelée limite de Betz, est de $\frac{16}{27} \approx 0.5926$. Le coefficient de puissance est différent pour chaque type de turbine comme indiqué sur la Figure 1.6.

La turbine éolienne choisie dans cette étude est une turbine tripale. Ses paramètres sont donnés dans le tableau 1.1. Le coefficient de puissance peut être utilisé sous la forme de tables de consultation (Look-up table) ou sous forme d'une fonction. La deuxième approche est présentée ci-dessous, où la fonction générale du coefficient de puissance est définie en fonction de la vitesse spécifique λ et l'angle d'inclinaison de la pale θ [9]

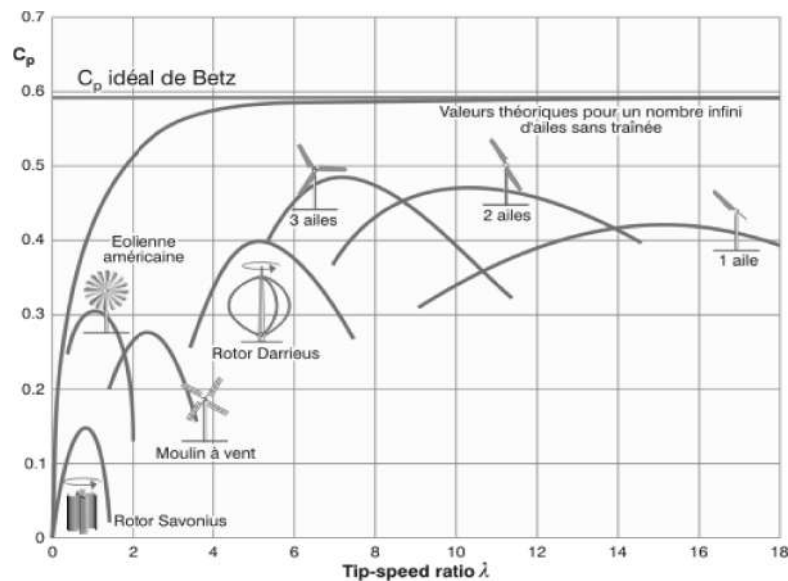


Figure 1. 6 Coefficient de puissance pour différents types de turbine.

$$c_p(\theta, \lambda) = c_1 \left(c_2 \frac{1}{\beta} - c_3 \theta - c_4 \theta^x - c_5 \right) e^{-\frac{c_6}{\beta}} \quad (1.6)$$

Les coefficients C_i ($i=1,2,\dots,6$) et x dépend du type de rotor de l'éolienne. Les coefficients utilisés sont [10]: $c_1=0.5$, $c_2=116$, $c_3=0.4$, $c_4=0$, $c_5=5$, $c_6=21$ (x ne sont pas utilisés car $c_4=0$). En outre, le paramètre β est également défini de différentes manières [11]. Par exemple, le paramètre $1/\beta$ est défini comme suit:

$$\frac{1}{\beta} = \frac{1}{(\lambda + 0.08)} - \frac{0.035}{(1 + \theta^3)} \quad (1.7)$$

L'interpolation du facteur de puissance en fonction de *TSR* est illustrée dans la Figure (1.7).

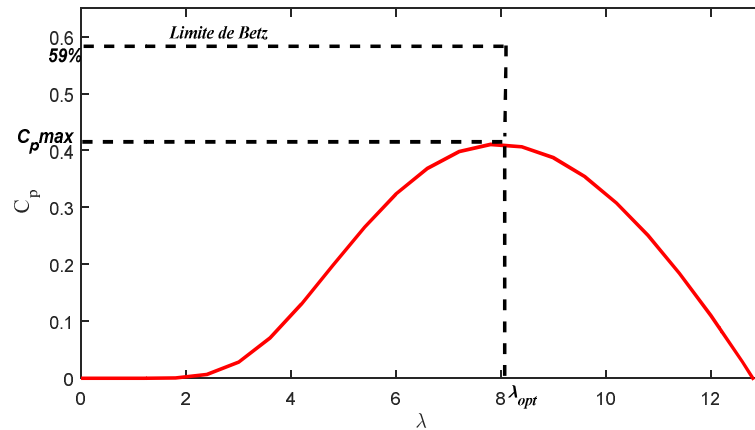


Figure 1. 7 L'interpolation du facteur de puissance en fonction de la vitesse réduite.

En négligeant les pertes mécaniques et électriques, le couple mécanique disponible sur l'arbre de la turbine éolienne peut être exprimé comme suit:

$$C_{\acute{e}ol} = \frac{P_{\acute{e}ol}}{\Omega} = \frac{1}{2} \rho S_v \frac{V_v^3}{\Omega} C_p \quad (1.8)$$

Le schéma synoptique du modèle aérodynamique de la turbine éolienne, défini par les équations (1.4), (1.6-1.8), est illustré par la Figure 1.8.

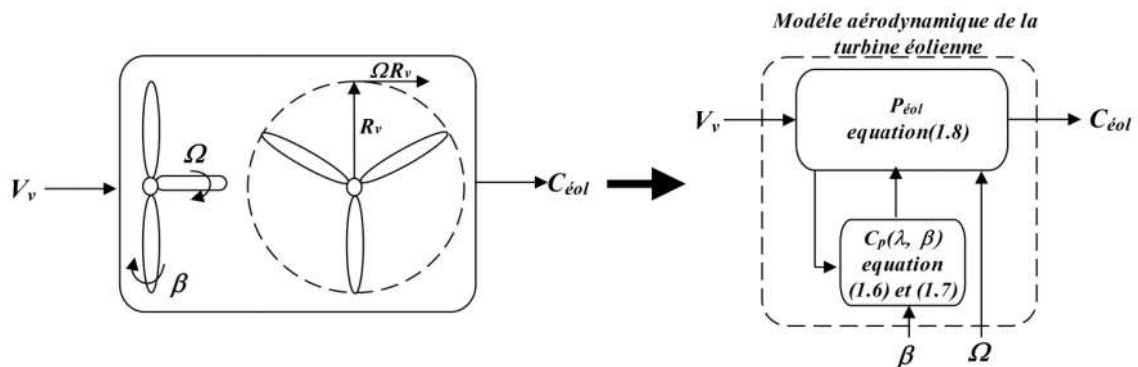


Figure 1. 8 Modèle aérodynamique de la turbine éolienne.

1.2.1.5. MPPT (Maximal Power Point Tracking)

La *MPPT* est une stratégie de commande permettant de suivre le point de puissance maximale d'un générateur électrique. Les systèmes *MPPT* sont généralement associés avec les générateurs éoliens à travers une électronique de puissance permettant de maximiser l'efficacité énergétique du système lors de variation de vitesse du vent. Cela ne peut être réalisé sauf si la turbine éolienne fonctionne à C_p maximum (C_{pmax}), donc il est nécessaire de maintenir λ à une valeur optimale (λ_{opt}), comme il est indiqué sur la Figure 1.7.

Le coefficient λ optimal pour l'extraction de puissance maximale est déduit en rapportant le temps pris pour le vent perturbé pour se rétablir au temps nécessaire pour que la prochaine pale se déplace dans l'emplacement de la pale précédente [9]. Ces temps sont t_Ω et t_b , respectivement et sont présentés ci-dessous dans (1.9) et (1.10). Dans (1.9), n est le nombre de pales, Ω est la fréquence de rotation du rotor.

$$t_b = \frac{2\pi}{n\Omega} [\text{sec}] \quad (1.9)$$

$$t_\Omega = \frac{S_v}{V_v} [\text{sec}] \quad (1.10)$$

Si $t_b < t_\Omega$ une partie du vent n'est pas affectée. A l'opposée, si $t_\Omega < t_b$, 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 égal à t_Ω , l'équation ci-dessous est obtenue:

$$\begin{aligned} t_b &\approx t_\Omega \\ \frac{2\pi}{n\Omega} &\approx \frac{S_v}{V_v} \end{aligned} \quad (1.11)$$

L'équation (1.11) peut ensuite être réutilisée pour définir la fréquence de rotation optimale comme suit:

$$\Omega_{opt} \approx \frac{2\pi V_v}{n S_v} \quad (1.12)$$

Par conséquent, pour une extraction optimale de l'énergie, la pale du rotor doit tourner à une fréquence de rotation liée à la vitesse du vent entrant. Cette fréquence de rotation du rotor diminue à mesure que le rayon du rotor augmente et peut être caractérisée en calculant le λ optimal, λ_{opt} est montré dans (1.13).

$$\lambda_{opt} \approx \frac{\Omega_{opt} R_v}{V_v} \approx \frac{2\pi}{n} \left(\frac{R_v}{S_v} \right) \quad (1.13)$$

De l'équation (1.13), il apparait que par l'ajustement de la vitesse du rotor de la turbine, le coefficients λ peut être maintenu à sa valeur optimale, cela est réalisé par le contrôle de vitesse du générateur associé à la turbine a une vitesse optimal (Ω_{opt}) lors de variation de vitesse de vent (Figure 1.9).

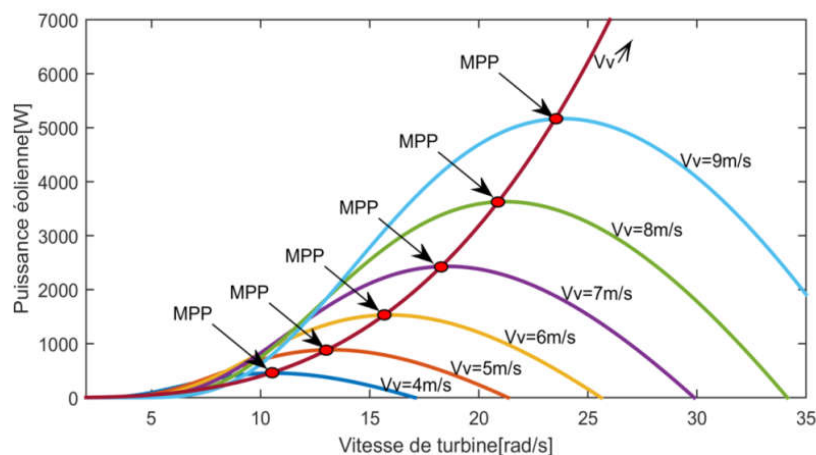


Figure 1.9 Courbe de puissance de la turbine.

1.2.1.6. Courbe de puissance et zone de fonctionnement d'une éolienne

Il est important de comprendre la relation entre la puissance et la vitesse du vent pour déterminer le type de contrôle, d'optimisation ou la limitation nécessaire. La courbe de puissance spécifie la quantité d'énergie

qui peut être extraite du vent. La figure 1.10 montre une courbe de puissance idéale pour une turbine éolienne.

La vitesse de démarrage et la vitesse d'arrêt sont les limites de fonctionnement de l'éolienne. En restant dans cette région, on peut s'assurer que l'énergie disponible est supérieure au seuil minimum et la santé structurelle est maintenue.

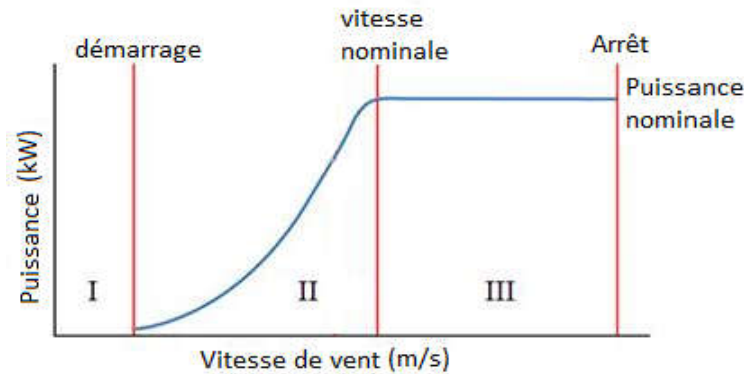


Figure 1. 10 Zones de fonctionnement d'une éolienne.

À partir de la Figure 1.10, la courbe de puissance est divisée en trois zones distinctes. Pour la zone I, la vitesse du vent est faible et la puissance captée par la turbine est nulle. Dans la zone II, la vitesse du vent est inférieure à la vitesse nominale de la turbine, une *MPPT* doit être utilisée pour extraire le maximum de puissance. Par contre, dans la région III, la vitesse de vent est supérieure à la vitesse nominale, la puissance maximale produite doit être limitée, ou, en d'autres termes, certaines parties de l'énergie de vent sera déversée. La régulation de puissance peut être obtenue grâce à la commande de pale "pitch-control" (c'est-à-dire par orientation des pales par un dispositif de régulation mécanique pour contrôler la puissance) ou avec contrôle de décrochage "stall control" (c'est-à-dire que la conception aérodynamique de la pale de rotor régulera la puissance de l'éolienne) [10]. La vitesse du vent d'arrêt est définie comme étant la vitesse du vent où l'éolienne s'arrête de produire l'énergie et sort de la direction du vent principal. Dans notre cas, seul le fonctionnement dans la région II est étudié.

1.2.2. Modélisation de la génératrice synchrone à aimants permanents

L'élaboration d'une commande en régime dynamique de la *GSAP* nécessite l'emploi d'un modèle dynamique de la machine. Le modèle retenu est le modèle vectoriel (model de Park) de la *GSAP* particulièrement adapté aux applications de commande [11] [12]. La mise en équation de la *GSAP* est effectuée avec les hypothèses retenues classiquement et données dans la majorité des références:

- La répartition du champ inducteur dans l'entrefer ainsi que les forces magnétomotrices sont sinusoïdales,
- Le circuit magnétique est considéré linéaire (absence de saturation),
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé,
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées,
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés,
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

Ce modèle présente un bon compromis entre précision et simplicité mathématique dédié aux applications en commande. Il présente également l'avantage de pouvoir procéder à une analyse fiable aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire en s'appuyant sur les paramètres électriques décrivant les phénomènes électromagnétiques (inductances et résistances) et sur des hypothèses simplificatrices assez réalistes.

Les équations dynamiques de la **GSAP** exprimées dans le référentiel de Park (d-q) [11],[13] sont simplifiées comme suit :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sd}}i_{sd} + \omega_e \frac{L_{sq}}{L_{sd}}i_{sq} + \frac{1}{L_{sd}}V_{sd} \quad (1.14)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sq}}i_{sq} - \omega_e \left(\frac{L_{sd}}{L_{sq}}i_{sd} + \frac{1}{L_{sq}}\varphi_f \right) + \frac{1}{L_{sq}}V_{sq} \quad (1.15)$$

R_s : Résistance statorique par phase,

L_{sd}, L_{sq} : Les inductances statoriques,

V_{sd}, V_{sq} : Tensions statoriques diphasées dans le repère (dq),

i_{sd}, i_{sq} : Courants statoriques diphasés dans le repère (dq),

ω_e : Pulsation électrique de la tension statorique,

φ_f : Amplitude du flux créé par les aimants permanents.

L'équation du couple électromagnétique de la **GSAP** est décrite par l'équation suivante:

$$C_{em} = \frac{3}{2}p((L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq} + i_{sq}\varphi_f) \quad (1.16)$$

L'équation mécanique de générateur est décrite par:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} \pm C_g - f_c \Omega_g \quad (1.17)$$

C_g est le couple mécanique appliqué au générateur. La convention de signe de C_g est la suivante: lorsque la vitesse est positive, un couple positif C_g indique le mode générateur et un couple négatif indique le mode moteur. J est le moment équivalent d'inertie et f_c est le coefficient de frottement visqueux.

La relation entre la vitesse angulaire mécanique du rotor Ω_g et la pulsation électrique de la machine peut être exprimée par $\omega_e = p\Omega_g$

p : nombre de paire de pôle de la **GSAP**.

Pour une **GSAP** à pôle lisse, l'entrefer est considéré comme étant uniforme, ce qui rend l'effet de saillance négligeable. Ainsi, l'inductance de l'axe direct L_{sd} et de l'axe quadrature L_{sq} sont égaux ($L_{sd}=L_{sq}=L$), par conséquent, l'équation le modèle simplifié sous forme matricielle devient:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \omega_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L}i_{sd} + \omega_e i_{sq} \\ -\frac{R_s}{L}i_{sq} - \omega_e i_{sd} - \frac{K_t}{L}\Omega \\ \frac{3}{2} \frac{pK_t}{J}i_{sq} - \frac{f_c}{J}\omega_e \pm \frac{p}{J}C_g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

avec $K_t = p\phi_f$

Le circuit équivalent du modèle de la GSAP dans le repère $d-q$ est illustré dans la Figure 1.11.

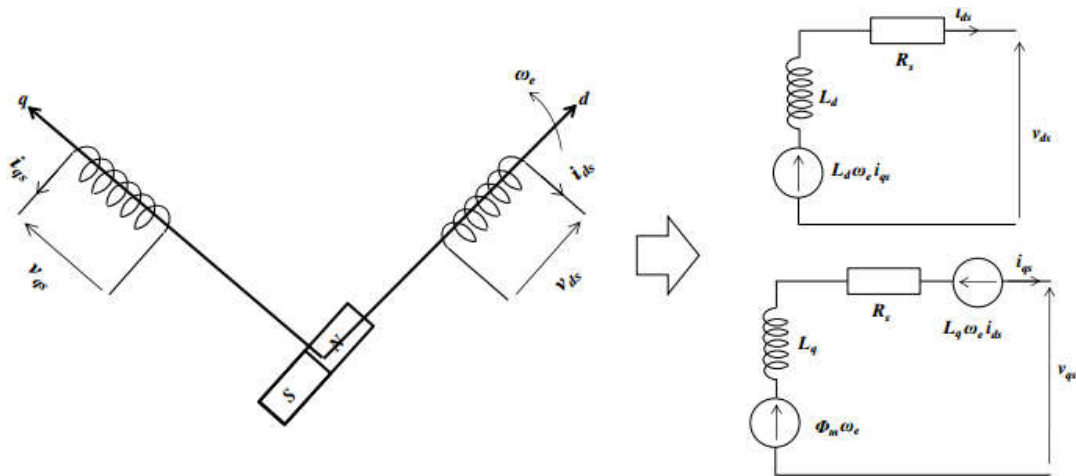


Figure 1.11 Circuit équivalent de modèle de la GSAP dans le repère (dq).

1.2.3. Modèle du multiplicateur de vitesse

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 assez lente à celle que nécessite la génératrice Ω_g . Il est modélisé par les deux équations suivantes:

$$C_g = \frac{1}{G} C_{éol} \tag{1.19}$$

$$\Omega = \frac{1}{G} \Omega_g \tag{1.20}$$

Où G est le rapport du multiplicateur

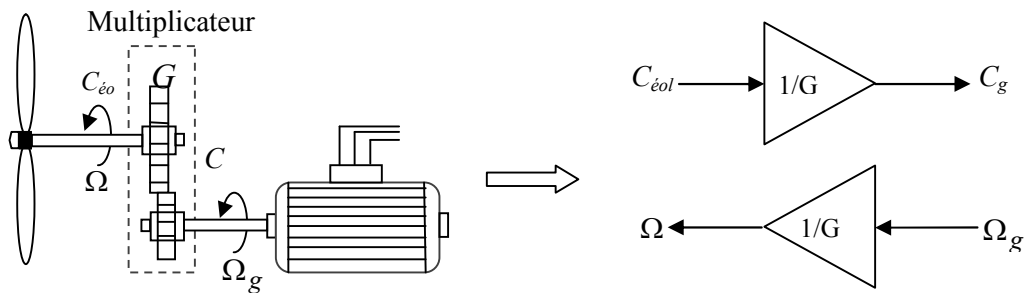


Figure 1.12 Modèle de multiplicateur de vitesse.

1.2.4. Modèle du couplage entre la turbine et la génératrice

La puissance mécanique captée par pales de la turbine éolienne transmise à la génératrice électrique par un arbre mécanique appelé en anglais "drive train". Le modèle mathématique du couplage mécanique entre la turbine et la génératrice dépend de la structure et de la puissance du *SCÉE*. Etant donné que les petites

éoliennes possèdent une faible inertie, l'arbre de transmission de la turbine peut être simplifié par une seule masse en rotation.

L'équation différentielle qui caractérise le comportement mécanique de l'ensemble turbine-génératrice est donnée par:

$$J_{eq} \frac{d\Omega}{dt} = C_g - F\Omega - C_{em} \quad (1.21)$$

J_{eq} : moment d'inertie total de l'ensemble génératrice-turbine éolienne ($Kg.m^2$),

F : coefficient de frottement visqueux de l'ensemble ($N.m.s/rad$).

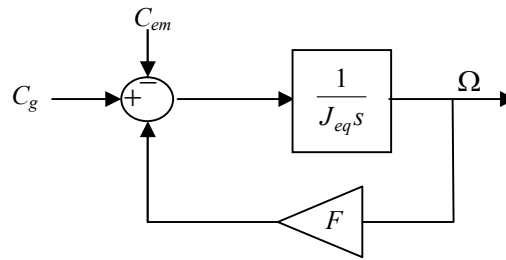


Figure 1.13 Schéma bloc de modèle de couplage GSAP-turbine éolienne.

Le schéma bloc représentant le modèle de l'ensemble de la chaîne cinématique de la turbine (Figure 1.13), sont obtenus en regroupant les composantes respectives développées précédemment.

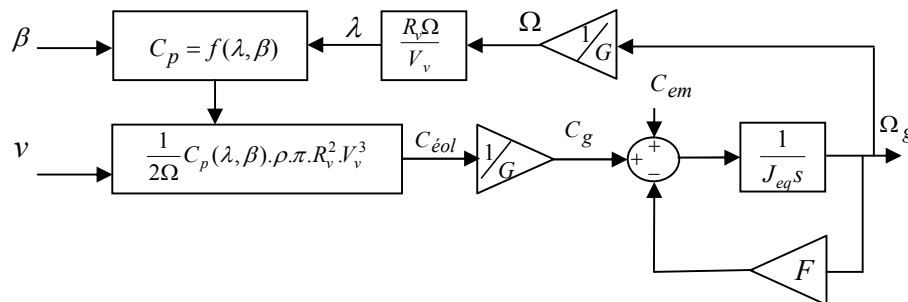


Figure 1.14 Schéma bloc du modèle de toute la turbine éolienne.

1.2.5. Modèle du convertisseur de puissance

Etant donné que les deux convertisseurs utilisés dans la réalisation de la chaîne de conversion éolienne possèdent la même structure et peuvent être commandés par la même technique, il suffit de modéliser un seul. Le convertisseur choisi dans cette partie est celui relié au réseau (Figure 4-6). La structure globale de l'ensemble du système est constituée d'un:

1. bus continu.
2. convertisseur à MLI.
3. filtre d'entrée.
4. transformateur.

La Figure 1.16 présente un onduleur triphasé à structure de tension. Il se compose de trois bras à interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture, réalisés généralement par des IGBT et d'une diode en antiparallèle. Le stockage de l'énergie du côté continu se fait par un condensateur C

de tension V_{dc} . Le filtre de sortie est un filtre passif habituellement du premier ordre (L_t, R_t) employé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique.

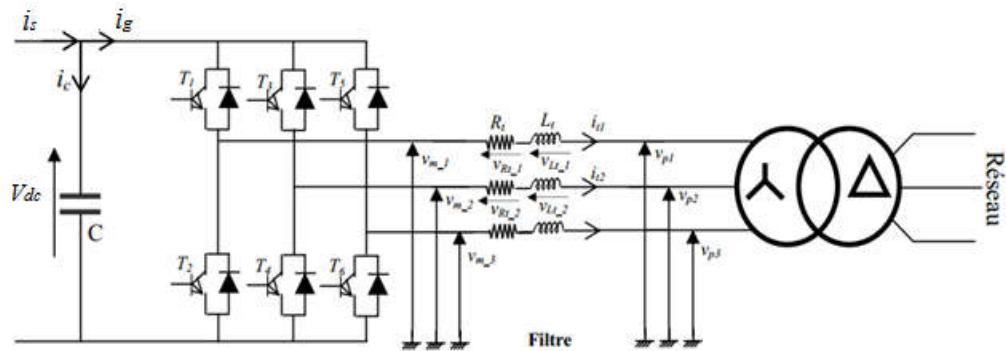


Figure 1.15 Schéma de connexion au réseau.

Pour cette structure, on doit respecter les contraintes suivantes:

- A un instant donné, un seul interrupteur d'un même bras doit conduire afin d'éviter tout court-circuit de la source de tension,
- Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin possible d'où la mise en antiparallèle de diodes au niveau des interrupteurs.

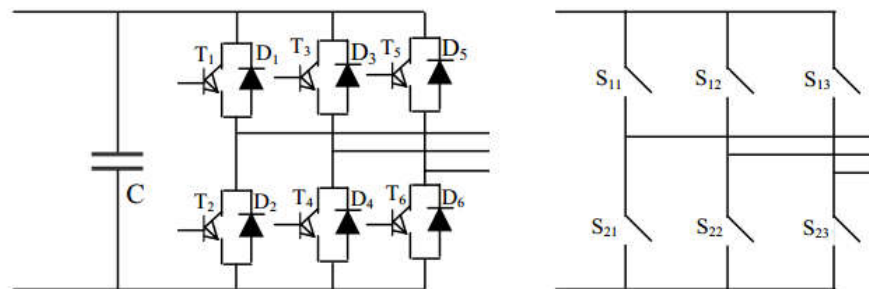


Figure 1.16 Onduleur de tension triphasé.

En pratique, les deux interrupteurs de chaque bras sont commandés d'une façon complémentaire, la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre, de plus on veille à introduire un temps mort. En réalité, le mode où les semi-conducteurs d'un même bras sont tous les deux fermés, n'existe que durant les commutations. Afin d'éviter un court-circuit à cause du délai de blocage des interrupteurs, il faut insérer sur un même bras, un temps d'attente, également appelé temps mort, entre la commande de blocage d'un interrupteur et la commande d'amorçage de l'autre. Ainsi, à partir des états des interrupteurs présentés par les variables S_1, S_2 et S_3 , on obtient huit cas possibles pour les 3 tensions de sortie de l'onduleur V_{mi} (référencées par rapport au point de mi-tension continue), comme le montre le tableau 1.1[14][15].

De Tableau 1.1, les tensions simples s'expriment en fonction des ordres de commande par la relation ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} V_{m1} \\ V_{m2} \\ V_{m3} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Tableau 1. 1: Tensions simples en fonction des différents ordres de commande de l'onduleur

N°	S ₁	S ₂	S ₃	V _{m1}	V _{m2}	V _{m3}
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	2V _{dc} /3	-V _{dc} /3	-V _{dc} /3
2	1	1	0	V _{dc} /3	V _{dc} /3	-2V _{dc} /3
3	0	1	0	-V _{dc} /3	2V _{dc} /3	-V _{dc} /3
4	0	1	1	-2V _{dc} /3	V _{dc} /3	V _{dc} /3
5	0	0	1	-V _{dc} /3	-V _{dc} /3	2V _{dc} /3
6	1	0	1	V _{dc} /3	-2V _{dc} /3	V _{dc} /3
7	1	1	1	0	0	0

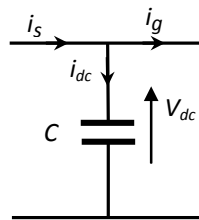
L'application de la loi de *Kirchhoff* sur chaque phase (Figure 1.15) fournit l'équation suivante:

$$V_{pi}(t) = V_{mi}(t) - R_t \cdot i_{ti}(t) - L_t \frac{di_{ti}(t)}{dt} \quad (1.23)$$

Avec l'indice $i = \{1, 2, 3\}$.

1.2.6. Modèle du bus continu

Le schéma électrique du bus continu représenté sur la Figure 1.17 nous montre que le courant du condensateur est issu d'un nœud où circulent deux courants modulés par chaque convertisseur.

**Figure 1. 17** Schéma électrique du bus continu.

i_s : le courant du bus continu du côté générateur,

i_g : le courant du bus continu du côté réseau,

C : la capacité de condensateur de bus continue.

Le bus continu est modélisé par la connaissance de la tension aux bornes du condensateur, elle est obtenue en intégrant l'équation différentielle suivante:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_{dc} \quad (1.24)$$

D'où:

$$V_{dc} = \int \frac{dV_{dc}}{dt} + V_{dc}(t_0). \quad (1.25)$$

Où $V_{dc}(t_0)$ est la valeur de la tension à l'instant initial t_0 .

I.2.7. Modèle du filtre coté réseau

Il s'agit d'un filtre passif série (R_t , L_t) raccordé entre le convertisseur de puissance et le réseau (Figure 1.18) pour réduire la propagation des harmoniques dans le réseau électrique.

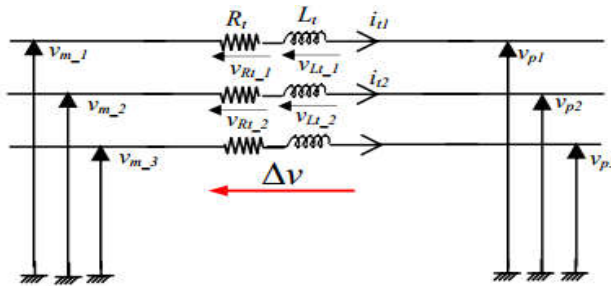


Figure 1. 18 Schéma électrique de filtre de liaison au réseau.

Les courants traversant le filtre sont obtenus par intégration des tensions aux bornes des bobines:

$$\begin{cases} i_{t1} = \int \frac{1}{L_t} v_{L_{t_1}} + i_{t1}(o) \\ i_{t2} = \int \frac{1}{L_t} v_{L_{t_2}} + i_{t2}(o) \end{cases}$$

I.2.8. Modèle de réseau électrique

Le modèle du réseau électrique correspond au modèle d'un bus infini. Un modèle du bus infini peut être utilisé lorsque la capacité de puissance de réseau est suffisamment large telle que l'action d'un utilisateur ou un générateur n'effectuera pas l'opération de la puissance de réseau. Dans un bus infini, la fréquence et la tension du système sont considérées constantes et indépendantes des puissances active et réactive transitées.

I.3. Présentation et mise au point du banc de test

Après avoir présenté le modèle dynamique des différents composants de *SCEE* ayant pour finalité la simulation comportementale du système réel, nous nous attachons dans ce qui suit à présenter les dispositifs expérimentaux du banc de test, monté au Laboratoire *LIAS*, à l'Université de Poitiers en France, dans le but mener à bien les validations expérimentales des différentes stratégies de commande développées et testées en simulation.

I.3.1. Description du banc de test

Le banc de test utilisé comporte un actionneur composé d'un moteur synchrone à aimants permanents associé à une génératrice *GSAP*, de son alimentation et de sa commande. Cela permet de réaliser un émulateur pour simuler le comportement d'une éolienne en contrôlant le couple sur l'arbre et alimentant une charge.

L'émulateur est un servomoteur composé d'un moteur synchrone à aimants permanents, "terres-rares" cobalt au rotor associé à un résolveur "pan-cake" dont les paramètres sont donnés dans le tableau (1.2), connecté mécaniquement à une **GSAP** et un résolveur pour la mesure de la position du rotor, (voir la Figure (1.20)). Les signaux issus du résolveur sont convertis en signal numérique représentant la position à l'aide du convertisseur *AD2S90*. Ce moteur est alimenté par un onduleur triphasé de tension à *MLI* fonctionnant à une fréquence de 10 *kHZ*. Les courants de phase sont mesurés par des capteurs à effet Hall. La configuration du banc d'essai expérimental est montrée par la Figure (1.19).

I.3.2. Caractéristiques du contrôleur numérique utilisé

De nos jours, les contrôleurs numériques utilisant des cartes de prototypage *dSPACE* à base des *DSPs* sont de plus en plus utilisés vu leurs performances et leurs rôles cruciaux dans le monde des entraînements. Parmi leurs avantages, on peut citer entre autres:

- une grande souplesse d'utilisation au niveau des développements des commandes,
- la réalisation des lois de commande après avoir mis l'algorithme sous *Matlab/Simulink*.

En ce qui nous concerne, la partie commande de tout le système d'essai est fondé sur la carte de commande *dSPACE 1104* intégrée dans un PC. La description détaillée de cette carte est donnée en annexe.

La carte *dSPACE 1104* contient:

- Huit convertisseurs analogiques numériques (*ADC*) de 16 bits,
- Huit convertisseurs numériques analogiques (*DAC*) de 16 bits,
- Un microprocesseur *Motorola PowerPC 603e* (250 *MHz*) et un *DSP* de Texas Instruments *TMS 320F240* (20 *MHz*), qui gère les entrées-sorties digitales,
- Deux ports d'entrées-sorties 16 bits recueillent les informations du codeur incrémental,
- Deux ports séries *RS 232* et *RS 485*,
- 1 port slave servant à générer les signaux *MLI*.

L'ordinateur sert d'interface Homme/Machine et permet de contrôler tout le processus de commande. Ses principales fonctions peuvent être résumées comme suit:

- Programmation d'algorithmes d'une loi de commande en utilisant *Matlab/Simulink*,
- Compilation, génération de code et le linkage avec le compilateur Texas Instruments dédié aux processeurs *TMS320*,
- Chargement de l'application dans la mémoire de la carte de commande *dSPACE 1104* et son contrôle,
- Acquisition des données et esquisse des différents signaux via *ControlDesk*.

I.3.3. Alimentation de la machine

L'alimentation du moteur (émulateur) est constituée du convertisseur statique de son alimentation et de sa commande à *MLI*. En effet, l'onduleur permet l'alimentation en tension à fréquence variable de la machine, de façon à régler son couple et sa vitesse. Dans ce qui suit, on détaillera chacun de ces éléments.

I.3.4. Choix du convertisseur statique

Deux principaux types de convertisseurs statiques permettant la commande des MS existent:

- le commutateur de courant,
- l'onduleur de tension.

L'alimentation en courant est plutôt utilisée pour les machines de fortes puissances à rotors bobinés ayant des inductances transitoires assez faibles. Ainsi, avec ce type de convertisseur statique, on applique généralement des créneaux alternatifs de courant, ce qui crée de fortes surtensions [16].

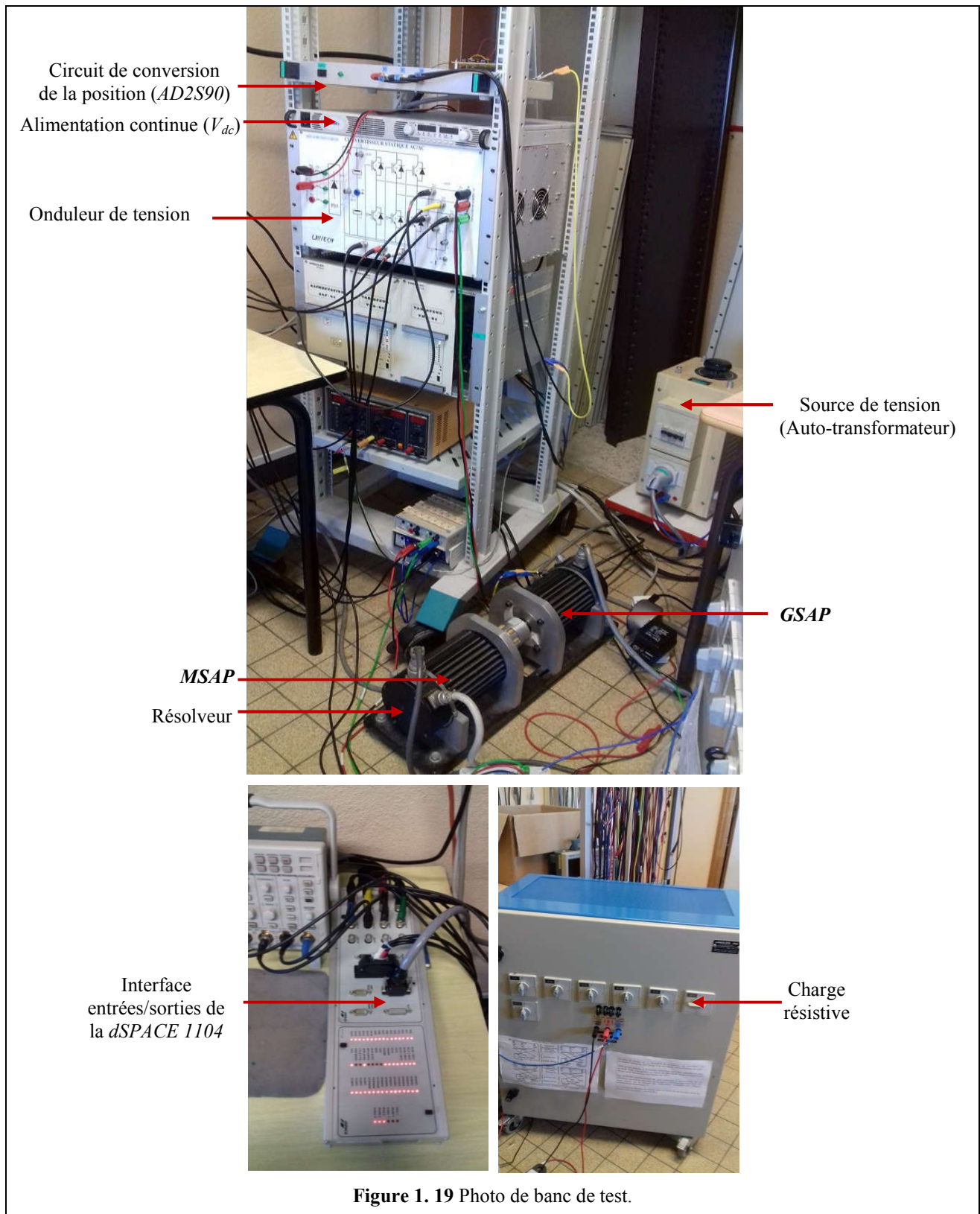
L'onduleur utilisé possède les caractéristiques suivantes:

- Tension maximale bus continu de $300V$,
- Courant maximum de $5A$,
- Fréquence de hachage de $10kHz$,
- Temps morts de quelques centaines de nanosecondes,
- Temps de conduction et de blocage minimum de $1\mu sec$.

Cet onduleur est doté des modules de filtrages des tensions et courants (Filtre de **Butterworth**). Il possède également un module de protection employant une résistance thermique.

Tableau 1. 2: Paramètres du *MSAP* donnés par le constructeur '**PRECILEC**'.

Paramètres	Symbole	Valeur	Unité
Nombre de paires de pôles	p	2	-
Nombre de phases		3	-
Puissance nominale	P	1.0	KW
Vitesse nominale	Ω_g	314	rad/sec
Courant nominal	I	6.5	A
Couple nominal	C_n	3	$N.m$
Résistance entre phase	R_s	1.14	Ohm
Couple de frottement	f_c	0.3	$N.m$
Constante Moteur	K_t	0.5	$N.m/W$
Température max. sur Bobinage	T	155	$^{\circ}C$



I.3.5. Commande de l'onduleur

Diverses techniques utilisées pour commander les onduleurs existent. On trouve par exemple: la commande par hystérésis et la technique de Modulation par Largeur d'Impulsion. Malgré les nombreuses références consacrées à la commande par hystérésis [17], la technique *MLI* reste la plus utilisée et la plus conseillée. En effet, elle a fait objet d'intensives recherches depuis plusieurs décennies (pour plus de détails, voir [18]). Trois catégories de *MLI*, qui diffèrent dans le concept et les performances, ont été développées. la *MLI* sinusoïdale, la *MLI* pré-calculée et la technique dite méthode *MLI* vectorielle. La dernière catégorie reste la plus favorable pour le contrôle instantané des courants car elle assure de faibles harmoniques et une réponse très rapide.

Actuellement, un certain nombre de critères sont mis au point pour aider à choisir la méthode qui soit favorable à l'application souhaitée. Parmi ces critères, on cite:

- le taux d'harmoniques du courant: qui affecte les pertes fer et par conséquent le rendement,
- les ondulations du couple: fonction directe du taux d'harmoniques des courants,
- la fréquence de commutation: une valeur élevée de cette fréquence est toujours souhaitable. Toutefois, on ne peut l'augmenter délibérément au dessus d'un certain seuil afin de limiter les pertes dans les semi-conducteurs. Pour les *IGBTs*, elle est autour de 10 kHz ,
- les performances dynamiques: elles dépendent du temps de réponse des courants. En effet, parfois on a besoin d'utiliser le filtrage pour réduire les harmoniques d'ordre élevé ce qui affecte directement le temps de réponse des courants.

I.4. Réalisation de l'émulateur de turbine éolienne

L'émulateur de la turbine éolienne de puissance de 10 kW est conçu à base d'une machine synchrone à aimant permanent de puissance 1 kW , dont les caractéristiques sont données dans le Tableau 1.2. L'objectif de celui-ci est de reproduire la forme d'onde du couple aérodynamique réel fourni par la turbine éolienne mais à une échelle réduite. Le stator de cette machine est alimenté par le biais d'un onduleur triphasé de tension.

Afin d'émuler le comportement réel de la turbine éolienne par celui de la *MSAP*, il est nécessaire de déterminer le couple électromagnétique de référence pour cette dernière. Le couple de référence T_{ref} , auquel on souhaite asservir celui de la machine, est issu du modèle de la turbine (Voir Figure 1.20). Une adaptation de la grandeur du couple est réalisée simplement à travers le gain t_{nom} qui représente le rapport entre la puissance nominale de la machine *MSAP* et celle de la turbine. Ceci permet de reproduire la forme d'onde réelle du couple aérodynamique de la turbine éolienne mais à une échelle réduite.

I.4.1. Test de fonctionnement de l'émulateur: Résultats expérimentaux

Dans cette section, nous présentons les résultats expérimentaux de l'émulation de la turbine via la commande en couple de la machine synchrone à aimant permanent.

Trois expériences ont été réalisées sur l'émulateur de l'éolienne 1) la détermination des caractéristiques de l'éolienne, 2) la simulation de vitesse du vent, 3) les perturbations de charge.

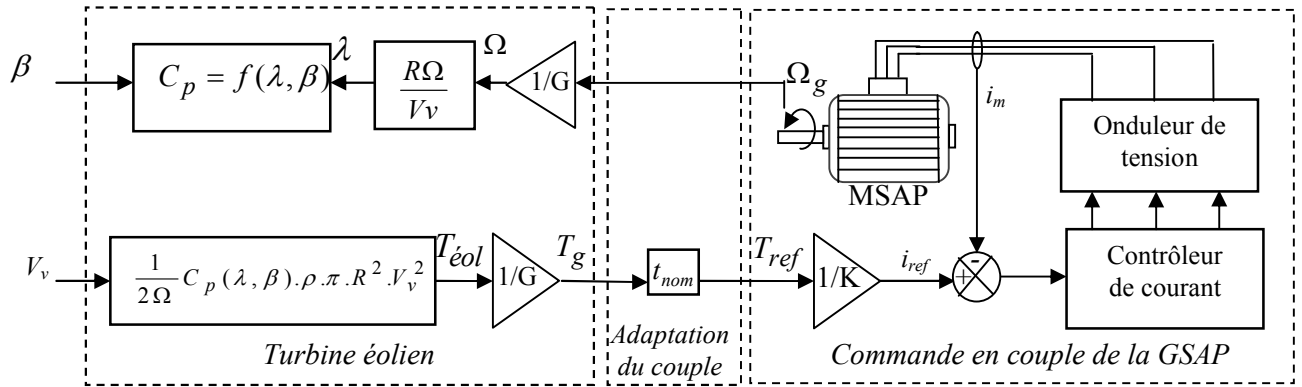


Figure 1. 20: Schéma bloc de l'émulateur de la turbine éolienne.

I.4.1.1. Détermination des caractéristiques de l'éolienne

Afin à déterminer la caractéristique puissance-vitesse de l'émulateur, la vitesse du vent est considérée constante et égale à 8 m/s, l'émulateur est lancé à vitesse croissante comme il est illustré sur la Figures 1.21 (courbe rose), le couple développé par l'émulateur est illustré sur la même figure (courbe bleue), par contre, la courbe puissance-vitesse est tracée par l'utilisation des donnée de l'expérience sauvegardées en utilisant *Matlab/Simulink*. Ceci est illustré sur la Figure 1.22.

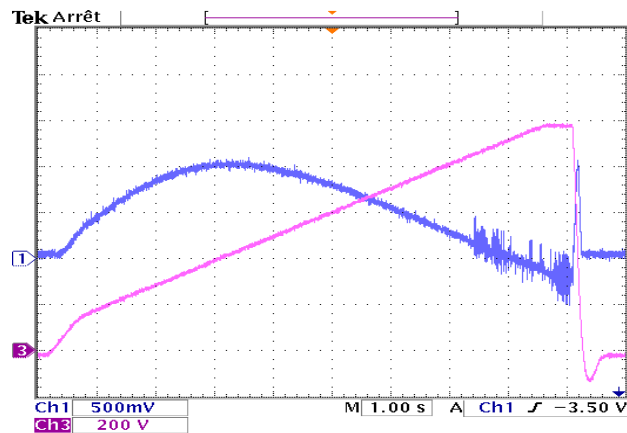


Figure 1. 21 Courbe de puissance (vitesse de vent 8m/s): Ch1 (0.5Nm/Div): Cem (de la MSAP, Ch3 (200 tr/min/Div): vitesse de la MSAP.

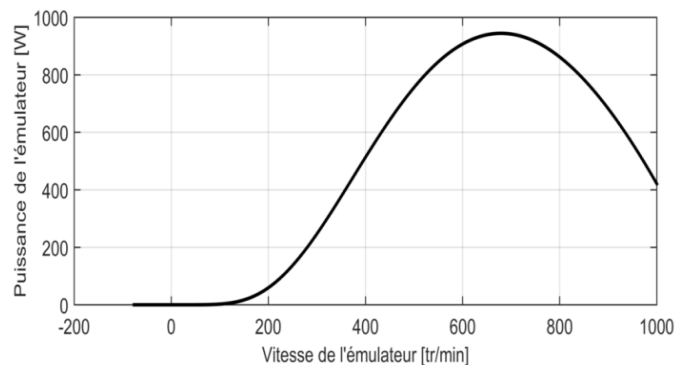


Figure 1. 22 Caractéristique vitesse-puissance de l'émulateur à vitesse constante du vent.

I.4.1.2. Simulation de vitesse du vent

La Figure 1.24 montre le profil variable du vent et la vitesse de l'émulateur. On constate que l'émulateur a bien reproduit la forme de vitesse de vent. Ainsi, le couple développé par l'émulateur suit parfaitement le couple de référence donné par le modèle de la turbine comme on peut le voir sur la Figure 1.23. Les Figures 1.26 et 1.27 présentent les performances des boucles de courants dans l'axe (dq) qui sont bien contrôlés. Les courants produits par la *GSAP* sont illustrés dans la Figure 1.25.

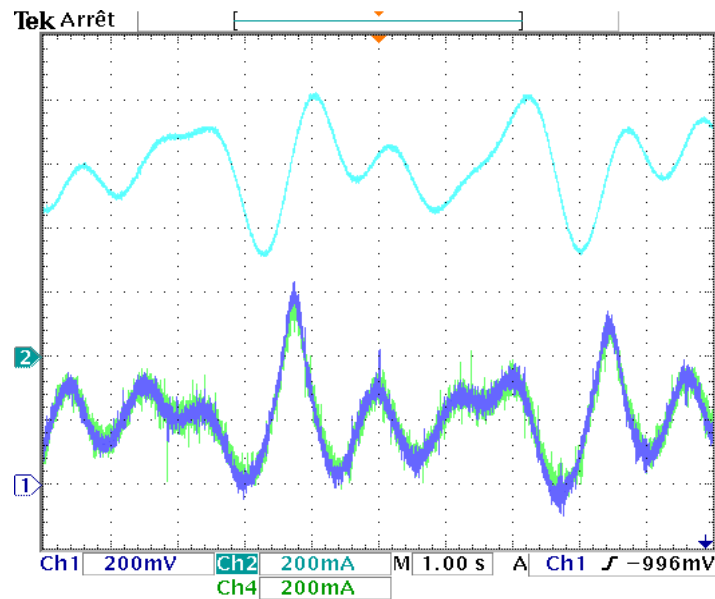


Figure 1. 23 Ch1 (0.2Nm/Div): Couple de référence; Ch2 ($2\text{m}\cdot\text{s}^{-1}/\text{Div}$): vitesse de vent, Ch4(0.2Nm/Div): Couple de l'émulateur.

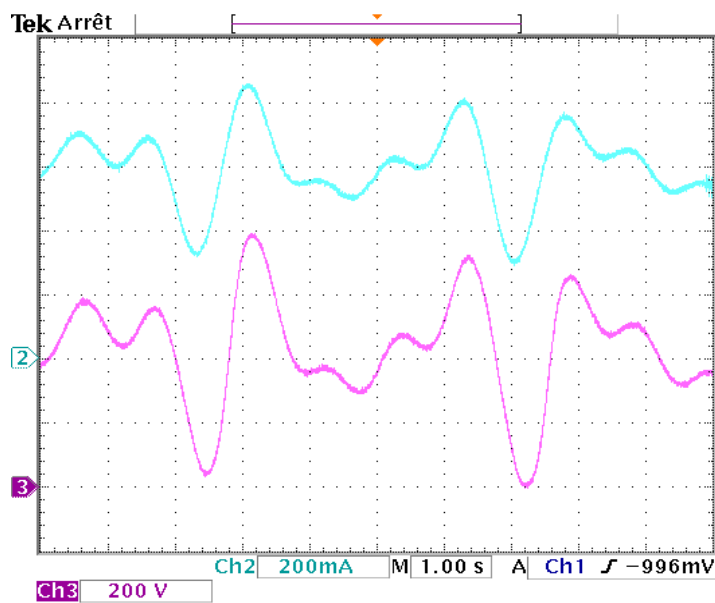


Figure 1. 23 Ch2($2\text{m}\cdot\text{s}^{-1}/\text{Div}$): Vitesse de vent $\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$, Ch3($200\text{tr}\cdot\text{min}^{-1}/\text{Div}$): Vitesse de l'émulateur.

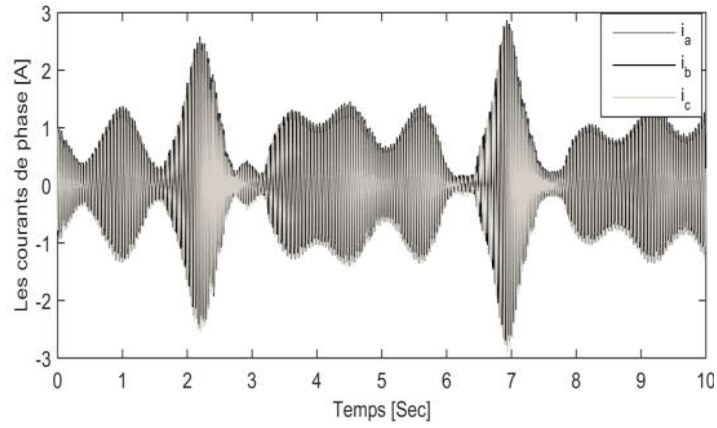


Figure 1. 24 Courants de phases de GSAP.

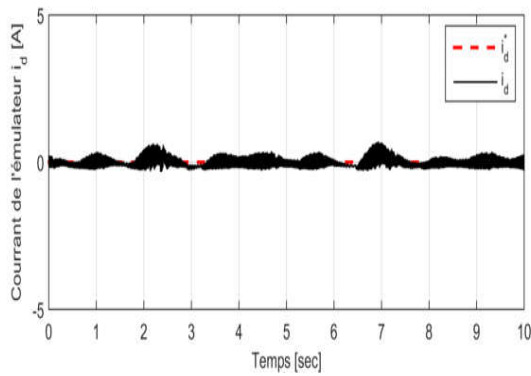


Figure 1. 25 Courant i_d de la MSAP.

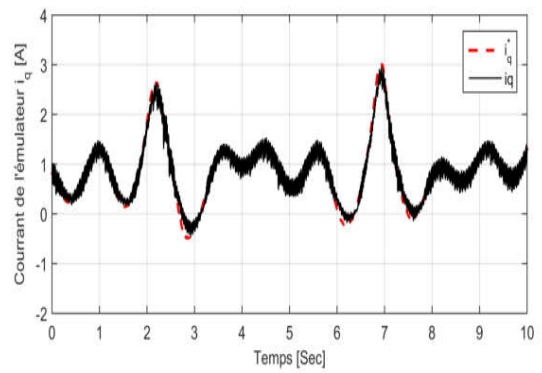


Figure 1. 26 Courant i_q de la MSAP.

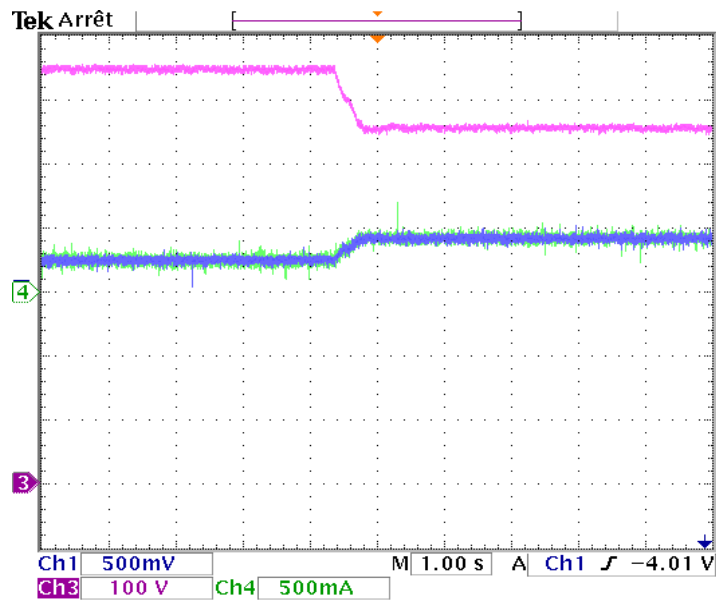


Figure 1. 27 Ch1(0.5 N.m/Div) : Couple de référence, Ch4(0.5 N.m/Div) :Couple de l'éémulateur, Ch3(100tr.min⁻¹/Div):Vitesse de l'éémulateur.

I.4.1.3. Perturbations de charge

Sur la Figure 1.28, on démarre l'émulateur à vitesse fixe puis on applique un couple de charge à $t=5.5\text{sec}$. On remarque que la vitesse de l'émulateur est diminuée. Ce résultat vérifie que l'émulateur de l'éolienne peut reproduire les caractéristiques en régime permanent de celle-ci dans le cas d'une perturbation de charge.

I.5. Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, le modèle dynamique des différentes parties du système éolien en vue de sa commande est présenté. Qu'il s'agit de la turbine qui constitue la partie mécanique ou la partie électrique constituée du générateur synchrone à aimants permanents, l'élément principal de l'éolienne est le système de commande. Nous signalons que le modèle triphasé de la *GSAP* est, de nos jours, rarement utilisé. Ceci est dû à sa complexité et du fort couplage de ses équations. L'introduction des transformations triphasées/biphasées de Clarke et de Park a rendu ce modèle plus simple et les non linéarités sont réduites au nombre de trois. Quant à la seconde partie du chapitre, elle est consacrée à la description et la présentation du banc d'essai expérimental destiné à la réalisation d'un émulateur de la turbine éolienne pour tester les algorithmes développés. Ainsi, le banc comprend une carte *Dsapce 1104* basée sur un *DSP* de type *TMS 320F240*, un circuit de conversion en une position numérique, un *MSAP* et une *GSAP* et un onduleur à MLI. Les prochains chapitres reprendront le modèle trouvé afin de développer des lois performantes de commande et observation de la *GSAP* associé à l'émulateur tout en respectant les objectifs de la commande visés. Ensuite nous allons exploiter ce banc d'essai pour évaluer, expérimentalement, les performances des contrôleurs et observateurs conçus.

Références bibliographiques

- [1] F. D. Bianchi, R. J. Mantz, et H. De Battista, *The wind and wind turbines*. Springer, 2007.
- [2] A. D. Hansen et L. H. Hansen, « Wind turbine concept market penetration over 10 years (1995–2004) », *Wind energy*, vol. 10, n° 1, p. 81–97, 2007.
- [3] H. Li, Z. Chen, et H. Polinder, « Optimization of multibrid permanent-magnet wind generator systems », *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 24, n° 1, p. 82–92, 2009.
- [4] D. Bang, H. Polinder, G. Shrestha, et J. A. Ferreira, « Review of generator systems for direct-drive wind turbines », in *European Wind Energy Conference & Exhibition, Belgium*, 2008, p. 1–11.
- [5] M. O. Hansen, *Aerodynamics of wind turbines*. Routledge, 2015.
- [6] T. Ackermann, *Wind power in power systems*, vol. 140. Wiley Online Library, 2005.
- [7] A. Betz, « Wind energy and its extraction through wind mills », *Vieweg, Gottingen*, 1926.
- [8] R. Gasch et J. Tvele, *Wind power plants: fundamentals, design, construction and operation*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [9] M. Ragheb et A. M. Ragheb, *Wind turbines theory-the betz equation and optimal rotor tip speed ratio*. INTECH Open Access Publisher, 2011.
- [10] E. Hau et H. Von Renouard, *Wind turbines: fundamentals, technologies, application, economics*, vol. 2. Springer Berlin, 2006.
- [11] M. Yin, G. Li, M. Zhou, et C. Zhao, « Modeling of the Wind Turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator for Integration », in *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2007*, June, p. 1–6.
- [12] R. Lateb, « Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps: application à la propulsion marine par POD », Institut National Polytechnique de Lorraine-INPL, 2006.
- [13] S. Hassaine, « Validation expérimentale d'une commande robuste H_∞ : application à un moteur synchrone à aimant permanent », 2011.
- [14] M. A. . Alali, « Contribution à l'Étude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension », 2002.
- [15] K. Haddad et G. Joos, « Three phase active filter topology based on a reduced switch count voltage source inverter », in *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*, 1999, vol. 1, p. 236–241.

- [16] C. F, «Contribution à l'étude de la commande numérique des machines synchrones à aimants permanents. Minimisation des pulsations de couple- Commande sans capteur de position», Thèse de doctorat de l'université Paris VI, Paris, France, 1995.
- [17] G. S. Buja et M. P. Kazmierkowski, «Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors-a survey», *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 51, n° 4, p. 744–757, 2004.
- [18] J. Holtz, «Pulsewidth modulation-a survey», *IEEE transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, n° 5, p. 410–420, 1992.

Commande d'une génératrice synchrone à aimant permanent associée à une turbine éolienne

Sommaire

II.1.	Introduction	37
II.2.	Stratégie de commande du système éolien à base de la <i>GSAP</i>	37
II.1.1.	Principe de la <i>MPPT</i> utilisée	38
II.2.	Commande du générateur synchrone à aimants permanents	39
II.2.1.	La commande vectoriel classique de la <i>GSAP</i>	39
II.2.1.1.	Régulation des courants statoriques	40
II.2.1.2.	Commande des courants avec découplage	42
II.2.1.3.	Asservissement de la vitesse par <i>PI</i>	46
II.2.2.	Commande non linéaire <i>Backstepping</i> de la <i>GSAP</i>	47
II.2.3.	Introduction à la fonction de <i>Lyapunov</i>	47
II.2.3.2.	Méthode <i>Backstepping</i> Standard	49
II.2.3.3.	Commande intégrale- <i>Backstepping</i> de la <i>GSAP</i>	50
II.2.4.	Contrôle de la connexion au réseau électrique	56
II.2.4.1.	Commande du convertisseur coté réseau	56
II.2.4.2.	commande du bus continu V_{dc}	56
II.2.4.3.	Contrôle de la puissance active et réactive	57
II.2.4.4.	Contrôle des courants envoyés au réseau	58
II.3.	Résultats de simulation	60
II.4.	Résultats expérimentaux	61
II.5.	Conclusion	61

II.1. Introduction

Après avoir présenté le principe de la conversion d'énergie éolienne et modélisées les parties essentielles dans la chaîne de conversion éolienne, à savoir la turbine, la génératrice et les convertisseurs; on s'attache dans ce chapitre à présenter la structure globale de cette chaîne avec des conceptions de commande détaillée et une simulation comportementale du système complet sur le plan électrique et énergétique.

Le système éolien étudié est un système complexe composé de plusieurs sous systèmes appartenant à plusieurs domaines physiques différents, à savoir, la mécanique des fluides, la mécanique traditionnelle, l'électrotechnique et l'électrochimie [1]. L'énergie en provenance du vent traverse la turbine éolienne qui est un élément d'interface entre le domaine de la mécanique des fluides et de la mécanique traditionnelle. La turbine est accouplée à la génératrice et permet la transformation d'énergie mécanique en énergie électrique. Les composants électriques tels que les convertisseurs statiques et l'élément de filtrage disposés en aval de la génératrice ont un rôle d'adaptation active des caractéristiques de l'énergie électrique entre la génératrice et la charge finale. Ce niveau est aussi chargé du pilotage de l'ensemble et d'obtenir le point de fonctionnement à la puissance optimale [2], [3].

II.2. Stratégie de commande du système éolien à base de la GSAP

Le système de conversion de l'énergie éolienne étudié est représenté sur la Figure 2.1 comprend, outre la **GSAP**, un convertisseur *MLI* coté générateur; un convertisseur *MLI* coté réseaux, un bus continu, une liaison au réseau via un filtre et un transformateur. Les convertisseurs *MLI* sont des onduleurs triphasés à *IGBT* qui peuvent être contrôlés vectoriellement par la technique *MLI* vectorielle. Ce choix est justifié par le fait qu'il peut offrir un contrôle totalement réversible de la puissance instantanée [4], [5]. Par un autopilotage de la machine synchrone, il peut contrôler les grandeurs électromécaniques telles que le couple électromagnétique et la vitesse de la génératrice. Le convertisseur coté réseaux permet de contrôler la tension du bus continu et les puissances actives et réactives échangées avec le réseau et d'avoir des courants à fréquences adéquates.

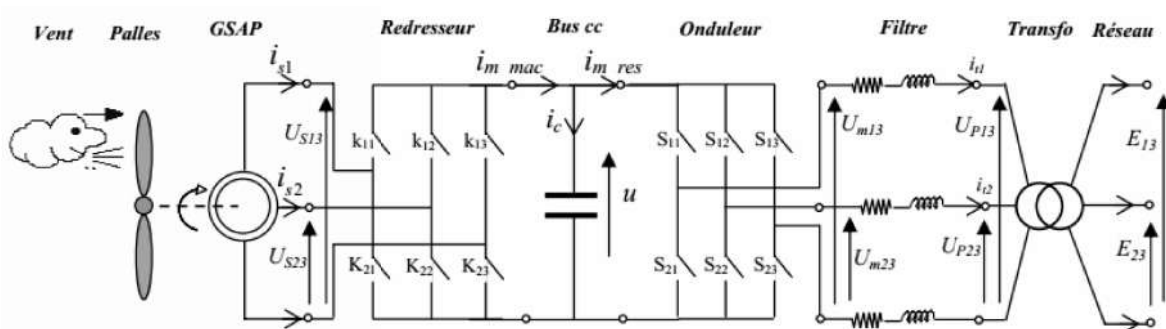


Figure 2. 1 Configuration du système éolien à base de la GSAP.

Notre stratégie de contrôle du système de convertisseur d'énergie éolienne est divisée en deux parties, la première se concentre sur le contrôle vectoriel de la **GSAP** par deux types de contrôleurs en s'appuyant sur la technique **MPPT**. Quant à la deuxième partie, elle se concentre sur le contrôle de la puissance active et

réactive injectées sur le réseau électrique ainsi que la stabilisation de la tension mesurée aux bornes du condensateur situé entre les deux convertisseurs de puissance [6].

II.1.1. Principe de la *MPPT* utilisée

Les techniques d'extraction du maximum de puissance détaillées dans le chapitre I permettent de piloter la génératrice synchrone en imposant un couple de référence donné par la formule (2.1).

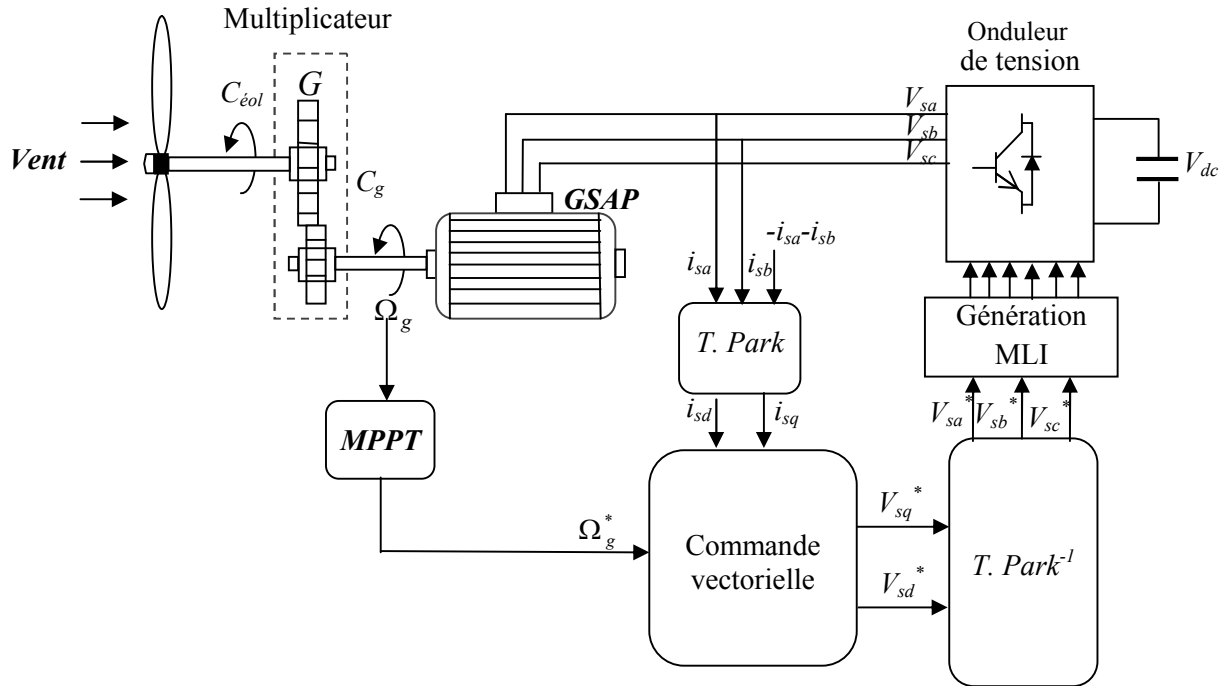


Figure 2. 2 Commande *MPPT* du système de conversion éolienne.

On rappelle que le principe de la *MPPT* est d'extraire le maximum de puissance de l'énergie éolienne, ceci ne peut être réalisé que si la turbine fonctionne au C_p maximum (c'est-à-dire à $C_{p_{opt}}$)[7]. Il est donc nécessaire de maintenir le rapport de vitesse λ à une optimum valeur λ_{opt} . Pour maintenir cette valeur, il est essentiel d'ajuster la vitesse du rotor à une valeur optimale (Ω_{opt}) afin de suivre la valeur de changement lorsque le vent varie.

La puissance optimale d'une éolienne s'écrit:

$$P_{opt} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_{p_{opt}} \left(\frac{\Omega_{opt}}{\lambda_{opt}} \right)^3 \quad (2.1)$$

Où $\Omega_{opt} = \frac{\lambda_{opt}}{R_v} V_v$ et $\Omega_g^* = \Omega_{opt} \cdot G$

G est le rapport de multiplicateur de la vitesse.

Le réglage de la tension aux bornes du générateur sera le seul moyen pour commander la vitesse de rotation du système car la génératrice *GSAP* n'a pas d'excitation variable. La commande de la tension aux bornes du générateur est faite avec le convertisseur *AC/DC*. Il agit indirectement comme une commande vectorielle à vitesse variable pour la génératrice.

Si la mesure de la vitesse du vent est disponible, la référence de la vitesse peut être obtenue à partir d'une relation linéaire. La vitesse de rotation du système peut être commandée de façon à ce qu'elle fournisse la référence de tension pour la commande du convertisseur (onduleur de tension). La Figure 2.2 montre le schéma bloc du système de commande.

II.2. Commande du générateur synchrone à aimants permanents

La stratégie de commande du système comporte deux étapes. Une première étape permet de générer la référence de la tension pour arriver à la vitesse de rotation souhaitée selon les conditions du système, puis une deuxième étape qui élabore la commande des convertisseurs par la *MLI* vectorielle pour arriver à cette valeur de tension. Deux types de commandes seront élaborées pour les boucles de vitesse et celles des courants; la première est la commande vectorielle classique basée essentiellement sur des régulateurs linéaires (*PI*), cette approche présente certains inconvénients présentés dans [7]. Tandis que la deuxième est une commande robuste non linéaire de type *Backstepping*, dont le but général est d'améliorer davantage la rentabilité et le rendement de système de production éolien. La technique *Backstepping* est une méthode systématique et récursive de synthèse des lois de contrôle non linéaires. Il utilise le principe de stabilité de *Lyapunov* qui peut être appliqué à un grand nombre de systèmes non linéaires [8], [9].

II.2.1. La commande vectorielle classique de la GSAP

Le principe de la commande vectorielle permet d'imposer le couple au générateur, en contrôlant les courants avec l'imposition des tensions aux bornes de la *GSAP* [10]. Or, quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse), le contrôle des courants reste cependant nécessaire. Ceci est dû au fait que les courants représentent des grandeurs mesurables. Leur maîtrise assure le contrôle vectoriel et garantit, par conséquent, la protection contre les risques liés aux surcharges et aux pointes de courant en régime transitoire tout en saturant, bien entendu, les valeurs de référence. Ainsi, le fait d'introduire des limitations sur les références des courants assure la maîtrise de ceux-ci, même si des problèmes liés aux boucles d'asservissement externes se produisent.

En se référant aux relations qui expriment le couple dans les *GSAPs*, ce dernier dépend de deux variables i_{sd} et i_{sq} . L'objectif principal de la commande vectorielle de la *GSAP* est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi [11]. Le principe consiste donc à maîtriser les grandeurs internes (i_{sd} et i_{sq}) en agissant directement sur les tensions V_{sd} et V_{sq} .

Pour les machines à pôles saillants, la composante directe du courant statorique peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal [12].

$$i_{sd\ ref} = \frac{\Phi_f - \sqrt{\Phi_f^2 + 8(L_{sq} - L_{sd})^2 I_{\max}^2}}{2(L_{sq} - L_{sd})I_{\max}} \quad (2.2)$$

Dans le cas des machines à rotor lisse, la commande la plus fréquemment utilisée consiste à simplifier le contrôle en imposant au courant direct i_{sd} une valeur nulle.

Le couple est contrôlé par la composante en quadrature, i_{sq}^* est donc proportionnel au couple demandé. La commande vectorielle revient alors à contrôler les deux composantes i_{sd} et i_{sq} des courants statoriques en imposant les tensions V_{sd} et V_{sq} qui conviennent. Par conséquent, pour imposer les tensions V_{sd} et V_{sq} , il suffira d'imposer les tensions de référence V_{sd}^* et V_{sq}^* à l'entrée de l'onduleur. A l'aide des régulateurs, on obtient les tensions de référence permettant de maintenir les courants direct et en quadrature au voisinage de leurs valeurs de référence i_{sd}^* et i_{sq}^* . La structure générale de la commande vectorielle des **GSAP** est schématisée sur la Figure (2.3):

Sur ce schéma, apparaît la matrice T_{22} . Elle est définie par:

$$T_{22} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & 0 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

En réalité, les grandeurs accessibles de la machine sont les tensions et les courants statoriques. Ainsi, la régulation des courants dans le repère de Park nécessite l'emploi des grandeurs intermédiaires de Park. Le passage aux grandeurs intermédiaires (tensions et courants de Park) se fait à l'aide des transformations de Park et de Concordia (directe et inverse). Sous les hypothèses suivantes:

- la période de la porteuse T_p est suffisamment petite par rapport aux constantes de temps électriques du moteur et la fréquence de la porteuse $\omega_p = \frac{2\pi}{T_p}$ est nettement supérieure à la pulsation électrique ω_e maximale de la machine,
- la compensation du temps mort est parfaite,
- la précision de la mesure de position est suffisante.

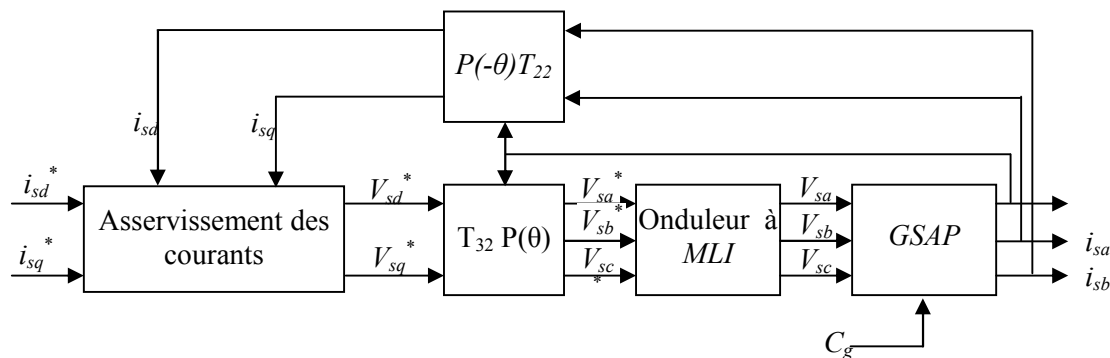


Figure 2.3 Structure générale de la commande vectorielle de la GSAP.

II.2.1.1. Régulation des courants statoriques

Dans un premier temps, on se contentera d'utiliser des régulateurs classiques de type *PI* dans une structure par boucle imbriquée montrée sur la Figure 2.4. Deux modes peuvent être distingués, le mode électrique rapide (boucles internes) et le mode mécanique lent (boucle externe). La séparation des deux modes en question permet de décomposer un système d'ordre élevé en plusieurs sous systèmes d'ordre faible. On obtient une boucle externe et une boucle interne (imbriquée). Par la suite, la détermination des paramètres des correcteurs se fait aisément. Pour un fonctionnement correct, il faut respecter un écart entre les

dynamiques des deux boucles. La dynamique de la boucle interne doit être sensiblement plus rapide que la dynamique de la boucle externe. La commande par boucle imbriquée est alors classiquement appliquée à la GSAP, puisqu'elle permet de contrôler séparément les courants i_{sd} et i_{sq} (et donc le couple) et la vitesse de rotation. Dans le schéma bloc de la Figure 2.4, figurent les principaux constituants de la commande vectorielle, à savoir la boucle de régulation de vitesse, les boucles internes des courants i_{sd} et i_{sq} et les transformations directe et inverse.

La vitesse est asservie via la boucle externe du schéma bloc (voir Figure 2.4). La sortie de son correcteur fournit la référence du courant i_{sq} (soit i_{sq}^*). Ce courant est limité de manière à tenir compte des caractéristiques des IGBT constituant l'onduleur. Cette référence est comparée ensuite à la valeur de i_{sq} issue de la mesure des courants réels du moteur. L'erreur sollicite l'entrée du correcteur du courant d'axe q , la sortie fournie par celui-ci étant la référence de tension V_{sq}^* .

Quant à la boucle interne d'axe d , on trouve une boucle de régulation du courant i_{sd} . La sortie du correcteur de ce courant délivre la tension de référence V_{sd}^* . Les tensions de référence V_{sd}^* et V_{sq}^* peuvent être transformées en grandeurs statoriques V_{sa}^* et V_{sb}^* , à l'aide d'une rotation d'angle θ , puis une transformation de Clarke permet de les transformer en grandeurs triphasées.

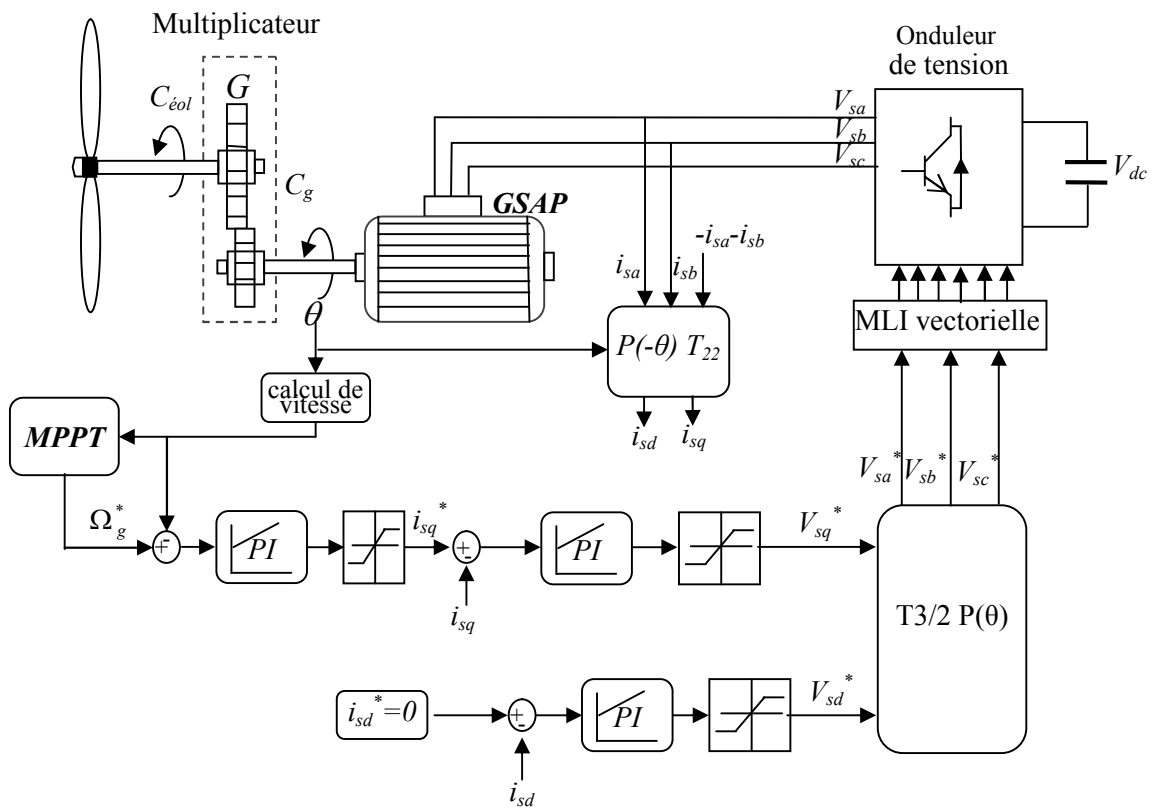


Figure 2. 4 Bloc diagramme de la commande vectorielle de la GSAP.

L'onduleur à *MLI* vectorielle impose des tensions au générateur dont les valeurs moyennes sur une période de *MLI* correspondent aux valeurs V_{sa}^* , V_{sb}^* , V_{sc}^* .

Il est toutefois important de rappeler que le système à commander est caractérisé par des non-linéarités plus ou moins marquées, notamment les saturations présentes dans la machine peuvent avoir des conséquences indésirables sur le comportement du système en boucle fermée. Ainsi, lorsqu'un système est en saturation, les régulateurs *PI* ou *PID* perdent toutes leurs efficacités, car la grandeur de commande calculée est impossible à délivrer physiquement[13]. En effet, la saturation de la sortie du correcteur perturbe le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale. La composante intégrale continue à augmenter, bien que la sortie du régulateur soit limitée. Le délai nécessaire pour réduire la composante intégrale excédentaire provoque un dépassement de la grandeur à régler, dont l'amplitude est proportionnelle à la période de saturation.

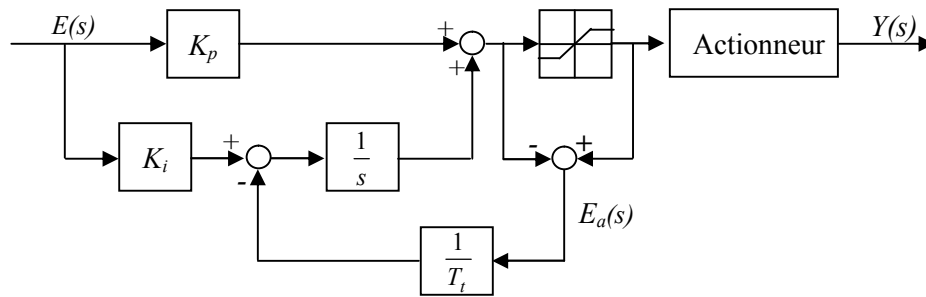


Figure 2. 5 Régulateur *PI* doté d'une structure anti-windup.

Pratiquement, plusieurs variantes couramment utilisées permettent au régulateur de tenir compte de ces limitations de la commande. L'une d'elle consiste à employer une structure anti-saturation (dénommé en anglais anti-windup). Elle permet, lorsque la grandeur de commande a atteint sa limite physique, d'éviter les problèmes non linéaires liés au terme intégral. Ce moyen permet l'élimination du phénomène de saturation du terme intégral. Il est réalisé, pratiquement, par l'ajout d'une boucle supplémentaire de contre réaction utilisant la différence E_a entre la sortie du régulateur et la sortie du modèle de l'actionneur [14], [15]. Le schéma de cette structure prend la forme représentée par la Figure 2.5.

II.2.1.2. Commande des courants avec découplage

Par rapport à la structure introduite dans la Figure 2.4, l'ajout des termes de découplage du contrôle des courants statoriques est fortement préconisé. Ce découplage rend les axes d et q complètement indépendants. Il permet aussi d'écrire les équations de la machine d'une manière simple. En outre, la synthèse des correcteurs est plus aisée et le niveau des performances de la commande est plus élevé.

Les équations électriques de la *GSAP* s'écrivent:

$$L_{sd} \frac{d}{dt} i_{sd} = -R_s i_{sd} + L_{sq} \omega_e i_{sq} + V_{sd} \quad (2.4)$$

$$L_{sq} \frac{d}{dt} i_{sq} = -R_s i_{sq} - L_{sd} \omega_e i_{sd} - \varphi_f \omega_e + V_{sq} \quad (2.5)$$

On remarque que les courants i_{sd} et i_{sq} sont couplés. Les termes $L_{sq}\omega_e i_{sq}$, $L_{sd}\omega_e i_{sd}$ et $\omega_e \phi_f$ correspondent aux termes de couplage entre les axes d et q .

L'effet du couplage du contrôle des courants i_{sd} et i_{sq} peut être remarquablement observé en régime transitoire de la régulation. Les termes de couplage, considérés souvent comme étant des perturbations internes, sont généralement compensés par les régulateurs des courants en régime permanent grâce aux intégrateurs. La réaction des intégrateurs étant souvent lente. Il est alors envisageable de compenser les termes de couplage par une méthode de découplage.

Une solution consiste à ajouter des termes identiques tout en opposant les signes à la sortie des correcteurs des courants de telle sorte que les boucles internes de régulation d'axe d et q soient complètement séparées. Ceci est montré dans la Figure 2.6.

Dans le schéma de la Figure 2.6, des filtres passe-bas $F_I(s)$ sont mis en application dans les rétroactions des courants mesurés i_{sd} et i_{sq} . $\hat{\Phi}_{sd}$ et $\hat{\Phi}_{sq}$ représentent l'estimation du flux statorique d'axe d et q .

- **Régulation par correcteur proportionnel- intégral PI**

La commande de la machine est basée sur un pilotage vectoriel classique avec capteur de position. Dans la machine du banc d'essai, le flux est produit par des aimants permanents. Il est supposé sinusoïdal le long de l'entrefer. Ce champ magnétique tourne avec une vitesse angulaire égale à la vitesse de rotation électrique ω_e . Un autre champ magnétique tournant est produit par les enroulements du stator. Ce second champ est synchronisé par autopilotage sur la vitesse électrique ω_e . Ce champ est appelé la réaction de l'induit. La vitesse de rotation est liée à la pulsation du champ tournant par la relation:

$$\Omega_g = \frac{\omega_e}{p} \quad (2.6)$$

où p est le nombre de paires de pôles de la machine et Ω_g est la vitesse de rotation mécanique.

Si on suppose un fonctionnement de la machine à vide et sans pertes, seul le flux magnétique d'excitation apparaît. La commande vectorielle classique consiste à aligner un des deux axes du repère de Park, généralement l'axe direct d selon ce vecteur tournant composé par le champ d'excitation. Lorsque la machine est chargée, une réaction d'induit apparaît et déplace le flux d'excitation. Le couple électromagnétique et la vitesse de rotation dépendent donc des courants statoriques et du flux magnétique.

On choisit ici d'imposer un des deux choix classiques du pilotage vectoriel des machines synchrones, i.e. la commande dite "à couple par ampère maximal". On démontre que ce choix consiste à imposer par la loi de commande: $i_{sd} = 0$.

A flux d'excitation donné par les aimants, il est donc possible de réguler le couple électromagnétique en contrôlant le courant i_{sq} tandis que le courant i_{sd} est asservi à zéro.

La spécificité de cette commande fait que l'angle ψ entre le vecteur force électromotrice E_{sa} et le vecteur courant i_{sa} est nul (i.e. E_{sa} et i_{sa} sont en phase). Pour une régulation en vitesse, nous verrons plus tard qu'une boucle supplémentaire sera ajoutée au système.

Pour réaliser le pilotage vectoriel de la machine synchrone, la connaissance de la position du vecteur flux rotorique est nécessaire. Pour se faire, on capte la position angulaire du rotor et on le cale sur la position du flux d'excitation. Le calage du capteur se résume ainsi: on mesure les tensions (V_{sa} , V_{sb} , V_{sc}) aux bornes de la machine à vide. Dans ce mode de fonctionnement, le vecteur tension sera égal à E , en quadrature avec le vecteur flux (Figure (2.8)). La position zéro du capteur de position doit correspondre au passage de la $f\dot{e}m$ à vide E_{sa} par zéro dans le repère (a, b, c). A ce moment, le flux d'excitation est en phase avec l'axe a.

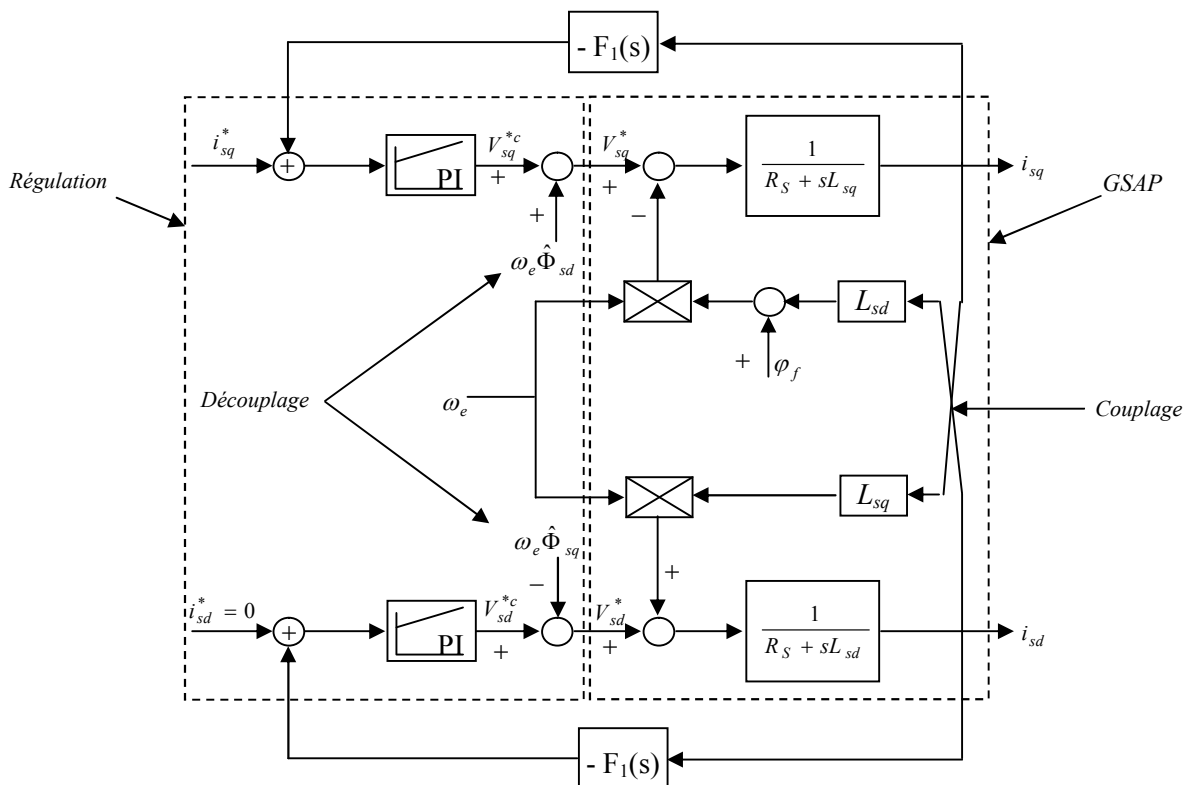


Figure 2. 6 Schéma bloc comportant l'ajout des termes de compensation.

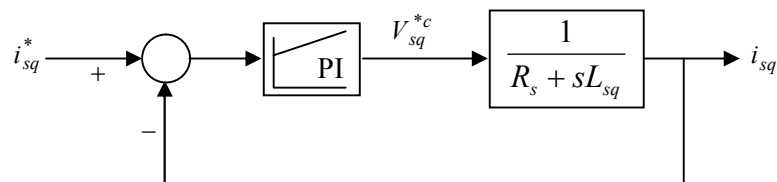


Figure 2. 7 Modèle de régulation du courant pour l'axe q.

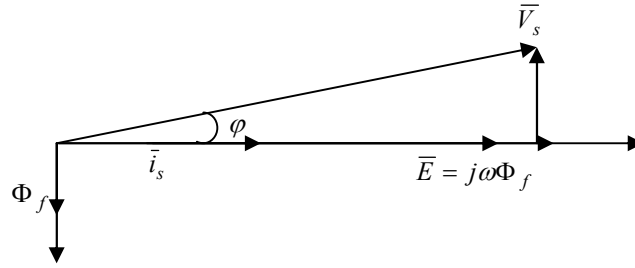


Figure 2. 8 Position du vecteur flux et tension.

La réalisation de l'asservissement des courants suivant chaque axe repose sur la connaissance des paramètres électriques de la machine. Ainsi, nous partons des paramètres issus de l'identification du moteur dans la référence. Pour chacune des boucles de courant, nous avons adopté classiquement un régulateur de type Proportionnel-Intégral (*PI*). Ce correcteur comporte deux actions: une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité de la dynamique du système et une action intégrale qui permet d'éliminer l'écart entre la grandeur de consigne et celle que l'on désire asservir.

Compte tenu des équations du modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents présentées par les équations (2.4) et (2.5), leur transformées de Laplace sont données par:

$$V_{sd}(s) = R_s i_{sd}(s) + sL_{sd} i_{sd}(s) + \omega_e \Phi_{sq}(s) \quad (2.7)$$

$$V_{sq}(s) = R_s i_{sq}(s) + sL_{sq} i_{sq}(s) + \omega_e \Phi_{sd}(s) \quad (2.8)$$

Nous rappelons que les termes $e_{sd,q} = \omega_e \Phi_{sd,q}$ sont considérés comme étant des perturbations internes que l'on estime. Si nous admettons que la commande de l'onduleur de tension, fonctionnant en modulation de largeur d'impulsions à fréquence de commutation élevée, est quasi parfaite tout en supposant nulles les pertes en commutation et en négligeant le retard du convertisseur statique, nous pouvons le modéliser par un simple gain et la commande du système se déduit alors largement du modèle le représentant.

La boucle de régulation d'axe q se présente alors sous la forme du schéma donné sur la Figure (2.9). On note que la structure de la boucle de courant d'axe d est quasiment identique à celle de l'axe q .

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

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

$$G_{iq}(s) = \frac{1}{R_s + sL_{sq}} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + \tau_{eq}s} \quad (2.9)$$

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

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

Pour synthétiser le régulateur *PI*, on simplifie le schéma en négligeant à priori le terme de compensation. Cependant, pour déterminer les constantes du correcteur, on dégage la fonction de transfert en boucle ouverte, puis en plaçant le zéro du correcteur de façon à compenser le pôle du système en boucle ouverte.

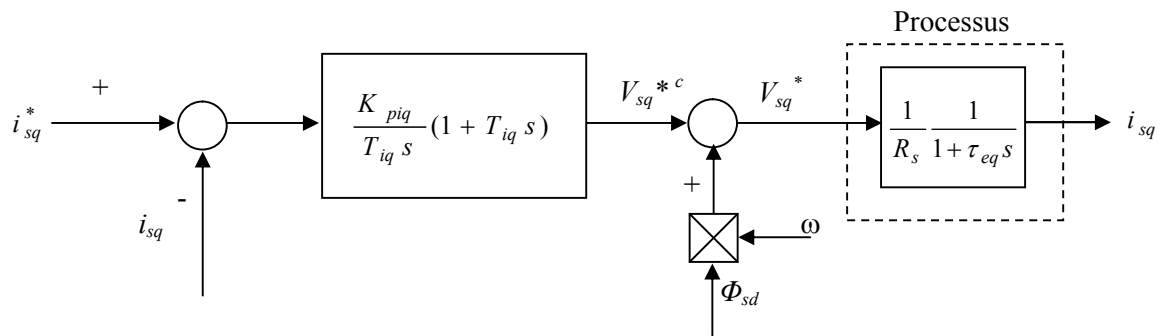


Figure 2.9 Boucle de régulation du courant i_{sq} .

Avec

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

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

$K_{iiq} = \frac{K_{piq}}{T_{iq}}$ est le gain de l'action intégrale.

II.2.1.3. Asservissement de la vitesse par PI

Dans un schéma de régulation en cascade, il est impératif que les boucles internes soient plus rapides que les boucles externes. Cette condition permet de trouver explicitement les paramètres adéquats des correcteurs. Par conséquent, de bonnes performances dynamiques du système peuvent être atteintes.

Pour une **GSAP**, le couple est contrôlé par action sur le courant i_{sq} . Par conséquent, la sortie du correcteur de la boucle externe fournit la référence qui sera imposée pour la boucle interne de courant d'axe q .

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

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

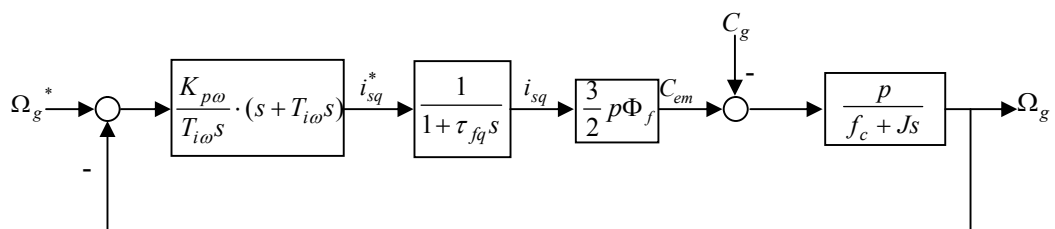


Figure 2.9 Pilotage de vitesse par PI.

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

Sur la base de la structure de contrôle en cascade (Figure 2.10), 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 références et qu'elles se trouvent dans leur état stationnaires, 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.

Le correcteur calculé précédemment a été validé en simulation sous *Matlab/Simulink* et expérimentalement. Les résultats de simulation et d'expérimentation sont présentés dans la section II.3 et II.4 respectivement.

II.2.2. Commande non linéaire *Backstepping* de la GSAP

Dans la théorie du contrôle, le "*Backstepping*" est une technique développée vers les années 90 environ par *Petar V. Kokotovic* [16], [17] et d'autres pour la conception de contrôles stabilisants pour une classe spéciale de systèmes dynamiques non linéaires. Ces systèmes sont construits à partir de sous-systèmes qui rayonnent à partir d'un sous-système irréductible qui peut être stabilisé en utilisant une autre méthode. Grâce à cette structure récursive, le concepteur peut démarrer le processus de conception au niveau du système stable connu et reculer «*back out*» les nouveaux contrôleurs qui stabilisent progressivement chaque sous-système externe. Le processus se termine lorsque le contrôle externe final est atteint. Par conséquent, ce processus est connu comme *Backstepping*.

II.2.3. Introduction à la fonction de *Lyapunov*

Avant de présenter la théorie standard de *Backstepping*, nous devons définir la fonction de *Lyapunov* et la façon de l'utiliser dans l'analyse de stabilité et la conception du contrôleur pour les systèmes simples du premier ordre.

Dans la théorie des équations différentielles ordinaires (*EDO*), les fonctions de *Lyapunov* sont des fonctions scalaires qui peuvent être utilisées pour prouver la stabilité d'un équilibre d'une *EDO*. Nommées d'après le mathématicien russe *Aleksandr, Mikhailovich et Lyapunov*, les fonctions de *Lyapunov* sont importantes pour la théorie de la stabilité et la théorie du contrôle [18].

Pour de nombreuses classes d'*EDO*, l'existence des fonctions de *Lyapunov* est une condition nécessaire et suffisante pour la stabilité. Alors qu'il n'existe pas une technique de construction générale des fonctions de *Lyapunov* pour les *EDO*, dans de nombreux cas spécifiques, la construction des fonctions de *Lyapunov* est connue.

Une fonction de *Lyapunov* est une fonction qui prend des valeurs positives partout sauf à l'équilibre en question, et décroît (ou n'est pas croissante) le long de chaque trajectoire de l'*EDO*. La principale propriété de l'analyse de stabilité basée sur la fonction de *Lyapunov* des *EDO* est que la solution réelle (analytique ou numérique) de l'*EDO* n'est pas nécessaire.

Deux exemples élémentaires sont présentés pour illustrer la philosophie de base et les étapes nécessaires pour mettre en œuvre la méthode de *Backstepping*.

(a). Exemple motivé (stabilité d'un système linéaire de premier ordre)

Considérons l'équation différentielle du 1^{er} ordre suivante:

$$\dot{x} = -x \quad (2.10)$$

Considérons la fonction candidate de *Lyapunov* suivante:

$$V = \frac{1}{2}x^2 \quad (2.11)$$

Où V est une fonction définie positive, i.e.,

$$V > 0, \forall x \neq 0 \text{ et } V(0)=0$$

En différenciant V par rapport au temps, nous obtenons:

$$\dot{V} = \frac{dV}{dx} \frac{dx}{dt} = x\dot{x} = x(-x) = -x^2 \quad (2.12)$$

Puisque \dot{V} est définie négative, le système de l'équation (2.10) est asymptotiquement stable.

(b). Exemple motivé (stabilité d'un système non-linéaire de premier ordre)

Considérons l'équation différentielle non linéaire d'ordre 1 suivante:

$$\dot{x} = -f(x) \quad (2.13)$$

où $f(x) > 0, \forall x \neq 0$ et $f(0) = 0$. La fonction de *Lyapunov* est choisie comme dans l'équation (2.11) et en conséquence \dot{V} devient:

$$\dot{V} = x\dot{x} = -xf(x) < 0, \forall x \neq 0 \quad (2.14)$$

Cela prouve que le système non linéaire donné dans l'équation (2.13) est asymptotiquement stable autour de l'origine.

(c). Exemple motivé (conception de contrôleur basée sur la fonction Lyapunov)

Considérons le système suivant:

$$\dot{x} = x + u \quad (2.15)$$

On suppose que la fonction de *Lyapunov* V est comme dans l'équation (2.11), Alors \dot{V} est :

$$\dot{V} = x\dot{x} = x \underbrace{(x + u)}_{-x} \quad (2.16)$$

En choisissant:

$$u = -2x \quad (2.17)$$

On obtient:

$$\dot{V} = x(-x) = -x^2 < 0, \forall x \neq 0 \quad (2.18)$$

Ceci prouve la stabilité asymptotique du système donné par l'équation (2.15) avec la commande u telle qu'elle est sélectionnée au dessus.

L'idée derrière la sélection de u comme dans (2.17) est de pouvoir faire de la fonction V , une fonction définie négative. Cela peut être accompli si le support $(x + u)$ est une fonction impaire et négative comme dans ce qui suit:

$$(x + u) = -x \Rightarrow u = -2x \quad (2.19)$$

II.2.3.2. Méthode *Backstepping* Standard

Dans cette section, la méthode *Backstepping* est présentée en fonction d'un processus de construction étape par étape "step-by-step" de la fonction *Lyapunov*. Par conséquent, la conception du contrôle *Backstepping* est basée sur l'approche de *Lyapunov* ou comme il est appelé, la méthode standard de *Backstepping*.

(a). Motivation par étude d'un exemple

On considère le système suivant:

$$\dot{x}_1 = x_1 + x_2 \quad (2.20)$$

$$\dot{x}_2 = u \quad (2.21)$$

Comme dans la conception précédente du contrôle *Backstepping*, x_2 est considéré comme un contrôleur virtuel de x_1 dans l'équation (2.20). À savoir, nous réécrivons l'équation (2.20) comme suit:

$$\dot{x}_1 = x_1 + v \quad (2.22)$$

L'équation précédente (2.22) est un système de premier ordre avec v comme entrée de commande. Considérons la fonction de *Lyapunov* comme suit:

$$V_1 = \frac{1}{2} x_1^2 \quad (2.23)$$

En conséquence, \dot{V}_1 est:

$$\dot{V}_1 = \dot{x}_1 x_1 = x_1 \left(\underbrace{x_1 + v}_{-x_1} \right) \quad (2.24)$$

On pose $v = -2x_1$, alors \dot{V}_1 devient:

$$\dot{V}_1 = -x_1^2 < 0, \forall x_1 \neq 0 \quad (2.25)$$

Ce qui signifie que x_1 décroît exponentiellement asymptotiquement à l'origine lorsque $(x_2 = v = -2x_1)$. Ceci est la première étape dans le procédure de construction, quant à la deuxième étape, on définit la sortie suivante:

$$z = x_2 - v = x_2 + 2x_1 \quad (2.26)$$

D'un autre côté, l'équation (2.20) est reformulée avec remplacement de x_2 par le nouvel état z selon la transformation Eq (2.26), à savoir:

$$x_2 = z - 2x_1 \quad (2.27)$$

Par conséquent, l'équation (2.20) devient:

$$\dot{x}_1 = -x_1 + z \quad (2.28)$$

On effectue la différentiel de z dans l'équation (2.26) avec la transformation de l'équation (2.27) pour obtenir:

$$\begin{aligned} \dot{z} &= \dot{x}_2 + 2\dot{x}_1 = u + 2(x_1 + x_2) \\ &= u + 2(x_1 + z - 2x_1) = u + 2z - 2x_1 \end{aligned} \quad (2.29)$$

L'étape suivante est l'écriture de la fonction de **Lyapunov** totale qui s'écrit comme suit:

$$\begin{aligned} V &= V_1 + \frac{1}{2}z^2 = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}z^2 \\ &= -x_1^2 + x_1z + z(u + 2z - 2x_1) \\ &= -x_1^2 + z(u + 2z - x_1) \end{aligned} \quad (2.30)$$

et si $u = -3z + x_1$

la fonction \dot{V} devient:

$$\dot{V} = -x_1^2 - z^2 \quad (2.31)$$

\dot{V} est définie négative et par conséquent z et x_1 convergent asymptotiquement vers l'origine $z=x_1=0$. Comme z et x_1 convergent vers zéro, x_2 converge également vers l'origine asymptotiquement, cela peut être vérifiée à partir de la transformation (2.27).

Enfin la loi de commande qui régule x_1 et x_2 vers l'origine asymptotiquement via la méthode de conception "**Backstepping**" est:

$$u = -3(x_2 + 2x_1) + x_1 = -5x_1 - 3x_2 \quad (2.32)$$

Les résultats de la simulation pour le système avec le contrôleur proposé sont esquissés dans les Figures (2.11-2.14).

II.2.3.3. Commande intégrale-**Backstepping** de la **GSAP**

La méthode **Backstepping** expliquée précédemment est combinée avec une action intégrale afin d'améliorer la précision de la commande, le développement de loi de commande **intégrale-Backstepping** pour la **GSAP** est détaillé dans les lignes suivantes.

(a). Etape 01: Boucle de courant direct i_{sd} :

Nous définissons l'erreur sur le courant i_{sd} de la manière suivante:

$$e_d = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (2.33)$$

Où i_{sd} est le courant statorique dans le repère de Park et i_{sd}^* est son référence.

On introduit l'action intégrale à l'erreur e_d , ainsi on définit la variable ε_d comme suit:

$$\varepsilon_d = e_d + K_{d1} \int_0^t e_d dt \quad (2.34)$$

$$\text{Où } \varepsilon_d' = K_{d1} \int_0^t e_d dt$$

Avec K_{d1} est le paramètre de contrôleur à définir.

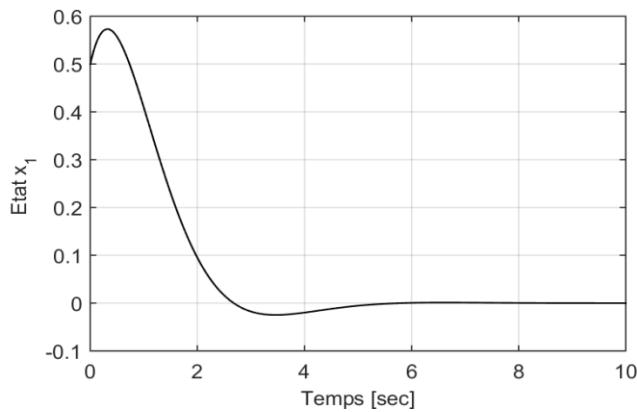


Figure 2. 10 Réponse temporelle de l'état x_1 .

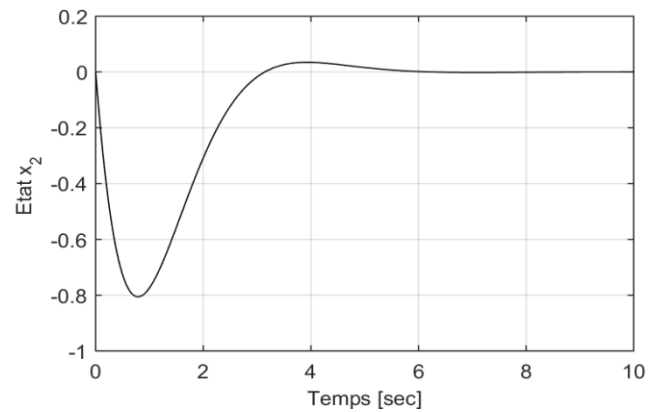


Figure 2. 12 Réponse temporelle de l'état x_2 .

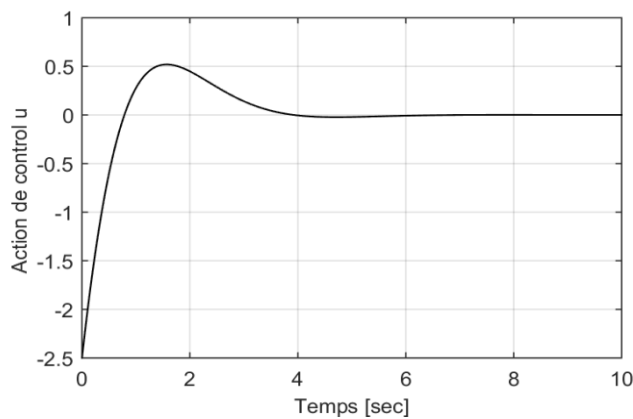


Figure 2. 11 Réponse temporelle de l'action de contrôleur.

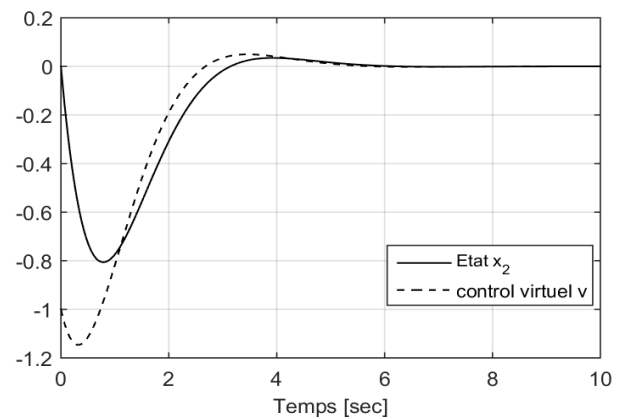


Figure 2. 13 Réponse temporelle de l'état x_2 et le contrôleur virtuel v .

Considérons la fonction de *Lyapunov* suivante:

$$V_1 = \frac{1}{2} \varepsilon_d^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_d'^2 \quad (2.35)$$

Cette fonction est toujours positive et si sa dérivée est toujours négative, l'erreur sera stable et tend vers zéro. La dérivée de la fonction est écrite comme suivante:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \varepsilon_d \frac{d\varepsilon_d}{dt} + \varepsilon_d' \frac{d\varepsilon_d'}{dt} \\ &= \varepsilon_d \left[\frac{de_d}{dt} + K_{d1} e_d \right] + \varepsilon_d' K_{d1} e_d \\ &= \varepsilon_d \left[\frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{di_{sd}}{dt} + K_{d1} (i_{sd}^* - i_{sd}) \right] + \varepsilon_d' K_{d1} (i_{sd}^* - i_{sd}) \end{aligned} \quad (2.36)$$

En remplaçant la dérivée de i_{sd} à partir du modèle dynamique de la **GSAP** (voir l'équation (2.4)), on obtient:

$$\dot{V}_1 = \varepsilon_d \left[\frac{di_{sd}^*}{dt} + \frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} - \omega_e \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} - \frac{1}{L_{sd}} V_{sd} \right] + \varepsilon_d K_{d1} (i_{sd}^* - i_{sd}) + \varepsilon_d' K_{d1} (i_{sd}^* - i_{sd}) \quad (2.37)$$

Définissons ψ_1 comme:

$$\psi_1 = \frac{di_{sd}^*}{dt} + \frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} - \omega_e \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} - \frac{1}{L_{sd}} V_{sd} \quad (2.38)$$

L'équation (2.37) redevient:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \varepsilon_d \psi_1 + \varepsilon_d K_{d1} (i_{sd}^* - i_{sd}) + \varepsilon_d' K_{d1} (i_{sd}^* - i_{sd}) \\ &= \varepsilon_d \psi_1 + (\varepsilon_d + \varepsilon_d') K_{d1} (i_{sd}^* - i_{sd}) \end{aligned} \quad (2.39)$$

Où: $i_{sd}^* - i_{sd} = \varepsilon_d - \varepsilon_d'$

Par conséquent:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \varepsilon_d \psi_1 + K_{d1} (\varepsilon_d + \varepsilon_d') (\varepsilon_d - \varepsilon_d') \\ &= \varepsilon_d \psi_1 + K_{d1} (\varepsilon_d^2 - \varepsilon_d'^2) \\ &= \varepsilon_d \psi_1 + K_{d1} \varepsilon_d^2 - K_{d1} \varepsilon_d'^2 \end{aligned} \quad (2.40)$$

On suppose que

$$\psi_1 = -K_1 \varepsilon_d \quad (2.41)$$

Alors:

$$\dot{V}_1 = -(K_1 - K_{d1}) \varepsilon_d^2 - K_{d1} \varepsilon_d'^2 \quad (2.42)$$

Par conséquent, la condition pour s'assurer que la dérivée de la fonction de *Lyapunov* V_1 est toujours négative est:

$$K_{d1} > 0 \text{ et } K_1 > K_{d1}$$

Où K_1 est un paramètre introduit par la méthode **Backstepping**, qui doit toujours être positif et supérieur à K_{d1} pour atteindre les critères de stabilité de la fonction de **Lyapunov**; Ainsi, le contrôle virtuel est asymptotiquement stable. En outre, ce paramètre peut influencer la dynamique de la régulation.

L'entrée de contrôle V_{sd} peut être trouvée en résolvant la contrainte dans (2.41). Donc, en remplaçant ψ_1 à partir de l'équation (2.38) dans (2.41), nous obtenons:

$$\frac{di_d^*}{dt} + \frac{R_s}{L_{sd}} i_d - \omega_e \frac{L_q}{L_{sd}} i_q - \frac{1}{L_{sd}} V_{sd} = -K_1 \varepsilon_d \quad (2.43)$$

Ensuite, l'entrée de commande V_{sd}^* faisant $\dot{V}_1 \leq 0$ est trouvée comme suite:

$$V_{sd}^* = K_1 L_{sd} \varepsilon_d + L_{sd} \frac{di_{sd}^*}{dt} + R_s i_{sd} - \omega_e L_{sd} i_{sq} \quad (2.44)$$

(b). Etape 02: Boucle de vitesse

Les objectifs de la commande sont principalement de faire converger asymptotiquement l'erreur de vitesse vers zéro. La définition de l'erreur de vitesse est la suivante:

$$e_\Omega = \Omega_g^* - \Omega_g \quad (2.45)$$

sa dérivée temporelle est:

$$\frac{de_\Omega}{dt} = \frac{d\Omega_g^*}{dt} - \frac{d\Omega_g}{dt} \quad (2.46)$$

D'après le modèle de la **GSAP**, (2.46) s'écrit:

$$\frac{de_\Omega}{dt} = \frac{d\Omega_g^*}{dt} - \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p \left((L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + i_{sq} \varphi_f \right) + C_g - f_c \Omega_g \right) \quad (2.47)$$

Afin de rendre l'erreur de vitesse tend vers zéro, la fonction de *Lyapunov* est définie comme suit:

$$V_2 = \frac{1}{2} e_\Omega^2 \quad (2.48)$$

La dérivée de cette fonction est:

$$\dot{V}_2 = e_\Omega \frac{de_\Omega}{dt} \quad (2.49)$$

Pour garantir que la dérivée est toujours négative, nous choisissons:

$$\frac{de_\Omega}{dt} = -K_2 e_\Omega \quad (2.50)$$

Où K_2 est un paramètre de réglage positif. Cela permet d'obtenir une stabilité asymptotique globale du suivie de la vitesse.

Donc, d'après (2.47) et (2.50), nous pouvons écrire l'équation suivante:

$$\frac{d\Omega_g^*}{dt} - \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p \left((L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + i_{sq} \varphi_f \right) + C_g - f_c \Omega_g \right) = -K_2 e_\Omega \quad (2.51)$$

De l'équation (2.51) le contrôle virtuel devrait être le signal i_{sq} afin d'atteindre nos objectifs de la commande. Donc, il fournit une référence pour la prochaine étape de la conception **Backstepping**, qui définit essentiellement la référence à imposer au signal i_{sq} .

Donc le courant quadratique désiré i_{sq}^* s'écrit de la manière suivante:

$$i_{sq}^* = \frac{2J}{3p\varphi_f} \left(K_2 e_\Omega + \frac{d\Omega_g^*}{dt} - \frac{C_g}{J} + \frac{f_c}{J} \Omega_g \right) \quad (2.52)$$

(c). Etape 03: Boucle de courant quadratique i_{sq}

Définissons l'erreur de courant quadratique comme suit:

$$e_q = i_{sq}^* - i_{sq} \quad (2.53)$$

$$\varepsilon_q = e_q + K_{d2} \int_0^t e_q dt \quad (2.54)$$

$$\text{Où } \varepsilon'_q = K_{d2} \int_0^t e_q dt$$

Avec K_{d2} est un paramètre de réglage à définir.

Considérons la fonction de **Lyapunov** suivante:

$$V_3 = \frac{1}{2} \varepsilon_q^2 + \frac{1}{2} \varepsilon'_q{}^2 \quad (2.55)$$

La dérivée de cette fonction est écrite comme suivante:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \varepsilon_q \frac{d\varepsilon_q}{dt} + \varepsilon'_q \frac{d\varepsilon'_q}{dt} \\ &= \varepsilon_q \left[\frac{de_q}{dt} + K_{d2} e_q \right] + \varepsilon'_q K_{d2} e_q \\ &= \varepsilon_q \left[\frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{di_{sq}}{dt} + K_{d2} (i_{sq}^* - i_{sq}) \right] + \varepsilon'_q K_{d2} (i_{sq}^* - i_{sq}) \end{aligned} \quad (2.56)$$

En remplaçant la dérivée de i_{sq} par son expression à partir de l'équation de modèle de la **GSAP**, on obtient:

$$\dot{V}_3 = \varepsilon_q \left[\frac{di_{sq}^*}{dt} + \frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} + \omega_e \left(\frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} - \frac{1}{L_{sq}} \varphi_f \right) - \frac{1}{L_{sq}} V_{sq} \right] + \varepsilon_q K_{d1} (i_{sq}^* - i_{sq}) + \varepsilon'_q K_{d2} (i_{sq}^* - i_{sq}) \quad (2.57)$$

Si on met:

$$\psi_2 = \frac{di_{sq}^*}{dt} + \frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} + \omega_e \left(\frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} - \frac{1}{L_{sq}} \phi_f \right) - \frac{1}{L_{sq}} V_{sq} \quad (2.58)$$

L'équation (2.57) redevient:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \varepsilon_q \psi_2 + \varepsilon_q K_{d1} (i_{sq}^* - i_{sq}) + \varepsilon'_q K_{d2} (i_{sq}^* - i_{sq}) \\ &= \varepsilon_q \psi_2 + (\varepsilon_q + \varepsilon'_q) K_{d2} (i_{sq}^* - i_{sq}) \end{aligned} \quad (2.59)$$

où $i_{sq}^* - i_{sq} = \varepsilon_q - \varepsilon'_q$, ce qui implique:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \varepsilon_q \psi_2 + K_{d2} (\varepsilon_q + \varepsilon'_q) (\varepsilon_q - \varepsilon'_q) \\ &= \varepsilon_q \psi_2 + K_{d2} (\varepsilon_q^2 - \varepsilon_q'^2) \\ &= \varepsilon_q \psi_2 + K_{d2} \varepsilon_q^2 - K_{d2} \varepsilon_q'^2 \end{aligned} \quad (2.60)$$

D'autre part, on suppose que:

$$\psi_2 = -K_3 \varepsilon_q \quad (2.61)$$

Alors:

$$\dot{V}_3 = -(K_3 - K_{d2}) \varepsilon_q^2 - K_{d2} \varepsilon_q'^2 \quad (2.62)$$

Par conséquent, la condition pour s'assurer que la dérivée est toujours négative est:

$$K_3 > K_{d2} \text{ et } K_{d2} > 0$$

Où K_3 est un paramètre introduit par la méthode **Backstepping**. L'entrée de la commande V_{sq} peut être trouvée en résolvant la contrainte (2.61). Donc, en remplaçant ψ_2 à partir de (2.58) dans (2.61) on trouve:

$$\frac{di_{sq}^*}{dt} + \frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} + \omega_e \left(\frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} - \frac{1}{L_{sq}} \phi_f \right) - \frac{1}{L_{sq}} V_{sq} = -K_3 \varepsilon_q \quad (2.63)$$

Ensuite, l'entrée de commande V_{sq} qui assure que $V_3 \leq 0$ est:

$$V_{sq}^* = K_3 L_{sq} \varepsilon_q + L_{sq} \frac{di_{sq}^*}{dt} + R_s i_{sq} + \omega_e (L_{sd} i_{sd} + \psi_f) \quad (2.64)$$

Après avoir obtenus les signaux de commande V_{sd}^* et V_{sq}^* , ils sont transformés dans le repère triphasé par la transformation inverse de Park, ensuite ils sont donnés comme référence au bloc *MLI* vectorielle afin de générer les impulsions de commande de convertisseur comme indiqué sur la Figure 2.15.

Ainsi, le système en boucle fermée résultant est asymptotiquement stable; par conséquent, toutes les variables d'erreurs e_d , e_q et e_w convergeront vers zéro asymptotiquement. Par suite, les courants i_{sd} et i_{sq} convergeront vers leur référence et la vitesse converge également vers sa référence. Ainsi, l'objectif de contrôle souhaité du suivie de vitesse du **GSAP** est en effet atteint par la méthode de contrôle non linéaire proposé et ceci est validé par simulation en utilisant **Matlab/SimPowerSystem** et par expérimentation sur le banc d'essai présenté dans le chapitre I. Les résultats obtenus sont donnés dans la section II.3 et II.4.

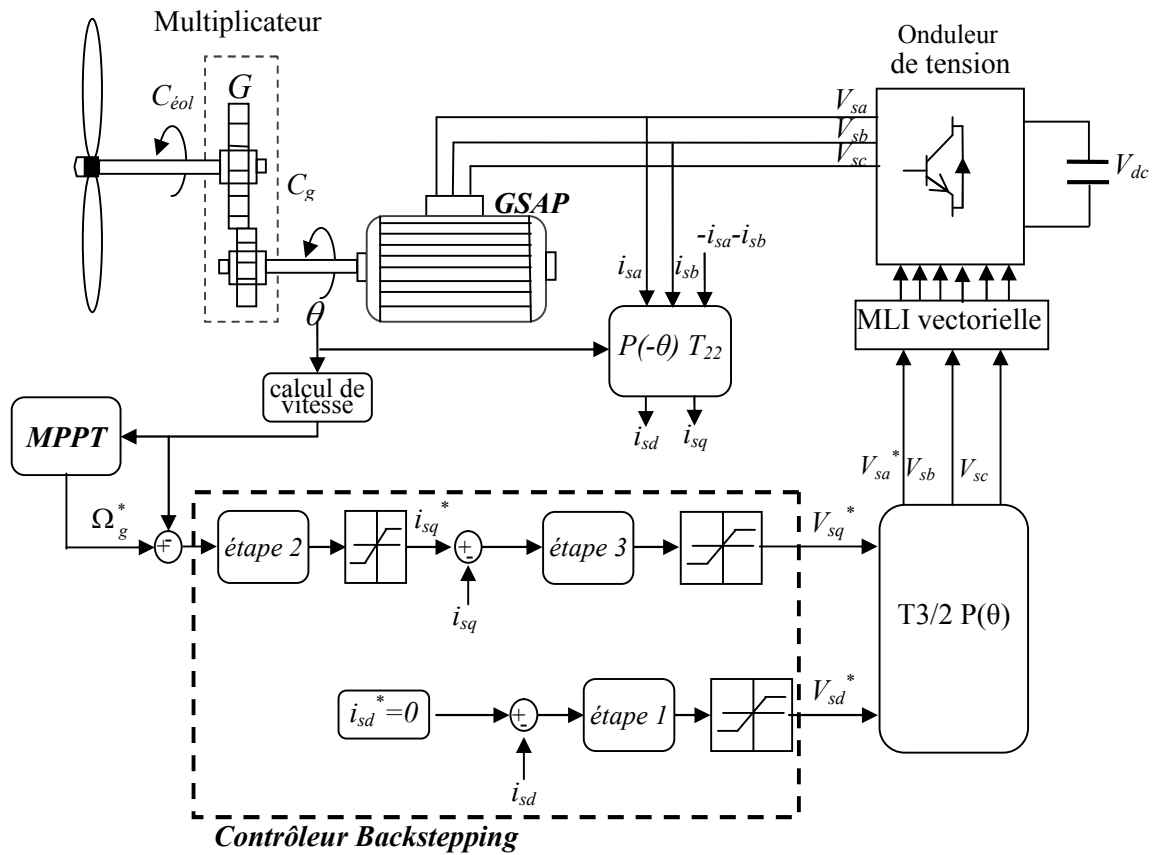


Figure 2. 14 Schéma général du système de contrôle basé sur le contrôleur **Backstepping** de SCEE-GSAP.

II.2.4. Contrôle de la connexion au réseau électrique

II.2.4.1. Commande du convertisseur coté réseau

L'ensemble de production d'énergie est connecté au réseau triphasé via un convertisseur *MLI* et un transformateur entre lesquels s'insère un filtre triphasé.

Le rôle du convertisseur *MLI* est de maintenir la tension du bus continu constante quelque soit l'amplitude et le sens de la puissance, en générant le courant de charge nécessaire au condensateur notamment dans la phase de démarrage par le contrôle des courants transités par le réseau via le filtre[7].

Un contrôle vectoriel des courants, dans le repère de Park, a été réalisé en utilisant un repère synchronisé avec les tensions du réseau. Le convertisseur est commandé de manière à imposer des références aux tensions simples à partir de la mesure de la tension du bus continu[19].

II.2.4.2. Commande du bus continu V_{dc}

Le bus continu est le condensateur situé entre les deux convertisseurs; sa fonction est de maintenir une tension continue stable. Le modèle de bus continu est exprimé par:

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_g \quad (2.65)$$

Où i_{dc} est le courant de bus continu coté générateur et i_g est le courant de bus continu coté réseau, C étant la capacité de condensateur de bus continu.

On suppose que les convertisseurs sont idéals, (pas de pertes de puissance); la tension aux bornes du condensateur s'écrit comme suit:

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{P_s}{V_{dc}} - i_g \quad (2.66)$$

Où P_s est la puissance électrique fournie par le système éolien, qui peut être écrite comme suit:

$$P_s = 3V_s i_s = V_{dc} i_{dc} \quad (2.67)$$

Ou encore:

$$P_s = \frac{3}{2} E_{max} I_{max} = V_{dc} i_{dc} \quad (2.68)$$

Où V_s est la tension du côté du générateur et E_{max} est son amplitude, I_{max} est l'amplitude du courant du générateur et i_{dc} est le courant à travers le condensateur.

Le diagramme de contrôle de la ligne DC est présenté sur la Figure 2.16

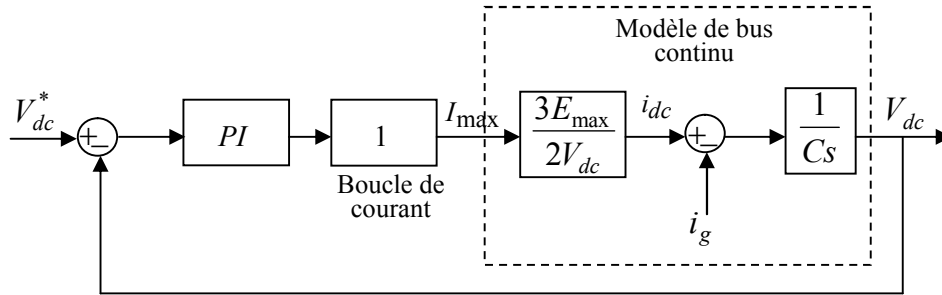


Figure 2. 15 Schéma du contrôle de boucle de V_{dc} .

Dans cette boucle de contrôle, la boucle de courant est considérée comme étant plus rapide que la boucle de tension. Nous supposons qu'elle est égale à 1. Le contrôleur PI est conçu avec la méthode de placement des pôles.

II.2.4.3. Contrôle de la puissance active et réactive

Le modèle dynamique de connexion au réseau dans le référentiel tournant synchronisé avec le vecteur d'espace de tension du réseau est donné par :

$$u_{gd} = -R_t i_{gd} - \frac{L_t di_{gd}}{dt} + \omega_{gr} L_t i_{gq} + e_{gd} \quad (2.69)$$

$$u_{gq} = -R_t i_{gq} - \frac{L_t di_{gq}}{dt} + \omega_{gr} L_t i_{gd} \quad (2.70)$$

Où R_t et L_t sont respectivement la résistance et l'inductance du filtre, ce dernier est situé entre le convertisseur et la grille. u_{gd} et u_{gq} sont les composantes de la tension de l'onduleur, ω_{gr} est la vitesse angulaire électrique du réseau.

Si le référentiel est orienté avec la tension d'alimentation, le vecteur de tension de réseau est:

$$u = u_{gd} + j0 \quad (2.71)$$

Les puissances active et réactive débitées au réseau à travers le convertisseur s'écrivent ainsi:

$$P = \frac{3}{2} u_{gd} i_{gd} \quad (2.72)$$

$$Q = \frac{3}{2} u_{gd} i_{gq} \quad (2.73)$$

Le contrôle de la puissance active et réactive est réalisé en deux boucles, en contrôlant les composantes du courant direct et en quadrature [19] comme le montre la Figure 2.17. Le système de commande doit répondre aux objectifs suivants:

- assurer un contrôle indépendant des puissances active et réactive circulant entre le convertisseur et le réseau.
- maintenir une tension constante du bus continu.
- avoir des courants sinusoïdaux coté réseau, d'amplitude et fréquence définies.

Dans la Figure 2.17, θ_g est l'angle électrique du réseau, il est calculé en utilisant le bloc *PLL* (*phase locked loops-en anglais*). Dans cette structure, la régulateur de la tension continue fourni la référence du courant de l'axe d pour le contrôle de puissance active selon l'équation (2.72). Cela garantie que toute la puissance provenant du convertisseur coté **GSAP** est transférée instantanément au réseau via l'onduleur coté réseau. Quant à la puissance réactive, elle est régulée autour de la valeur nulle pour garantir un facteur de puissance unitaire, en imposant un courant de référence dans l'axe q nul (Voir E_q (2.73)).

Les régulateurs de courant fournissent une référence de tension pour le convertisseur qui sera compensé en ajoutant des termes de compensation force électromotrice (*fém*) de rotation. Tous les contrôleurs utilisés sont des régulateurs de type **PI**, paramétrés par la méthode de placement des pôles.

II.2.4.4. Contrôle des courants envoyés au réseau

Les équations (2.69), et (2.70) présentent un couplage causé par les deux derniers termes de tensions de compensation, ce qui rend difficile de contrôler les deux courants indépendamment. Ce problème a été observé dans le contrôle de la génératrice et sera appliqué dans ce cas. Pour avoir les courants désirés, les tensions de compensation sont considérées comme étant des grandeurs de perturbation, et les tensions de référence peuvent être écrites sous la forme:

$$\Delta u_{gd}^* = \Delta u_{gd} - L_t \cdot \omega_{gr} \cdot i_{gq} \quad (2.74)$$

$$\Delta u_{gq}^* = \Delta u_{gq} - L_t \cdot \omega_{gr} \cdot i_{gd} \quad (2.75)$$

avec:

$$\Delta u_{gd} = R_t i_{gd} + \frac{L_t di_{gd}}{dt} \tag{2.76}$$

$$u_{gq} = +R_t i_{gq} + \frac{L_t di_{gq}}{dt} \tag{2.77}$$

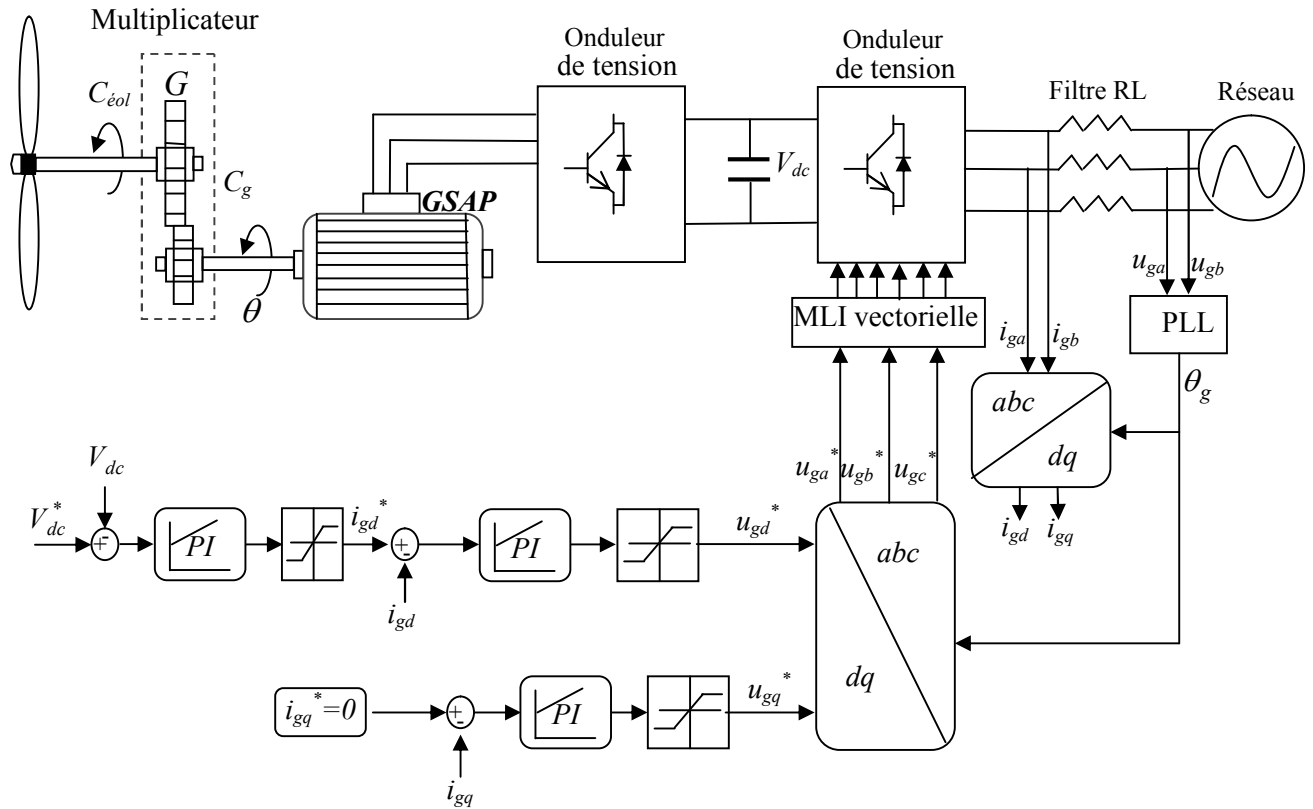


Figure 2. 16 Schéma général du système de commande du convertisseur côté réseau.

En appliquant la transformée de Laplace sur les équations (2.76) et (2.77), on fait apparaître deux fonctions de transfert identiques:

$$G_d(s) = \frac{i_{dg}(s)}{\Delta u_{gd}(s)} = \frac{1}{R_t + L_t \cdot s} \tag{2.78}$$

$$G_d(s) = \frac{i_{qg}(s)}{\Delta u_{gq}(s)} = \frac{1}{R_t + L_t \cdot s} \tag{2.79}$$

La Figure 2.18 représente le schéma bloc du dispositif de contrôle des courants transités par le réseau dans le repère de Park.

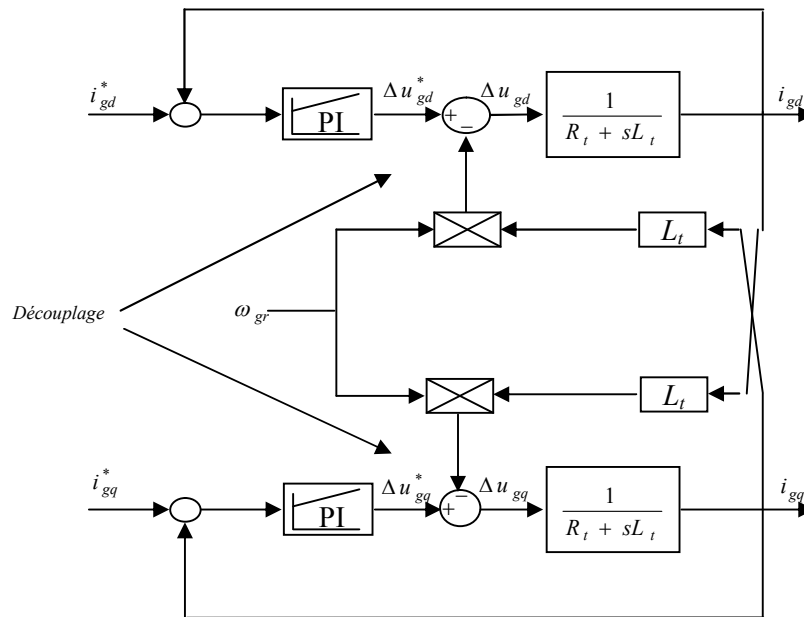


Figure 2. 17 Diagramme de contrôle en boucle du courant direct et en quadrature.

II.3. Résultats de simulation

La stratégie de contrôle du système de conversion d'énergie éolienne est étudiée en simulation en utilisant *SimPowerSystems* de *Matlab/Simulink*.

Les performances de la commande du système sont évaluées pour les paramètres de *GSAP* indiqués dans le Tableau 1.2 et pour les paramètres de *SCEE* indiqué dans le Tableau 2.1. Les principales mesures comprennent la tension triphasée du stator et le courant du stator triphasé.

Le contrôleur de vitesse possède en entrée les grandeurs suivantes: la référence de vitesse extraite du bloc *MPPT*, la vitesse mesurée, le courant statorique direct et en quadrature ainsi que le couple appliqué par l'éolienne sur la *GSAP*.

Afin d'évaluer le système de commande proposé pour des situations proche de la réalité, nous avons excité la turbine éolienne avec un profil de vent variable comme le montre la Figure 2.19 (a), qui varie entre 4 à 9 m/s.

La Figure 2.19 (b) montre la réponse en vitesse de la *GSAP* pour les deux cas de commande (*PI*, *Backstepping*) dans des conditions de vitesse du vent variable, nous pouvons constater que les bonnes performances en régime dynamique sont données dans le cas où le contrôleur *Backstepping* est employé, en l'occurrence, le temps de réponse de la vitesse *GSAP* est très court et il n'y a pas de dépassement. Les Figures 2.19 (c) et (d) montrent les performances des courants i_{sd} et i_{sq} où ceux-ci suivent parfaitement leur références.

La tension de ligne continue est maintenue autour de sa référence (400 V) sans erreur, comme montrée sur la Figure 2.19 (f).

Tableau 2. 1 Paramètre de système *SCEE*

Paramètres de la turbine	Symbole	Valeur	Unité
densité de l'air	ρ	1.22	kg/m ³
Rapport de multiplicateur	G	6	-
Diamètre de Rotor	R_v	3	m
Inertie équivalente (turbine+générateur)	J_{eq}	0.042	kg.m ²
Coefficient de puissance maximum	C_p	0.441	-

II.4. Résultats expérimentaux

Différentes mesures ont été effectuées sur le système. L'asservissement de vitesse fonctionne avec le profil de vent choisi. La Figure 2.20 visualise les grandeurs essentielles de l'asservissement. On observe la réponse de la vitesse de rotation, la mesure montre le bon suivi et stable de celle-ci par rapport à la consigne imposée. Les courants suivent parfaitement leurs consignes. Comparées au système basé sur une correction *PI*, les performances du système ont été améliorées en utilisant le correcteur *Backstepping*.

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, une étude théorique et une validation expérimentale de la commande d'un générateur synchrone à aimants permanents associé à une turbine éolienne ont été présentées. En premier lieu, la commande vectorielle basée sur l'emploi des régulateurs classique de type *PI* a été développée. Cette stratégie nous a conduit à obtenir des résultats satisfaisants en simulation. Par contre, sur le plan expérimentale, elle restait moins performante, ceci revient à la nature linéaire des régulateurs *PI*, vu la non linéarité du système de commande.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté une commande robuste non-linéaire de type *Backstepping* pour améliorer les performances du système de conversion. Ainsi, le design du contrôle de type *Backstepping* est basé sur la théorie de *Lyapunov*, ce qui garantie la stabilité du système. Les résultats obtenus, que ce soit en simulation ou en pratique, prouvent l'efficacité et la robustesse du contrôleur choisi et la capacité de capter le maximum de puissance à partir du vent sous des conditions du vent variable.

Finalement, pour améliorer davantage la fiabilité de système de conversion, il sera intéressant de combiner le contrôleur développé dans cette partie avec un observateur non-linéaire, dans le but d'effectuer une estimation de la vitesse mécanique du générateur et de faire fonctionner le système en présence de défauts. Ceci sera l'objectif du chapitre suivant.

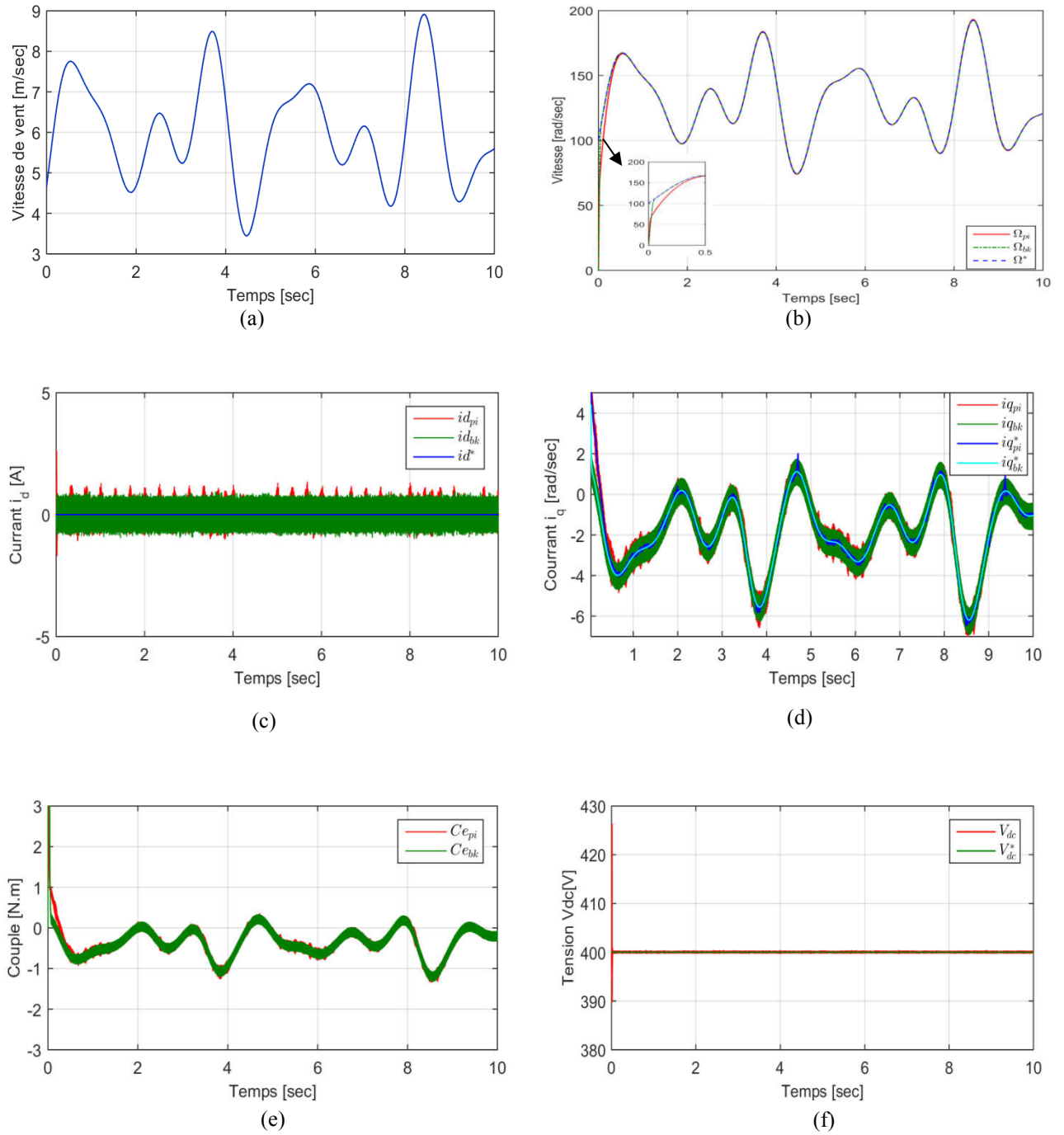


Figure 2. 18 Résultats de simulation -Evaluation du *SCEE* sous un profil de vent variable: (a).vitesse de vent, (b) vitesse du générateur *GSAP*, (c) courant i_{sd} , (d) courant i_{sq} , (e) couple électromagnétique produit par la *GSAP*, (f) tension de bus continu.

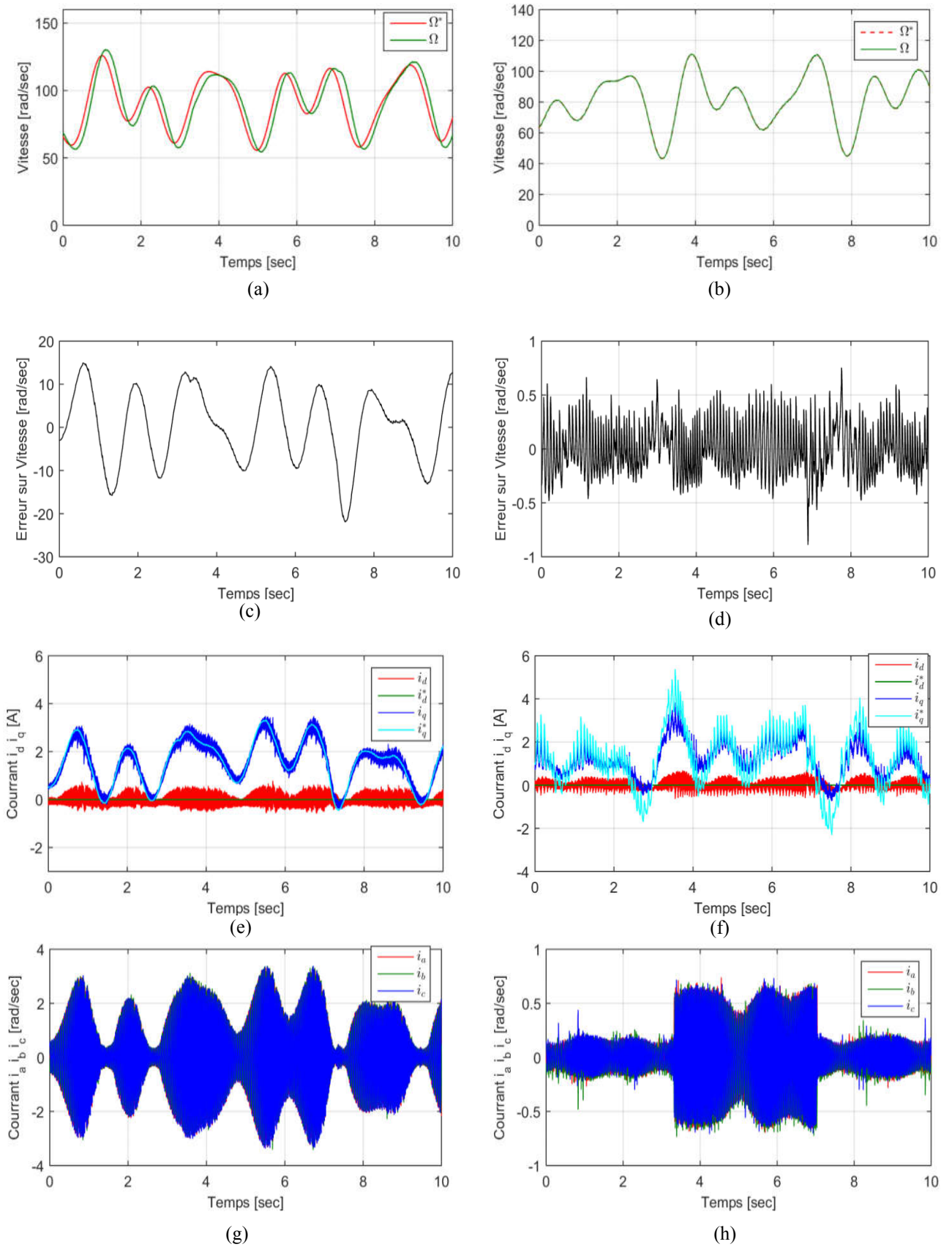


Figure 2. 19 Résultats expérimentaux- Evaluation du *SCEE* sous un profil de vent variable (a), (b) vitesse du générateur *GSAP*. (c), (d) erreur sur la vitesse. (e) courant i_{sd} . (f) courant i_{sq} . (g) courant triphasé de la *MSAP*. (h) courant triphasé de la *GSAP*.

Références bibliographiques

- [1] F. D. Bianchi, R. J. Mantz, and H. De Battista, *The wind and wind turbines*. Springer, 2007.
- [2] E. Hau and H. Von Renouard, *Wind turbines: fundamentals, technologies, application, economics*, vol. 2. Springer Berlin, 2006.
- [3] C. A. Walford, "Wind turbine reliability: understanding and minimizing wind turbine operation and maintenance costs.," Sandia National Laboratories, 2006.
- [4] H. Li and Z. Chen, "Overview of different wind generator systems and their comparisons," *IET Renewable Power Generation*, vol. 2, no. 2, pp. 123–138, 2008.
- [5] Y. Duan and R. G. Harley, "Present and future trends in wind turbine generator designs," in *Power Electronics and Machines in Wind Applications*, 2009. PEMWA 2009. IEEE, 2009, pp. 1–6.
- [6] T. Ahmed, H. Said, and M. Sandrine, "A robust control for permanent magnet synchronous generator associated with variable speed wind turbine," vol. 15, no. 2, pp. 1–8, 2015.
- [7] S. Li, T. A. Haskew, and L. Xu, "Conventional and novel control designs for direct driven PMSG wind turbines," *Electric Power Systems Research*, vol. 80, no. 3, pp. 328–338, Mar. 2010.
- [8] M. N. Uddin and J. Lau, "Adaptive-backstepping-based design of a nonlinear position controller for an IPMSM servo drive," *Electrical and Computer Engineering, Canadian Journal of*, vol. 32, no. 2, pp. 97–102, 2007.
- [9] F.-J. Lin and C.-C. Lee, "Adaptive backstepping control for linear induction motor drive to track periodic references," in *Electric Power Applications*, *IEE Proceedings-*, 2000, vol. 147, pp. 449–458.
- [10] K.-H. Kim, Y.-C. Jeung, D.-C. Lee, and H.-G. Kim, "Robust control of PMSG wind turbine systems with back-to-back PWM converters," in *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2010 2nd IEEE International Symposium on, 2010, pp. 433–437.
- [11] M. E. Haque, M. Negnevitsky, and K. M. Muttaqi, "A Novel Control Strategy for a Variable-Speed Wind Turbine With a Permanent-Magnet Synchronous Generator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 1, pp. 331–339, Jan.-feb.
- [12] B. Nahidmobarakeh, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants : méthodes, convergence, robustesse, identification 'en ligne' des paramètres.," l'Université de Lorraine, France, 2001.
- [13] S. M. Tripathi, A. N. Tiwari, and D. Singh, "Optimum design of proportional-integral controllers in grid-integrated PMSG-based wind energy conversion system," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 26, no. 5, pp. 1006–1031, 2016.
- [14] H.-B. Shin, "New antiwindup PI controller for variable-speed motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 3, pp. 445–450, Jun. 1998.

- [15] K. Sakai and Y. Ishida, "An Improved Anti-windup Control Using a PI Controller," in 2015 3rd International Conference on Artificial Intelligence, Modelling and Simulation (AIMS), 2015, pp. 197–201.
- [16] R. A. Freeman and P. V. Kokotović, "Backstepping design of robust controllers for a class of nonlinear systems," in *Nonlinear Control Systems Design 1992*, Elsevier, 1993, pp. 431–436.
- [17] R. Sepulchre, M. Jankovic, and P. V. Kokotovic, "Integrator forwarding: a new recursive nonlinear robust design," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 29, no. 1, pp. 1966–1971, 1996.
- [18] R. Freeman and P. V. Kokotovic, *Robust nonlinear control design: state-space and Lyapunov techniques*. Springer Science & Business Media, 2008.
- [19] F. Deng and Z. Chen, "Power control of permanent magnet generator based variable speed wind turbines," in *International Conference on Electrical Machines and Systems, 2009. ICEMS 2009, 2009*, pp. 1–6.

Diagnostic et commande tolérante aux défauts des éoliennes à base de la *GSAP*

Sommaire

III.1.	Introduction	67
III.2.	Contrôle tolérant aux défauts.....	68
III.2.1.	Définition et classification des défauts.....	68
III.2.2.	Contrôle tolérant aux défauts.....	69
III.2.3.	Structure du contrôle tolérant aux défauts.....	69
III.2.4.	Diagnostic de défaut pour la commande tolérante aux défauts	70
III.2.5.	Méthodes sans modèles physiques	71
III.2.6.	Méthodes avec modèles physiques.....	71
III.3.	Contrôle tolérant au défaut appliqué à la <i>GSAP</i>	71
III.3.1.	Objectif.....	71
III.3.2.	Observateur à mode glissant (<i>SMO</i>).....	72
III.3.2.1.	Contexte théorique pour le mode de glissement.....	72
III.3.2.2.	Observateur à mode glissant pour la <i>GSAP</i>	75
III.3.2.3.	Analyse de stabilité de l'observateur.....	77
III.3.3.	<i>AFTC</i> Hybride	79
III.3.3.1.	Génération des résidus	79
III.3.3.2.	Détection des défauts	79
III.3.3.3.	Reconfiguration	80
III.4.	Résultats de simulation et d'expérimentation	80
III.4.1.	Test sous la variation du couple et de la vitesse (profil du vent).....	80
III.4.2.	Commande sans capteur mécanique (<i>Backstepping-SMO</i>)	85
III.4.3.	Validation expérimentale de <i>L'AFTC</i>	87
III.4.3.1.	Défaut Exponentiel	87
III.4.3.2.	Défaut de décalage (Offset)	88
III.4.3.3.	Échec total de l'enroulement du résolveur	90
III.5.	Conclusion.....	92

III.1. Introduction

Jusqu'à présent, nous avons présenté la modélisation et le contrôle d'une *SCEE* à base d'une *GSAP*. Les algorithmes proposés visent à maintenir les performances du système contrôlé pour un ensemble de conditions de fonctionnement. Cependant, les algorithmes de contrôle proposés ont été développés en supposant un système sain, (ou exempt de défauts (sans faille)). En cas d'apparition d'un défaut, les performances en boucle fermée peuvent être dégradées et le défaut peut provoquer une défaillance du système. Par conséquent, les systèmes de détection et d'isolation des défauts (*FDI-en anglais*) doivent être conçus, non seulement pour détecter la présence d'un défaut, mais aussi pour identifier les composants défectueux [1].

Les différents sous-systèmes d'une éolienne, parmi lesquels l'unité de production, peuvent être d'importants sujets pour un diagnostic des défauts comme présenté dans [2], [3] [4]. Spécifiquement, pour notre application, on considère une *GSAP*, une classe de machines synchrone, en tant que générateur d'éolienne. Comme décrit dans [5], différents types de défauts peuvent affecter une machine synchrone, entre autres, on rencontre les défauts de capteur. Lorsqu'un défaut se produit dans les appareils ou dans son alimentation électrique, il peut entraîner un risque important, une interruption de la production électrique et des dommages matériels, cela peut dégrader également, la qualité du service et la fiabilité des systèmes [6]. Dans ce chapitre, on se concentre sur la détection et l'isolation des défauts affectant les mesures mécaniques (position et vitesse) de la *GSAP*.

Le défaut est un état anormal qui peut conduire à une déviation de valeurs ou états nominales) [7]. Il existe de nombreux types de défauts dans les appareils électriques. Parmi eux, les défauts de capteur de mesure ou d'acquisition. Ces derniers sont nécessaires pour obtenir des informations de retour pour les boucles de commande dans les *SCEE*. Par conséquent, il est nécessaire de trouver des solutions pour assurer la continuité de service du système en cas de défaut du capteur. Un problème clé consiste à éviter les défaillances locales avant qu'il se transforme en défaillance totale du système, ce qui peut entraîner des risques pour la sécurité, arrêter temporairement la production et avoir un impact négatif sur l'environnement. Ceci peut être réalisé par un système de diagnostic, ce qui signifie que les défauts sont compensés de manière à éviter les défaillances du système [8].

Il existe de nombreux résultats d'études sur la détection des défauts et de contrôle tolérant aux défauts; une partie importante des études portent sur les défauts de semi-conducteurs des onduleurs de puissance [9] et les enroulements du stator des moteurs [10]. Mais quelques-uns d'entre elles sont axées sur le contrôle tolérance aux défauts du capteur de vitesse/position, en particulier pour l'application *SCEE* [11]. Dans [12], les auteurs proposent une méthode de détection et d'isolation des défauts pour les capteurs de position du rotor et du courant dans la *GSAP* d'un *SCEE*. Cependant, le contrôle tolérant aux défauts n'est pas étudié. Dans [13], la conception d'un contrôleur tolérant aux défauts basé sur des observateurs pour un variateur *MSAP* est proposée. Deux cascades du filtre de *Kalman* étendu (*EKF*) et un observateur adaptatif de *fém* sont utilisés pour détecter un défaut de capteur de position. Cependant, cette méthode est complexe.

En se basant sur les paragraphes précédents, on peut noter que la détection et le diagnostic des défaillances, ainsi que le contrôle tolérant aux pannes, sont importants pour des applications à hautes performances du *SCEE*. Ce chapitre présente une validation expérimentale d'un schéma de contrôle hybride actif tolérant aux défauts pour le *SCEE* à base de la *GSAP*. Cette méthode permet de détecter en temps réel les défauts de capteurs mécaniques et fournit des informations utiles sur les défauts détectés. La méthode proposée combine un contrôleur classique basé sur des contrôleurs *PI* et un contrôle robuste de type *Backstepping*, avec un observateur à mode glissant pour estimer la vitesse du rotor. La vitesse du rotor de la *GSAP* est contrôlée par les correcteurs *PI* tout en s'appuyant uniquement sur un modèle nominal sans perturbations. Cependant, en présence d'incertitudes ou de perturbations externes tel qu'un défaut, le contrôleur robuste de type *Backstepping* est mis en activation et la vitesse mesurée est remplacée par la vitesse calculée par l'observateur (contrôle sans capteur). Cette configuration améliore la fiabilité du système et assure la disponibilité du *SCEE* par une détection efficace des défauts du capteur de vitesse et la bonne transition entre les contrôleurs est ainsi assurée.

Ce chapitre est organisé comme suit: la section 2 décrit les systèmes de contrôle tolérant aux défauts. La section 3 présente le contrôle tolérant aux défauts appliqués à la *SCEE* à base de *GSAP*. La détection de défaut du capteur et la reconfiguration du contrôle sont détaillées dans la section 4. Dans la section 5, les résultats expérimentaux sont présentés. Enfin, une conclusion générale est présentée à la fin du chapitre.

III.2. Contrôle tolérant aux défauts

III.2.1. Définition et classification des défauts

Selon [14], 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.

Différents types de défauts peuvent affecter un système, comme présenté dans la Figure 3.1:

- **Défauts d'installation ou de processus:** ces défauts affectent les composants ou les équipements d'un processus, avec les modifications qui en résultent dans les propriétés dynamiques d'entrée/sortie du système,
- **Défauts de l'actionneur:** il s'agit des modifications de l'actionneur qui interrompent ou modifient l'influence du système de commande sur le processus,
- **Défauts du capteur:** affectent la lecture du capteur de telle sorte que l'information erronée est renvoyée au système de commande.

Il est important de dire que les défauts de l'actionneur et du capteur n'affectent pas les propriétés de l'installation. En présence d'un défaut, des actions adéquates doivent être effectuées car une défaillance peut éventuellement se transformer en défaillance totale du système. Ce dernier ne produit pas seulement la perte de fonction et/ou de production, mais peut être nocif pour le système lui-même ainsi que pour

l'environnement et les personnes. Les idées à l'origine du contrôle tolérant aux défauts (*Fault Tolerant Control (FTC)-en anglais*) sont expliquées dans les lignes suivantes.

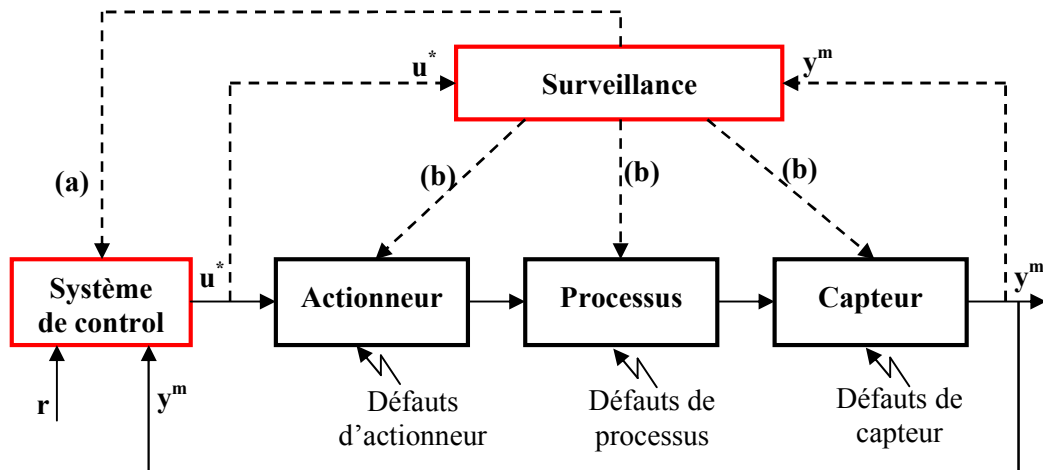


Figure 3. 1 Contrôle tolérant aux défauts. Accommodation (a) et reconfiguration (a) + (b).

III.2.2. Contrôle tolérant aux défauts

La tâche principale d'un contrôle tolérant aux défauts est d'empêcher une panne à provoquer une défaillance au niveau du système. Différentes propriétés, telles que la sécurité, la fiabilité et la disponibilité sont liées à la notion de tolérance aux défauts. La sécurité se réfère à l'absence de danger. La fiabilité est la probabilité qu'un système accomplisse sa fonction prévue pendant une période de temps dans des conditions normales, tandis que la disponibilité est la probabilité qu'un système soit opérationnel en cas de besoin [14].

Comme présenté dans la section d'introduction, le système de contrôle est conçu sur la base d'un modèle de processus nominal et sain afin d'atteindre la performance requise malgré la présence de perturbations et d'incertitudes du modèle. La présence d'un défaut conduit d'abord à un comportement où les performances requises ne sont pas atteintes et le système ne peut pas effectuer la plupart de ses tâches d'origine. Cela correspond à la région de performance dégradée. Le contrôle tolérant aux pannes doit lancer des actions correctives dans cette région et doit permettre la récupération de la configuration de l'installation saine, soit maintenir le fonctionnement du système dans un mode dégradé. En d'autres termes, la *FTC* devrait éviter la région où la performance est inacceptable. Au-delà de cette région de performances inacceptables, se trouve la région de danger qui ne devrait jamais être atteinte. Par conséquent, un système de sécurité est nécessaire pour interrompre le fonctionnement du système avant que la zone de danger soit atteinte. La Figure 3.2 résume les idées précédemment expliquées, en supposant que la performance d'un système générique peut être définie par les variables z_1 et z_2 .

III.2.3. Structure du contrôle tolérant aux défauts

Pour effectuer un contrôle tolérant aux pannes, deux étapes doivent être mises en œuvre. Celles-ci sont normalement accomplies par un système de supervision, représenté sur la Figure 3.1.

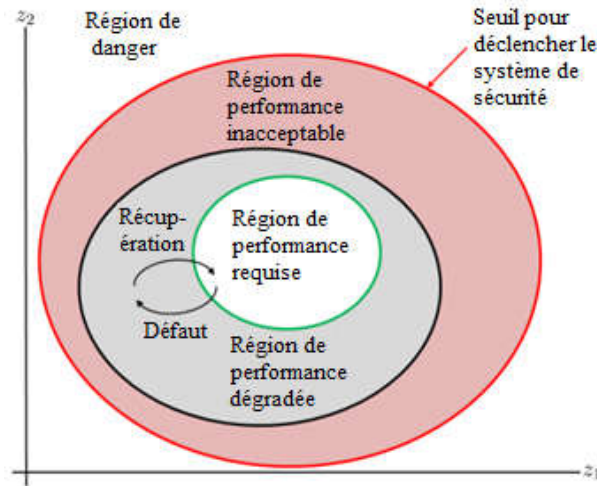


Figure 3. 2 Régions de performance et de danger.

- Diagnostic des défauts: pour effectuer un diagnostic des défauts, nous avons besoin de l'information des entrées calculées u^* et des sorties mesurées y_m , ainsi qu'un modèle du système à la fois en fonctionnement sain et en présence de défaut. La détection du défaut consiste à décider si un défaut s'est produit ou non, ainsi que le temps de l'apparition du défaut. L'isolation des défauts consiste à localiser le composant défectueux. L'identification et l'estimation des défauts consistent à classer le type de défaut et estimer son amplitude,
- Reconfiguration: l'étape de la reconfiguration consiste à décider quelle action corrective doit-on effectuer. L'action corrective dépend de la stratégie de la commande tolérante aux pannes. L'accommodation des défauts consiste à modifier la loi de contrôle pour que le système fournisse les performances requises ou dégradées. L'ensemble original d'actionneurs et de capteurs est maintenu. La reconfiguration du système consiste à désactiver le composant, l'actionneur ou le capteur défectueux. Il inclut la sélection d'une nouvelle configuration de contrôle avec des actionneurs et des capteurs alternatifs/redondants.

III.2.4. Diagnostic de défaut pour la commande tolérante aux défauts

Plusieurs méthodes de détection existent et sont rapportées dans la littérature [14]–[17]. Il existe différentes méthodes de surveillance et un large panel d'approches dites avec ou sans modèles physiques. L'existence d'un modèle formel ou mathématique de processus détermine la méthode de surveillance utilisée [18], [19].

Le principe général de ces deux types d'approches consiste à confronter les données relevées au cours du fonctionnement réel du système avec la connaissance que l'on a de son fonctionnement nominal (détection) ou de ses fonctionnements défectueux (localisation et identification). Dans ce qui suit, nous passons en revue deux principales méthodes utilisées pour la surveillance, une méthode dite sans modèle physique de processus et l'autre avec modèle physique. Le domaine est très vaste, nous ne fournissons pas les significations de ces méthodes, des détails sont donnés dans de nombreux ouvrages dont nous citons par exemple celui d'*Iserman* [15].

III.2.5. Méthodes sans modèles physiques

Les méthodes de surveillance sans modèle, comme leur nom l'indique, ne disposent pas de modèle décrivant le comportement normal et le(s) comportement(s) défaillant(s) du système. Ce type de méthode, nommée parfois la surveillance par méthodes externes est étudiée depuis les années 50 [20]. Ces méthodes, sont basées sur l'extraction d'informations exploitant le traitement des signaux mesurés. Les signaux mesurables telles que la vitesse, les vibrations, les émissions sonores, etc., peuvent fournir des informations significatives sur les défauts. À partir de ces grandeurs caractéristiques du fonctionnement, la mise en œuvre des méthodes décisionnelles permettent de concevoir des systèmes de surveillance et/ou de diagnostic. Les performances de ces méthodes sont étroitement liées à la pertinence des indicateurs de défauts retenus et à la finesse d'analyse des mesures.

III.2.6. Méthodes avec modèles physiques

La procédure de diagnostic à base de modèle la plus couramment utilisée, notamment dans les applications industrielles en temps réel, est celle qui repose sur la notion de redondance analytique. Elle consiste à comparer, en temps réel, le comportement attendu du système prédit par un modèle à celui observé par des capteurs. Toutes différences entre les observations et ces prédictions sont interprétées comme la présence d'un ou de plusieurs défauts. La figure (3.3) montre l'ensemble des étapes fonctionnelles de la procédure du diagnostic.

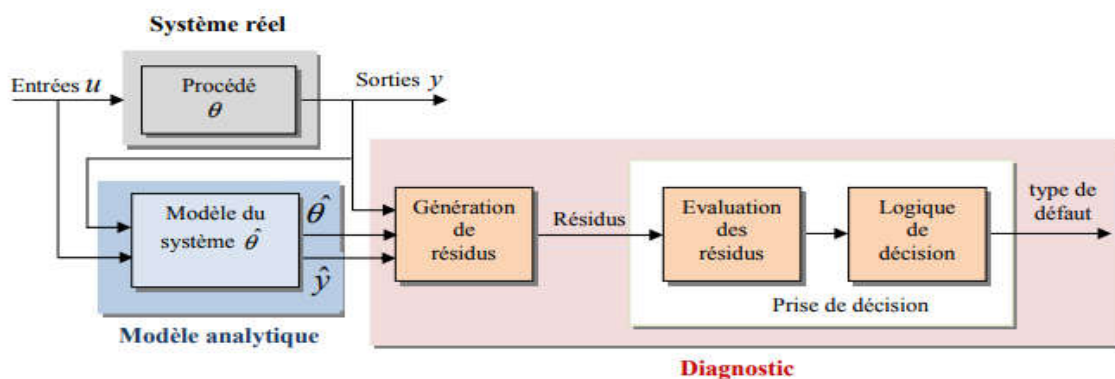


Figure 3. 3 Principe du diagnostic basé sur le modèle[21].

III.3. Contrôle tolérant au défaut appliqué à la GSAP

III.3.1. Objectif

L'objectif principal de cette partie est d'assurer la continuité du fonctionnement de la **GSAP**; tout en maintenant les performances et la robustesse des contrôleurs développés dans le chapitre précédent grâce à un contrôle tolérant active aux défauts (**AFTC** : *Active Fault Tolerant Control*) hybride. Ce dernier se divise en deux étapes: la génération résiduelle et l'évaluation résiduelle effectuée par un système de décision. Dans ce travail, nous nous concentrons sur la détection et l'isolation des défauts de capteurs. Par conséquent, pour une meilleure compréhension, nous divisons la description du système de diagnostic du défaut dans les sections suivantes. Nous décrivons d'abord la modélisation et le développement d'un observateur à mode

glissant pour l'exploiter dans l'algorithme de la *AFTC*. Ensuite, le processus de génération résiduelle pour les défauts de capteur est expliqué. Enfin, le système de décision est présenté en détail. Le schéma de contrôle proposé est représenté sur la figure 3.4.

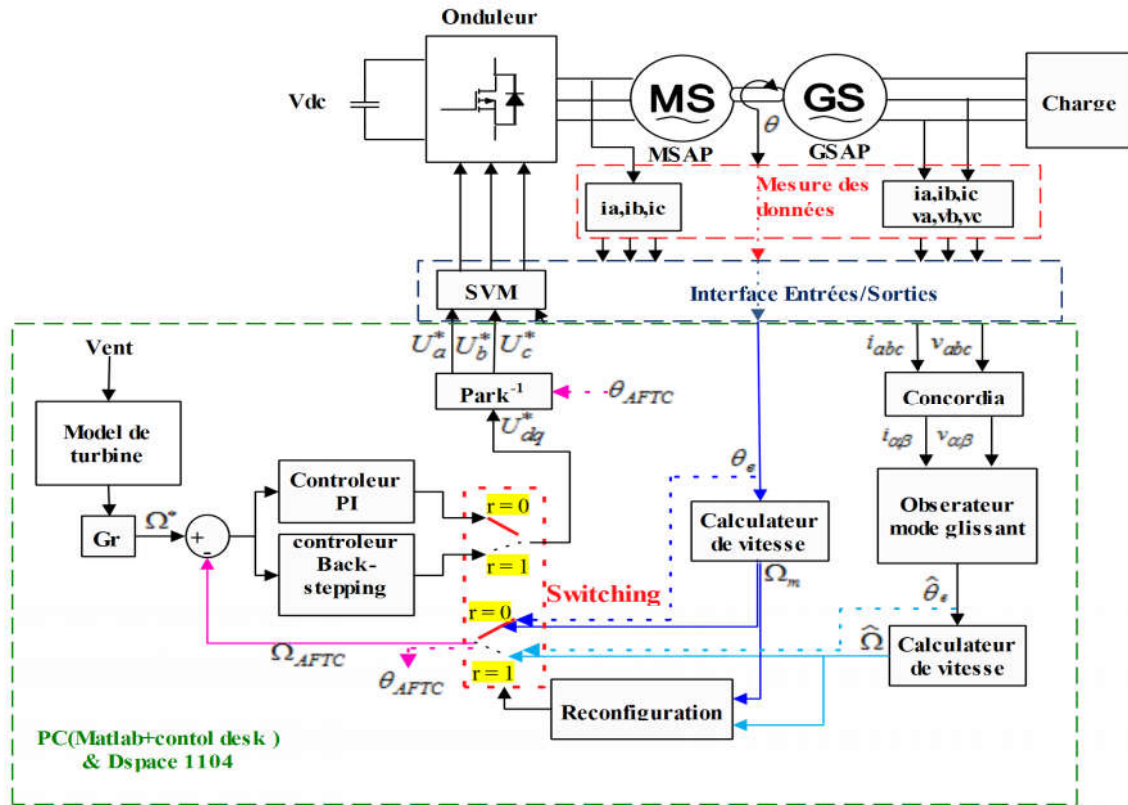


Figure 3. 4 Schéma fonctionnel de l'*AFTC*.

III.3.2. Observateur à mode glissant (*SMO*)

III.3.2.1. Contexte théorique pour le mode de glissement

Nous traitons exclusivement des processus avec des systèmes de contrôle affine qui peuvent être décrits par des équations différentielles non linéaires dans un espace d'état arbitraire à n -dimensions avec m -contrôle dimensionnel [22],

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t)u + h(x, t) \quad (3.1)$$

Où $x \in \mathcal{R}^m$ est un vecteur d'état, $u \in \mathcal{R}^m$ est le vecteur de contrôle, et $h(x, t) \in \mathcal{R}^m$ représente toutes les perturbations du système. Le symbole t indique le temps.

En supposant que toutes les perturbations agissent dans l'espace de contrôle, $h(x, t) \in \mathcal{R}^n$ vérifient la condition suivante pour chaque état x et t ,

$$h(x, t) \in \text{span}\{B(x, t)\} \quad (3.2)$$

Ainsi, il existe un contrôle tel que $Bu = -h(x, t)$ et donc le système est invariant à la perturbation $h(x, t)$

Le contrôle peut être sélectionné comme une fonction discontinue de l'état sous la forme de:

$$u_i = \begin{cases} u_i^+(x, t) & \text{if } s_i(x) > 0 \\ u_i^-(x, t) & \text{if } s_i(x) < 0 \end{cases} \quad (i = 1, 2, \dots, m) \quad (3.3)$$

$$s^T(x) = (s_1(x), s_2(x), \dots, s_m(x))$$

Où $u_i^+(x, t)$ et $u_i^-(x, t)$ sont des fonctions d'état continues avec $u_i^+(x, t) \neq u_i^-(x, t)$ tandis que le contrôle u_i peut subir des discontinuités sur la surface $s_i(x) = 0$ dans l'espace d'état. $s_i(x)$ est aussi une fonction d'état continue. $s(x) > 0$ (ou $s(x) < 0$) signifie que chaque composant $s_i(x) > 0$ (ou $s_i(x) < 0$), $i = 1, 2, \dots, m$.

En appliquant le mode glissant dans les systèmes avec le contrôle discontinu, le mode glissant se produit effectivement à l'intersection de m surfaces $s_i(x) = 0$ ($i = 1, 2, \dots, m$) et l'ordre des équations de mouvement est m , celui peut être inférieur à l'ordre du système original. Cette réduction d'ordre conduit au découplage et à la simplification de la procédure de conception du contrôle.

En outre, la composante de contrôle u_i à l'entrée $s(x)$ se décline à zéro pendant le mode glissant alors que sa sortie prend des valeurs finies avec une moyenne précise superposée par des composants à haute fréquence. Ceci implique qu'un gain élevé est mis en œuvre pour supprimer l'influence des perturbations et des incertitudes. L'effet d'invariance est à son tour atteint en utilisant des actions de contrôle finies, ce qui est différent dans le système de contrôle continu à gain élevé. Il convient de noter que le mode de glissement est indépendant des perturbations $h(x, t)$. Pour la conception d'un système d'invariance, il n'est pas nécessaire de mesurer $h(x, t)$. Par contre, une bande de la limite supérieure de $h(x, t)$ est nécessaire pour la garantie du mode glissant.

La projection du mouvement de (3.1) sur l'espace s peut être exprimée par:

$$\dot{s} = G(f + h) + GBu \quad (3.4)$$

Où $G = \frac{\partial s}{\partial x}$ supposant $\det(GB) \neq 0$ pour tous états x et temps t .

Soit $\dot{s} = 0$, le contrôle u_{eq} dit équivalent peut être calculé comme suit:

$$u_{eq} = -(GB)^{-1}G(f + h) \quad (3.5)$$

La substitution de (3.5) dans le système (3.1) donne l'équation du mouvement en mode glissant dans la surface $s(x) = 0$

$$\dot{x} = f - B(GB)^{-1}Gf \quad (3.6)$$

Notez que l'action de contrôle est implémentée via (3.3) au lieu de (3.5). L'équation (3.6) est utilisée pour l'analyse du comportement du système en mode glissant. En introduisant une couche limite $x(t, \Delta)$ (largeur $\Delta > 0$) de la surface $s(x) = 0$, pour les systèmes affines (3.1), l'équation du mode glissant est trouvée uniquement dans le plan (*framework*) et coïncide avec (3.6) résultant de la méthode de contrôle équivalente. On conclut que toute solution dans la couche limite tend vers une solution $x^*(t)$ de l'équation (3.6), quel que soit le type du mouvement causé par l'imperfection dans la couche limite et comment la couche limite est réduite à zéro.

Le mouvement en mode glissant est une sorte d'idéalisation certaine. On suppose que la commande discontinue change à une fréquence élevée, théoriquement infinie, de faire en sorte que le vecteur de l'état de la vitesse d'état est orienté précisément le long de l'intersection des surfaces de discontinuité.

Cependant, en réalité, diverses imperfections (y compris l'hystérésis, retard temporaire et les petites constantes de temps négligées dans le modèle idéal) font osciller l'état à proximité de l'intersection, c'est-à-dire la couche limite et les composantes de contrôle sont commutées à fréquence finie, en prenant alternativement les valeurs $u_i^+(x,t)$ et $u_i^-(x,t)$. Le mouvement en mode glissant est en fait déterminé par la composante basse fréquence des oscillations tandis que sa composante haute fréquence est filtrée par un système sous contrôle. Physiquement, la commande équivalente est proche de la partie lente du contrôle réel qui peut être obtenue en filtrant la composante haute fréquence à l'aide d'un filtre passe-bas (**LPF: Low Pass Filter**). Les informations extraites peuvent être utilisées pour concevoir des observateurs d'état avec des modes glissants, cherchant à améliorer davantage les performances du contrôleur tout en garantissant la réduction des *chatterings*.

Dans la discussion ci-dessus, lorsque l'état $x(t)$ atteint la surface, le contrôle discontinu le force à y rester, nous disons alors que le mode de glissement se produit et le système comporte les propriétés de réduction d'ordre et d'invariance. La dynamique du mode de glissement dépend de l'équation de la surface de commutation et non pas de la commande. Ainsi, la procédure de conception peut être découpée en deux étapes: premièrement, l'équation du mode de glissement (3.6) est sélectionnée dans le but de concevoir la dynamique du mouvement en fonction du critère de performance. Dans un second lieu, la commande discontinue est calculée de faire en sorte que l'état atteigne la surface $s(x)=0$ et le mode de glissement existe dans cette surface.

Des études précédentes montrent que les observateurs en mode glissant ont des avantages de robustesse vis-à-vis des perturbations et une faible sensibilité aux variations paramétriques lorsque le mode de glissement se produit effectivement. En principe, les approches en mode glissant ne peuvent être réalisées que par un contrôle discontinu et une commutation à fréquence infinie. En réalité, aucun mode de glissement de ce type se produira pratiquement en raison de la fréquence de commutation limitée et de la fréquence d'échantillonnage. En conséquence, le problème de discrétisation de claquement (*chattering*) existe évidemment. La solution de bande limite a été utilisée pour résoudre le problème de *chattering* en remplaçant la commande discontinue par une fonction de saturation qui se rapproche de la fonction de *sign* dans une couche limite de la surface de mode glissant. De cette manière, la propriété d'invariance du mode glissant est partiellement préservée dans le sens où les trajectoires d'état sont confinées à un petit voisinage du surface. Cependant, le comportement de l'état et la poursuite de la convergence vers zéro ne peuvent pas être garantis.

Pour le contrôle sans capteur par le *SMO* de la **GSAP**, deux défis doivent être traités correctement: tout d'abord, la très petite amplitude de *fém* à basse vitesse et en second lieu, le gain de commutation élevé suffisant satisfaisant les conditions nécessaires pour la convergence du *SMO* dans la gamme à grande vitesse.

On sait que la vitesse de fonctionnement minimale et la qualité de la position estimée du rotor à basse vitesse dépendent de l'erreur de quantification du contrôleur à temps discret. D'autre part, le gain de commutation élevé peut provoquer de grandes ondulations, c'est-à-dire, une oscillation, dans la plage de vitesse élevée, entraînant une erreur d'estimation importante.

III.3.2.2. Observateur à mode glissant pour la GSAP

Contrairement à la conception conventionnelle des observateurs, l'observateur à mode glissant pour l'estimation de l'angle de position du rotor n'utilise que les équations électriques de la **GSAP** dans les coordonnées fixes (α - β), du fait que les informations angulaires de vitesse et de position sont prêtes à être extraites dans ces coordonnées [23]. Le modèle de la **GSAP** dans le référentiel stationnaire (α - β) est:

$$\frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_\alpha - \frac{1}{L_s}e_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} \quad (3.7)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_\beta - \frac{1}{L_s}e_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} \quad (3.8)$$

$$e_\alpha = -\varphi_f w_e \sin(\theta_e) \quad (3.9)$$

$$e_\beta = \varphi_f w_e \cos(\theta_e) \quad (3.10)$$

Les variables (i_α , i_β , u_α et u_β) dans le référentiel fixe (α - β) sont obtenues par la transformation de Concordia des grandeurs électriques triphasées mesurées (i_a , i_b , i_c , u_a , u_b , et u_c) de la **GSAP** comme représenté sur la Figure 2. θ_e étant la position du rotor électrique de la **GSAP**, L_s est l'inductance du stator. La **GSAP** étudiée possède des pôles lisses, ainsi on aura $L_s = L_\alpha = L_\beta$.

Les équations (3.7) et (3.8) peuvent être exprimées sous forme matricielle comme suit:

$$\dot{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = \mathbf{A}\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{B}(\mathbf{u}_{\alpha\beta} - \mathbf{e}_{\alpha\beta}) \quad (3.11)$$

où:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}, \mathbf{i}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \mathbf{u}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, \mathbf{e}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix}$$

L'observateur à mode glissant est conçu de la manière suivante:

$$\dot{\hat{\mathbf{i}}}_{\alpha\beta} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} + \mathbf{B}(\mathbf{u}_{\alpha\beta} + l\mathbf{Z}_{eq} + \mathbf{Z}) \quad (3.12)$$

Avec:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} Z_\alpha \\ Z_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ -K \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix}$$

Dans (16), \mathbf{Z}_{eq} représente la commande équivalente et \mathbf{Z} représente la commande discontinue, l étant le gain de rétroaction de la commande équivalente et K , généralement positif ($K > 0$), est le gain de commutation de la commande discontinue. Le chapeau "^" indique la variable estimée. Le modèle d'état du

contrôle équivalent (Z_{eq}), après filtrage des composantes du contrôle discontinu Z par un filtre passe-bas est donné par l'expression suivante:

$$\dot{Z}_{eq} = \begin{bmatrix} \dot{Z}_{eq\alpha} \\ \dot{Z}_{eq\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_c Z_{eq\alpha} + \omega_c Z_\alpha \\ -\omega_c Z_{eq\beta} + \omega_c Z_\beta \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

On note que la fréquence de coupure de **LPF** ω_c doit être correctement conçue par rapport à la fréquence fondamentale des courants de la **GSAP**.

La surface de glissement est sélectionnée comme $S = \mathbf{0}$, où $S = \hat{i}_{\alpha\beta} - i_{\alpha\beta}$

En soustrayant les équations (3.12) et (3.11), nous pouvons obtenir l'équation de la dynamique du mouvement de mode glissant:

$$\dot{S} = A.S + B(e_{\alpha\beta} + lZ_{eq} + Z) \quad (3.14)$$

Si le gain de commutation K est suffisamment important pour assurer la condition suivante:

$$\dot{S}^T . S < 0 \quad (3.15)$$

Alors le mode glissant se produit et S converge vers zéro, ce qui implique:

$$e_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = -(1+l)Z_{eq} \quad (3.16)$$

Le gain de rétroaction l doit être supérieur à -1 pour tout gain de commutation positif k , c'est-à-dire, $l > -1$, qui est la limite du gain de rétroaction du contrôle équivalent [23].

De (3.9) et (3.10), la position angulaire du rotor θ_e peut être estimée en utilisant le contrôle équivalent Z_{eq} comme suit:

$$\hat{\theta}_e = -\tan^{-1}\left(\frac{e_\alpha}{e_\beta}\right) = -\tan^{-1}\left(\frac{Z_{eq\alpha}}{Z_{eq\beta}}\right) \quad (3.17)$$

Après cela, la vitesse du rotor doit être estimée à partir de l'estimation de la position du rotor. Le problème principal est de réaliser une dérivation numérique, puisque:

$$\hat{\Omega} = \frac{d}{dt} \hat{\theta}_e \quad (3.18)$$

La relation précédente est approximée par:

$$\hat{\Omega} = \frac{\Delta \hat{\theta}_e}{\Delta t} \quad (3.19)$$

Il est à noter que la détection des discontinuités a posé un problème sérieux surtout dans des conditions dynamiques. Cette situation nous a conduit à utiliser une technique que nous résumons dans l'organigramme donné à la Figure 3.5. La Figure 3.6 montre la configuration du bloc de calcul de la vitesse sous Matlab/Simulink. Enfin, l'observateur de vitesse en mode glissant obtenu est représenté par la Figure 3.7.

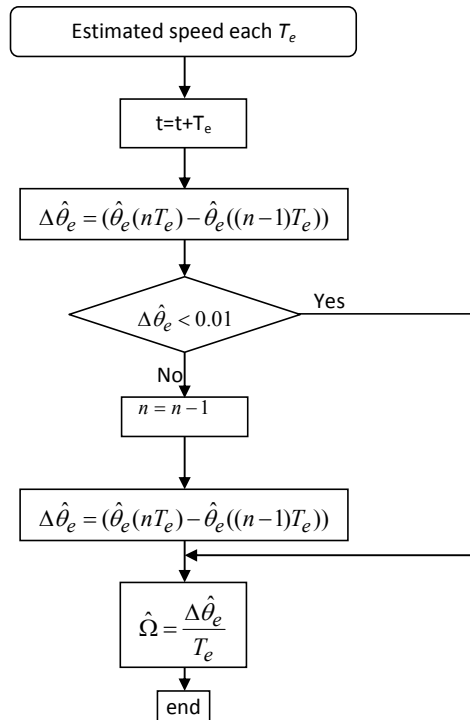


Figure 3. 5 Organigramme pour le calcul de la vitesse du rotor.

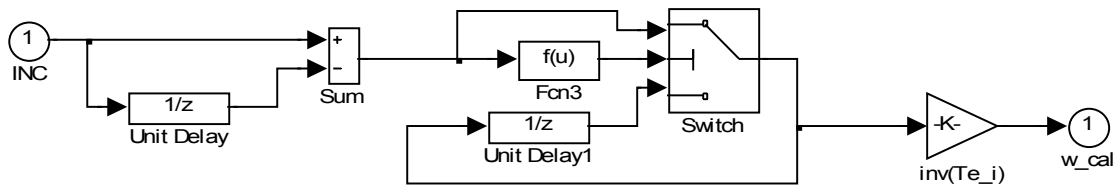


Figure 3. 6 Schéma de calculateur de vitesse sous Matlab/Simulink.

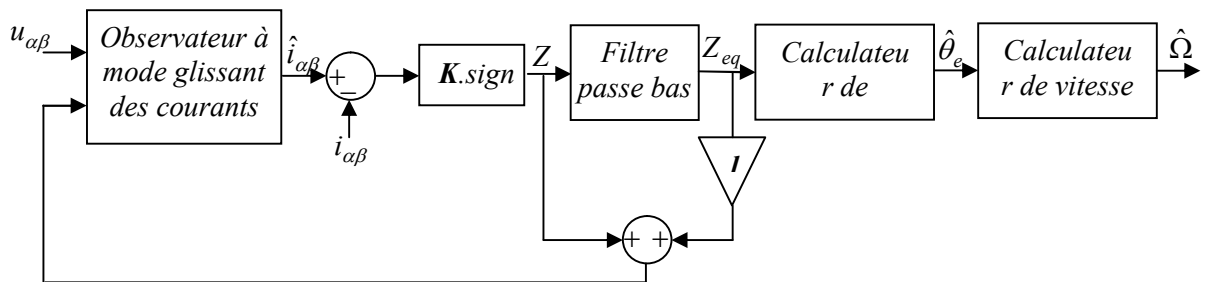


Figure 3. 7 Diagramme de l'observateur à mode glissant.

III.3.2.3. Analyse de stabilité de l'observateur

Soit la fonction définie positive:

$$V = \frac{1}{2} . S^T . S > 0 \tag{3.20}$$

appelée fonction candidate de *Lyapunov*. Sa dérivée temporelle le long des trajectoires du système est de la forme:

$$\dot{V} = S^T \dot{S} = S^T AS + S^T B.(e_{\alpha\beta} + lZ_{eq} + Z) \quad (3.21)$$

Considérons (3.13) et la constante de temps de *LPF*, $\mu = \frac{1}{\omega_c}$, on obtient alors:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S^T \dot{S} \\ \Rightarrow S^T AS + S^T B.e_{\alpha\beta} - k\left(\frac{1}{\mu s + 1} + 1\right)S^T B.sign(S) &= F1 + F2 \end{aligned} \quad (3.22)$$

Où:

$$\begin{aligned} F1 &= S^T AS \\ F2 &= \frac{1}{L_s} \left\{ \begin{array}{l} i_\alpha \left[e_\alpha - k \cdot \frac{\mu s + 1 + l}{\mu s + 1} sign(i_\alpha) \right] \\ + i_\beta \left[e_\beta - k \cdot \frac{\mu s + 1 + l}{\mu s + 1} sign(i_\beta) \right] \end{array} \right\} \\ &= \frac{1}{L_s} \left\{ \begin{array}{l} i_\alpha \left[e_\alpha \mp k \cdot \frac{\mu s + 1 + l}{\mu s + 1} \right] \begin{pmatrix} i_\alpha > 0 \\ i_\alpha < 0 \end{pmatrix} \\ + i_\beta \left[e_\beta \mp k \cdot \frac{\mu s + 1 + l}{\mu s + 1} \right] \begin{pmatrix} i_\beta > 0 \\ i_\beta < 0 \end{pmatrix} \end{array} \right\} \end{aligned}$$

A partir de l'équation (3.11), nous savons que la matrice A est définie négative et B définie positive. Par conséquent F_1 est négatif.

En supposant que μ est très petit ($\mu \ll 1$) en ce qui concerne la fréquence de coupure élevée ω_c de *LPF*, la partie F_2 sera définie négative si les conditions suivantes sont satisfaites.

$$\begin{cases} k \frac{\mu s + 1 + l}{\mu s + 1} > |e_\alpha| \\ k \frac{\mu s + 1 + l}{\mu s + 1} > |e_\beta| \end{cases} \Rightarrow k.(1+l) > |e_{\alpha\beta}|_{\max} \quad (3.23)$$

L'équation de contrainte ci-dessus forme la condition nécessaire d'existence du mode glissant de l'observateur. Cela signifie que le produit du gain de commutation k et $(1+l)$ doit être supérieur à la valeur de crête maximale de la *fém* pour que le mode de glissement se produise. Ceci fournit un critère pour la sélection du gain de commutation du contrôle discontinu et du gain de rétroaction du contrôle équivalent.

Cela implique également que le gain de rétroaction doit être supérieur à $-l$ avec tout gain de commutation positif k , c'est-à-dire, $l > -l$, qui est la limite du gain de rétroaction de la commande équivalente.

Par conséquent, la dérivée temporelle de la fonction de *Lyapunov* V est négative, avec un gain de commutation positif k suffisamment grand satisfaisant (3.23), ce qui garantit la convergence vers $S(t)=0$ dans un temps fini et donc de l'existence du mode glissant.

III.3.3. AFTC Hybride

Afin d'atteindre les objectifs de performances et de robustesse du système éolien; nous proposons un contrôleur hybride en commutant entre deux contrôleurs. L'architecture du contrôleur proposée peut être conçue pour la performance et la robustesse séparément, ce qui a le potentiel de surmonter le conflit entre la performance et la robustesse dans le cadre de rétroaction traditionnelle. Le contrôleur est conçu de façon à ce que la commande de la vitesse de la **GSAP** sera uniquement contrôlée par les performances du contrôleur **PI** pour un modèle nominal sans perturbations. Le contrôleur robuste **Backstepping** ne sera activé qu'en présence des incertitudes ou d'une perturbation externe telle qu'un défaut ou panne sur le capteur de vitesse. Le schéma général de la commande active tolérant au défaut du capteur de vitesse est illustré à la Figure 3.3. Cette structure de l'**AFTC** peut être divisée en trois étapes: génération résiduelle, détection de défaut et reconfiguration.

III.3.3.1. Génération des résidus

Le signal résiduel r_y est la différence entre la vitesse du moteur mesurée et la vitesse estimée donnée par l'observateur à mode glissant comme le montre la figure 3.8. Ensuite, le schéma de diagnostic est conçu pour détecter l'apparition de défaut à partir de la valeur du résidu.

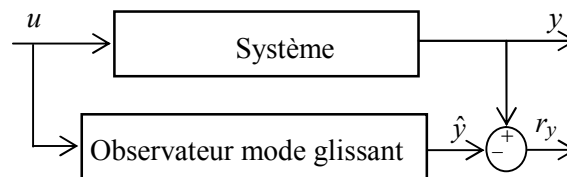


Figure 3. 8 Schéma block de génération résidu.

III.3.3.2. Détection des défauts

Lorsque le capteur de vitesse est affecté par un défaut de décalage, le résidu est simplement comparé à un seuil pour générer le signal de commande binaire. Le seuil est sélectionné à 10 rad/sec, est déterminé comme un multiple de déviation en fonctionnement normal [24]. Cependant, lorsque le capteur de la vitesse fournit une mesure altérée par le bruit, le résidu est traité selon le schéma de la figure 3.9. L'indicateur de défaut (r) est mis à 1 seulement lorsque le résidu est supérieur au seuil choisi de façon persistante pendant une période T_d (dans notre étude, T_d est choisie 0.1sec). Cette configuration élimine toute fausse alarme provoquée par le bruit de mesure. Contrairement au bloc persistant utilisé dans [25], qui est limité car il ajoute une lourdeur supplémentaire au calculateur (*dSPACE*), nous proposons un simple bloc de **Persistence** implémenté dans **Matlab/Simulink** comme le montre la Figure 3.10. La temporisation de persistance est définie comme la réponse temporelle (T_d) de la fonction de transfert.

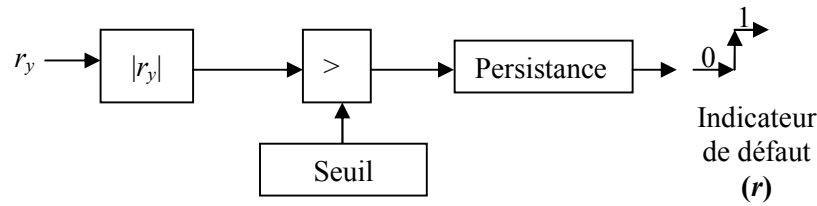
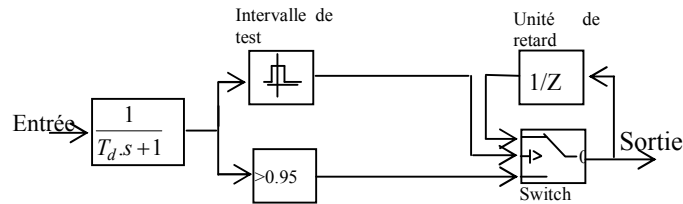


Figure 3. 9 Schéma block de détection de défaut.

Figure 3. 10 Bloc de persistance du défaut sous *Matlab/Simulink*.

III.3.3.3. Reconfiguration

En fonctionnement normal, le contrôle de la vitesse de la **GSAP** est assuré par le contrôleur **PI**. Cependant, en présence des incertitudes ou d'une perturbation externe telle qu'une panne ou un défaut, le bloc de reconfiguration active le passage du fonctionnement normal à la commande robuste **Backstepping** sans capteur de vitesse comme indiqué sur la Figure 3.4, où la vitesse mesurée est remplacée par celle observée par le **SMO**. La conception du contrôleur de **Backstepping** et du **SMO** est décrite par les sous-sections suivantes.

III.4. Résultats de simulation et d'expérimentation

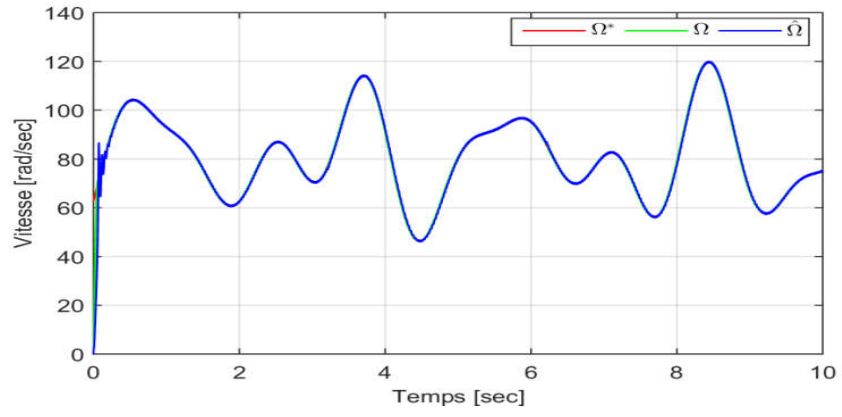
Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation par **SMO**, nous avons soumis notre système à des tests de simulation pour les paramètres de la machine et pour des valeurs de réglage de l'observateur. Des résultats expérimentaux viennent ensuite compléter et appuyer les résultats de simulation.

III.4.1. Test sous la variation du couple et de la vitesse (profil du vent)

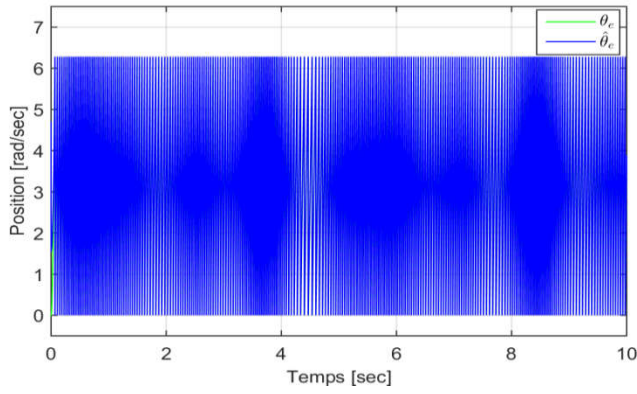
Pour illustrer les performances de l'observateur vis-à-vis des variations du couple de charge et de variation de vitesse de rotation de la machine (profil de vent), on effectue un démarrage à vide de la **GSAP**, puis on applique un échelon de couple de charge entre les intervalles de temps $t \in [3.2\text{sec}-6.2\text{sec}]$. La consigne de vitesse prend un profil de vent.

Dans ces tests et d'après les résultats obtenus, on remarque que l'observateur suit bien la vitesse mécanique mesurée par le capteur, à vide et en charge (Figure 3.11.a et 3.12.a), l'erreur d'estimation est très faible (oscille autour de zéro). De même, la position électrique est bien estimée (Figures 3.11.c et 3.12.c).

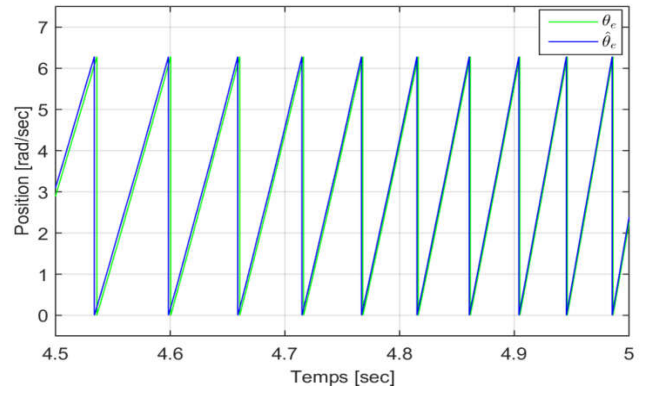
Les Figures (3.11.d)-(3.11.j) et (3.12.d)-(3.11.j) montrent respectivement les résultats de simulation et d'expérimentation relatifs à l'évolution temporelle des courants mesurés (α - β) et (d - q) pendant tout le cycle de fonctionnement de ce test. Nous pouvons constater que les estimations sont bien reconstruites par le **SMO** et l'influence de la charge est presque négligeable pour les différents régimes de fonctionnement de la **GSAP**.



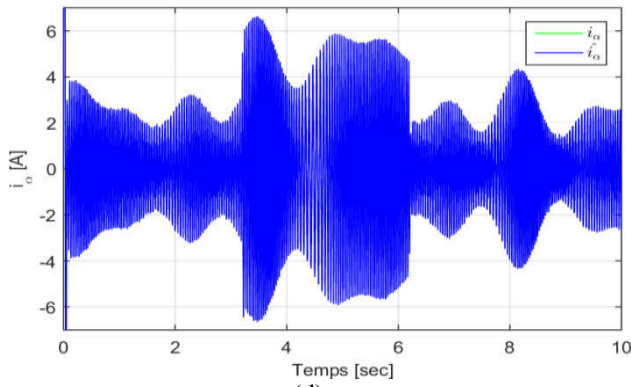
(a)



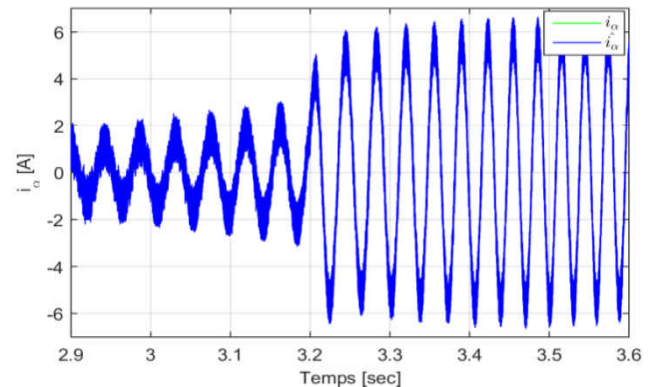
(b)



(c)



(d)



(e)

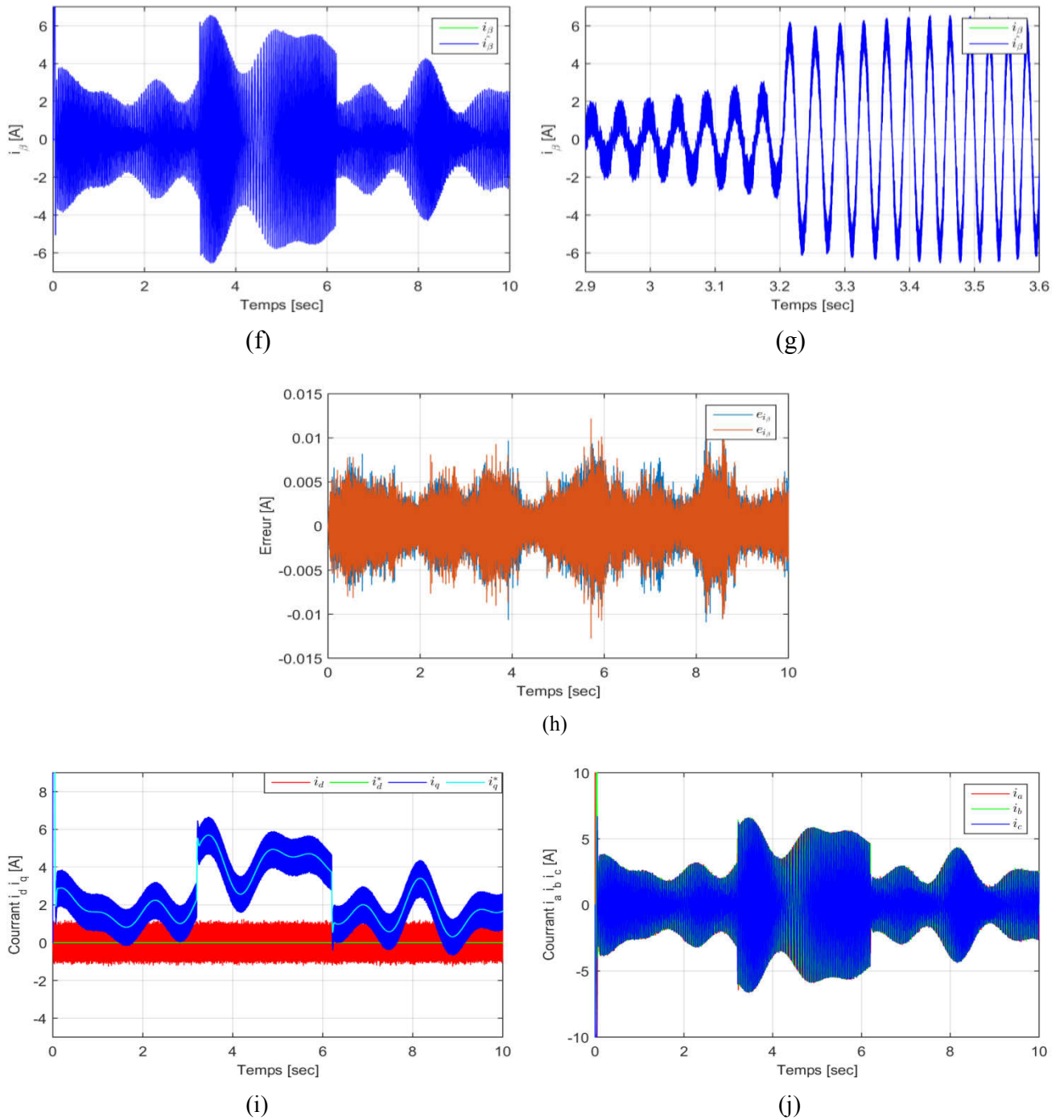
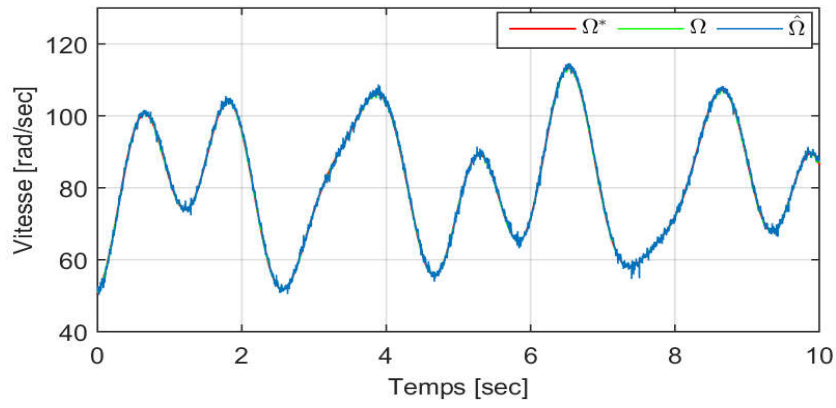
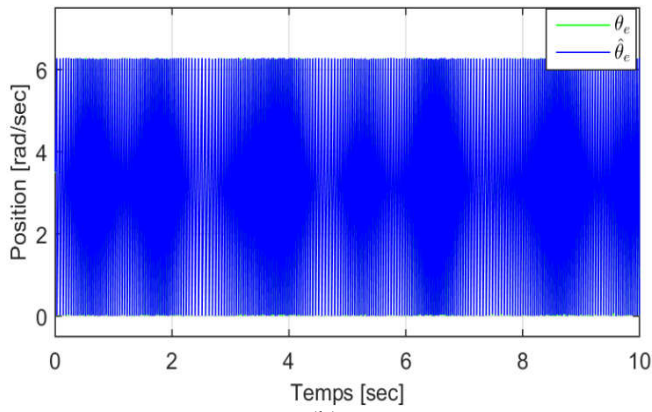


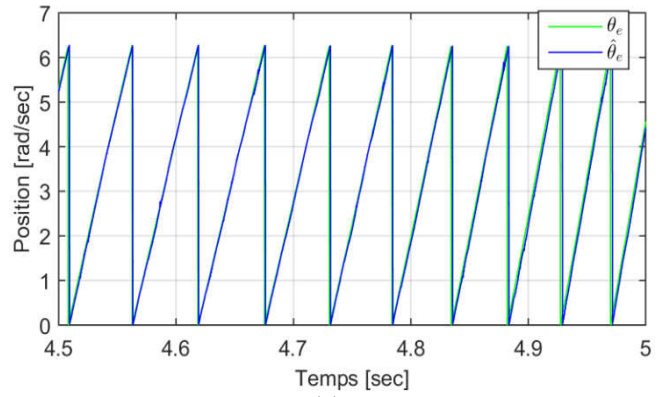
Figure 3. 11 Résultats de simulations: les performances de l'algorithme d'estimation par SMO:(a) vitesse mesurée et observée de la GSAP (b) position mesurée et observée, (c) zoom de position. (d) courant i_a mesuré et observer de la GSAP, (e) Zoom de i_a , (f) courant i_{β} mesuré et observer de la GSAP, (g) zoom de i_{β} , (h) erreur d'observation,(i) Courrant i_d, i_q , (j) courant triphasé.



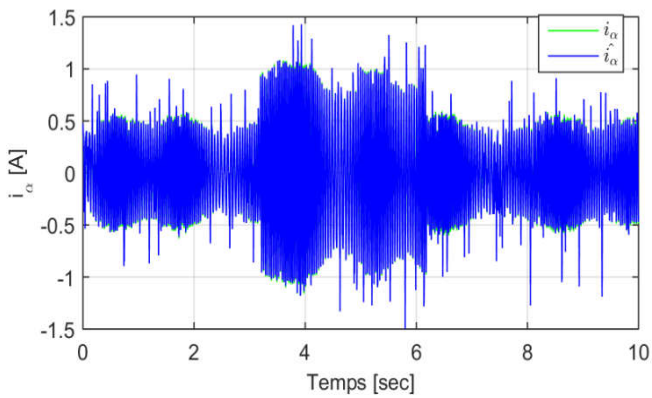
(a)



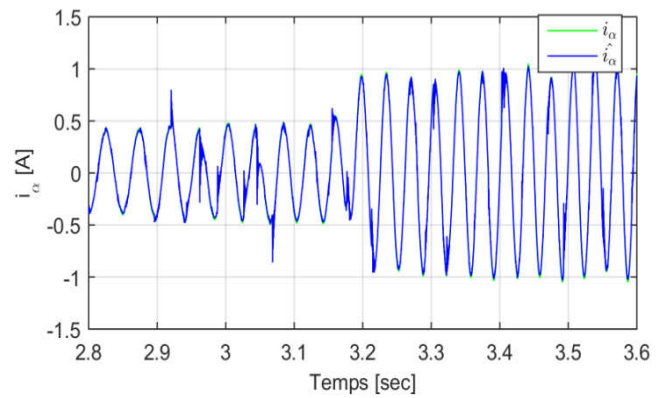
(b)



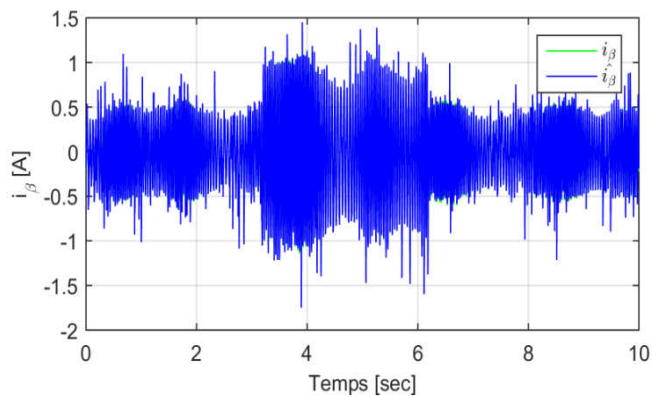
(c)



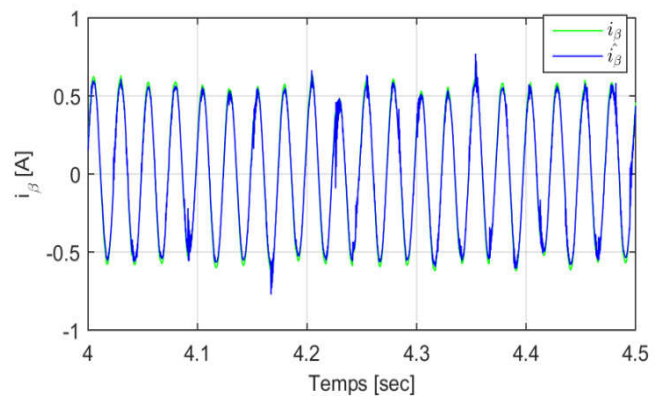
(d)



(e)



(f)



(g)

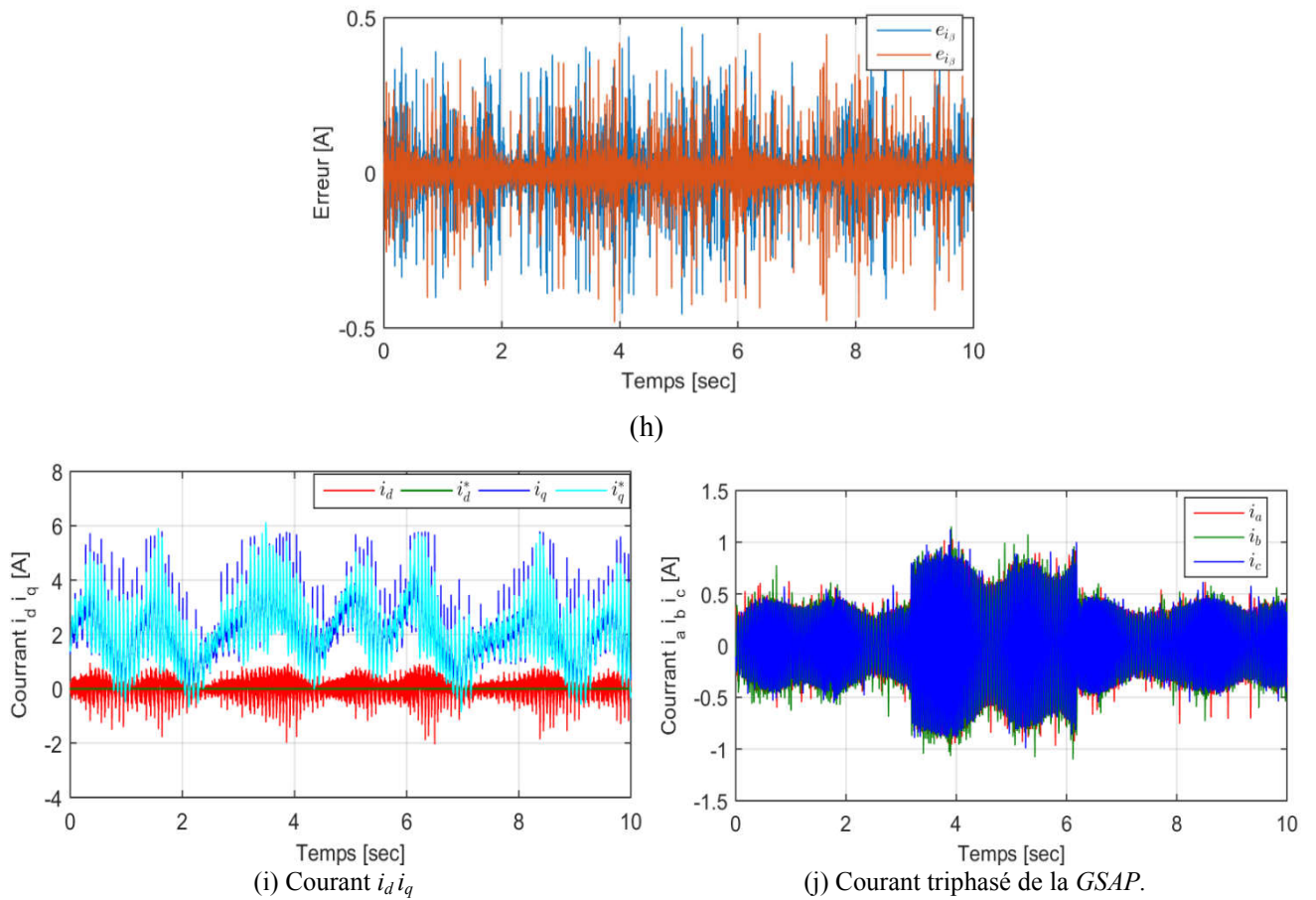


Figure 3. 12 Résultats expérimentaux: les performances de l'algorithme d'estimation par SMO (a) vitesse mesurée et observée de la GSAP (b) position mesurée et observé, (c) Zoom de position. (d) courant i_α mesuré et observé, (e) zoom, (f) courant i_β mesuré et observer, (g) zoom, (h) erreur d'observation des courant $i_{\alpha\beta}$, (i) Courant i_d, i_q , (j) courant triphasé de la GSAP.

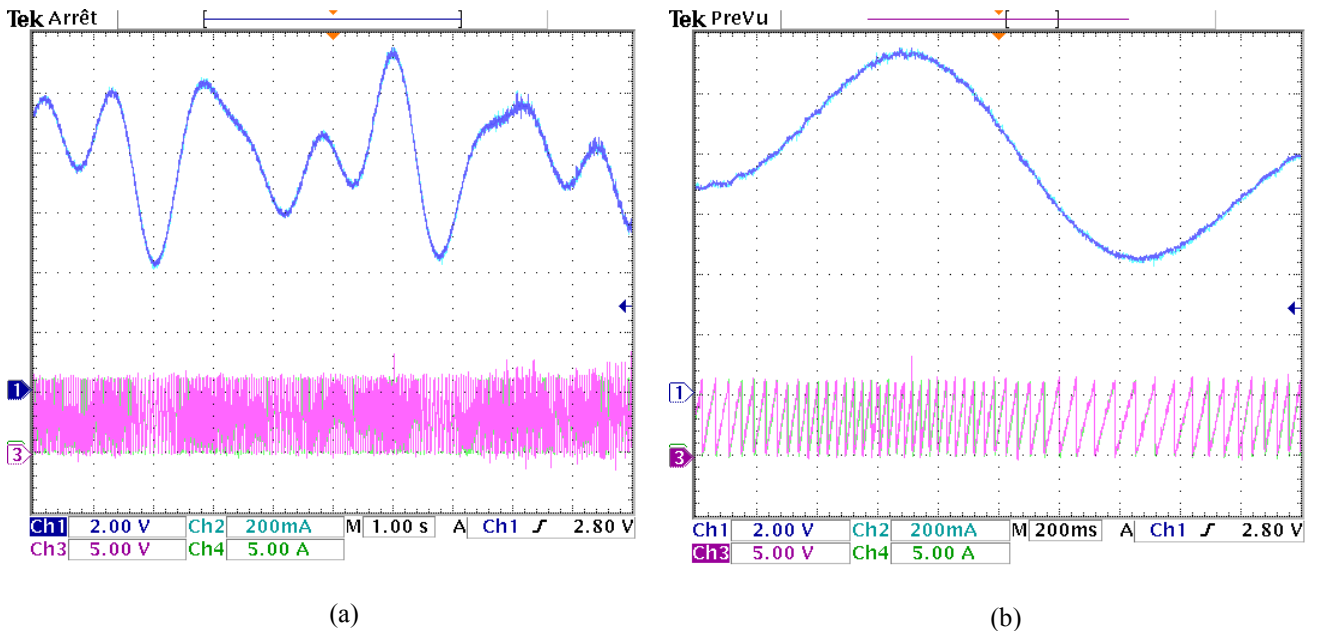
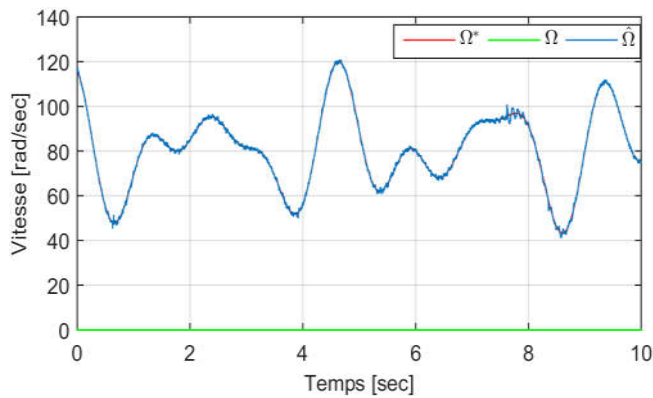


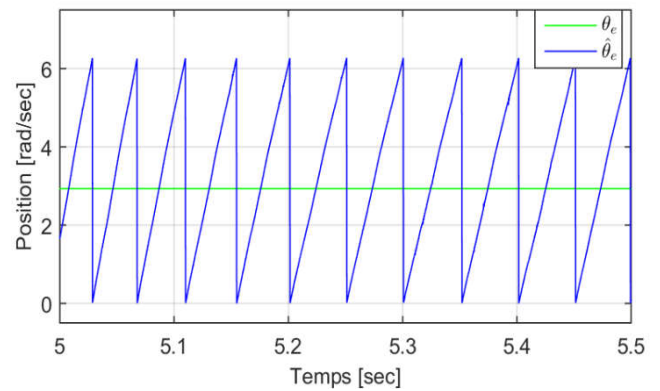
Figure 3. 13 Résultats expérimentaux: performances de vitesse mesurée et observé de la GSAP.
 Ch1(200tr.min⁻¹/ Div):vitesse mesurée Ch2(200tr.min⁻¹/Div): vitesse observée, Ch3(5rad.s⁻¹/Div):: position mesurée
 Ch4(5rad.s⁻¹/Div): position observée.

III.4.2. Commande sans capteur mécanique (*Backstepping-SMO*)

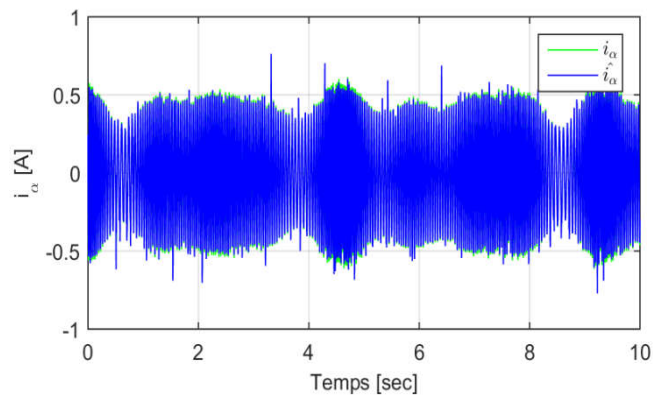
Dans cette section, nous présentons les résultats d'expérimentation relevés lors des tests effectués sur l'association de la commande robuste et d'observateur *SMO* présentés précédemment. Dans ce qui suit, les mêmes conditions de test précédent sont appliquées en expérimentation sans changer la consigne de vitesse et le moteur n'étant pas chargé. Nous remarquons que la réponse de la position estimée est satisfaisante. Les résultats expérimentaux de la Figure (3.14-3.15) montrent clairement que cet estimateur permet le pilotage de la machine sans capteur mécanique avec une bonne précision.



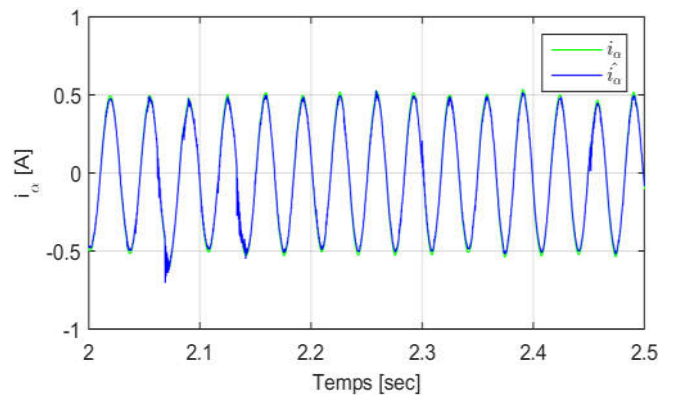
(a)



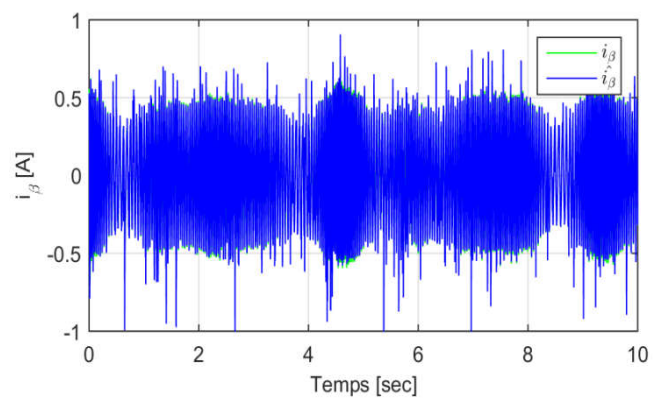
(b)



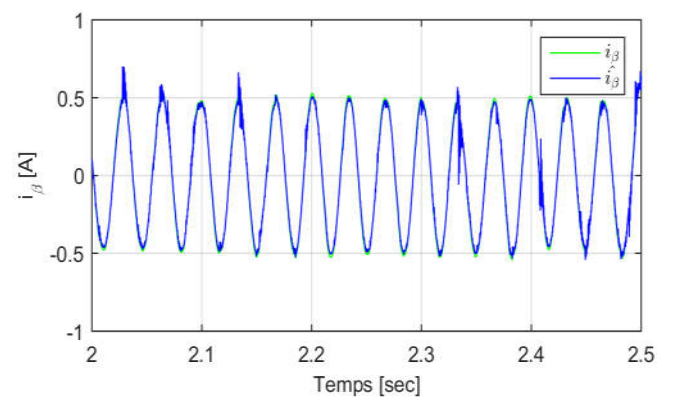
(c)



(d)



(e)



(f)

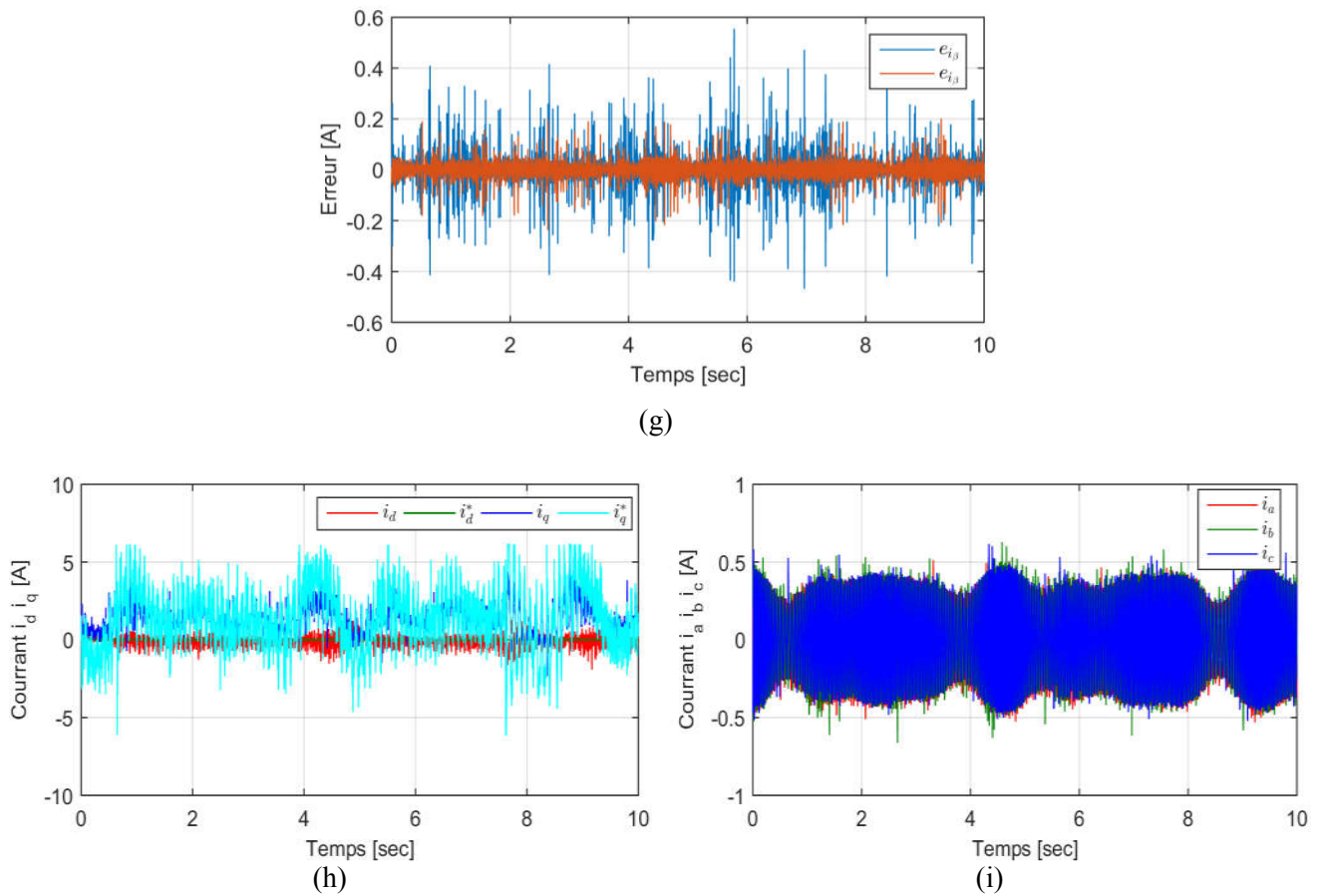


Figure 3. 14 Résultats expérimentaux: commande sans capteur mécanique de la GSAP (a) vitesse observée et référence (b) Zoom de position (c) courant i_α mesuré et observé de la GSAP, (d) zoom, (e) courant i_β mesuré et observé de la GSAP, (f) zoom, (g) erreur d'observation, (h) courant i_d, i_q , (i) courant triphasé.

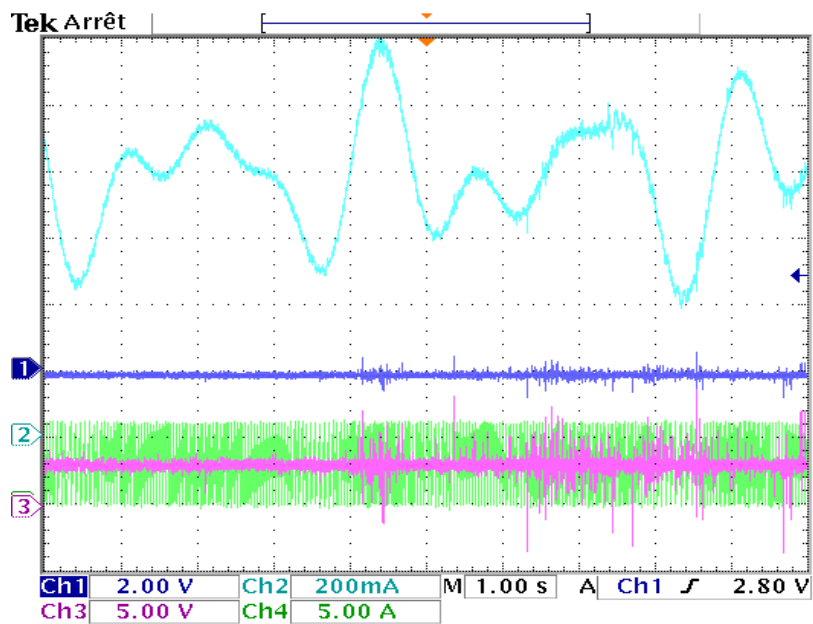


Figure 3. 15 Résultats expérimentaux: Commande sans capteur mécanique de la GSAP. Ch1(200tr.min⁻¹/Div): vitesse mesurée, Ch2(200tr.min⁻¹/Div): vitesse observée, Ch3(5rad.s⁻¹/Div): position mesurée Ch4(5rad.s⁻¹/Div): position observée.

III.4.3. Validation expérimentale de L'AFTC

La méthode de l'AFTC développée est validée en utilisant le banc d'essai présenté en chapitre I. Le capteur de position utilisé est un résolveur, les signaux issus du résolveur sont convertis en signal numérique à l'aide du convertisseur AD2S90. Le capteur est soumis au trois types de défauts: défaut exponentiel, défaut de décalage et échec total du résolveur.

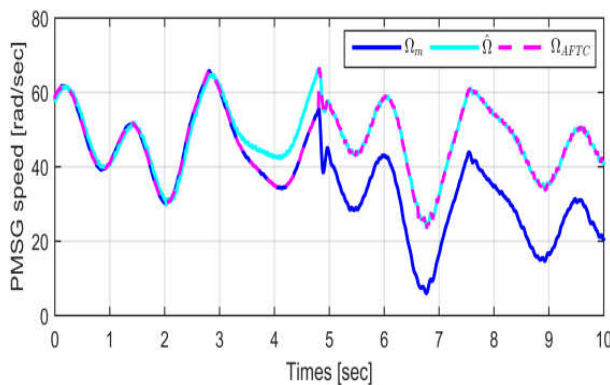
III.4.3.1. Défaut Exponentiel

Dans cette expérience, le type de défaut est un défaut exponentiel, qui émule un défaut progressif sur la mesure de la vitesse suivant le modèle donné ci-dessous:

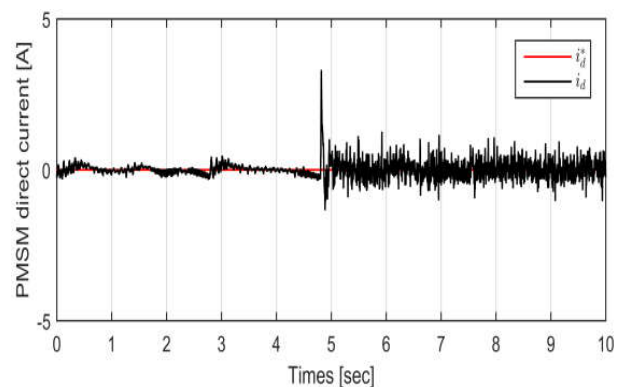
$$\Omega_m = \begin{cases} \Omega & t < t_{on} \\ \Omega(1 - \frac{1}{3}(1 - e^{(-15(t-t_{on}))})) & t > t_{on} \end{cases} \quad (3.24)$$

Où t_{on} est le temps d'activation du défaut, Ω_m est la vitesse angulaire mesurée par le capteur, Ω étant sa valeur réelle. La réponse en vitesse de la **GSAP** est représentée respectivement sur les Figure 3.16 (a) et 3.17 (acquisitions effectuées sur l'oscilloscope), où elle illustre la vitesse mesurée Ω_m , la vitesse observée $\hat{\Omega}$ et la vitesse de sortie de reconfiguration Ω_{AFTC} .

Avant l'apparition du défaut, le résidu est d'environ 0 comme indiqué sur la Figure 3.16 (c). Cependant, à $t = 3 \text{ sec}$, le résidu augmente progressivement et dépasse la valeur du seuil admise à $t = 4,8 \text{ sec}$. Ensuite, après un temps de retard de persistance (environ 0.1 sec), le signal d'indicateur de défaut varie de 0 à 1 comme il est montré sur la Figure 3.16 (b). Ce dernier active la commutation entre la commande avec capteur et sans capteur de vitesse. Les Figures 3.16 (d) et 3.16 (e) montrent que les réponses en courant direct et en quadrature de la **MSAP** sont bien contrôlées pendant la transition entre le contrôleur **PI** et le contrôleur non linéaire de type **Backstepping**. Enfin, les courants triphasés de la **GSAP** sont représentés sur la Figure 3.16 (f) qui ne sont pas affectés avant et après la reconfiguration.



(a)



(d)

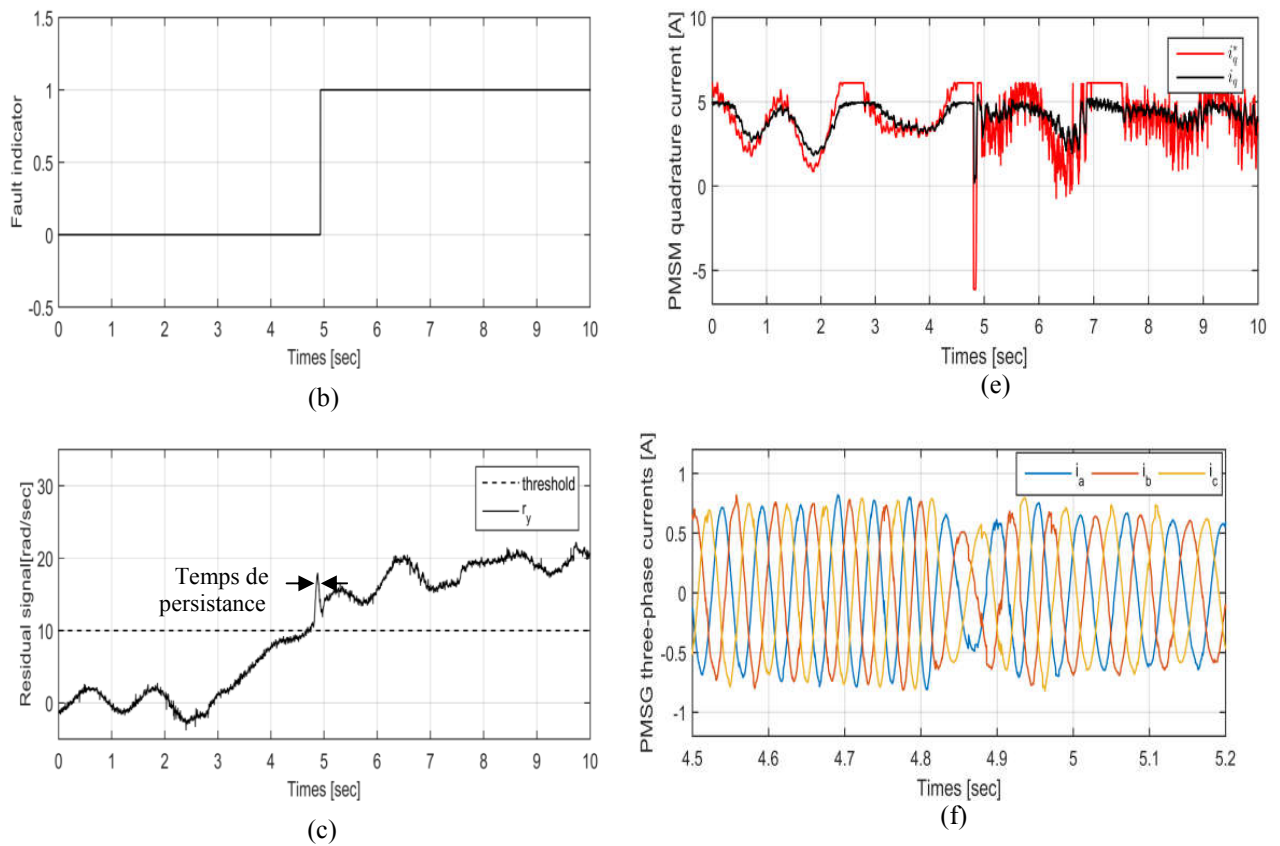


Figure 3. 16 Performances du système en cas de défaut du capteur de position (erreur exponentielle): (a) vitesse du GSAP. (b) le signal résiduel. (c) indicateur de défaut, (d) courant continu, (e) courant de quadrature, (f) courant triphasé.

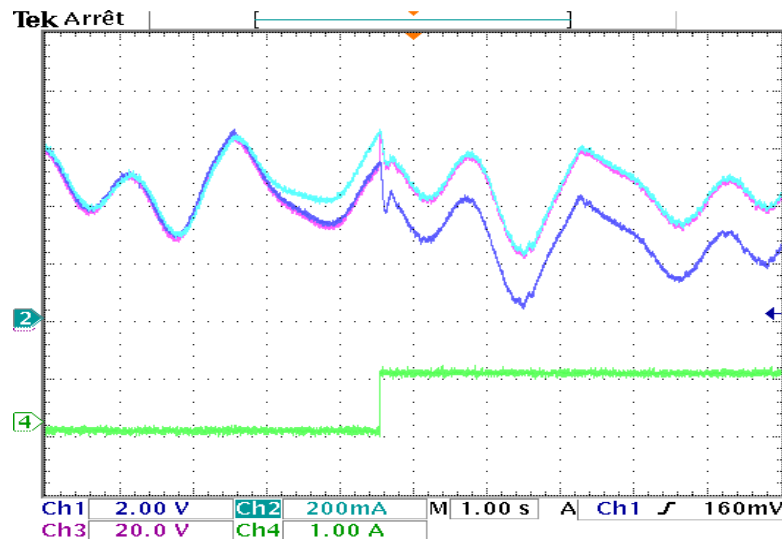


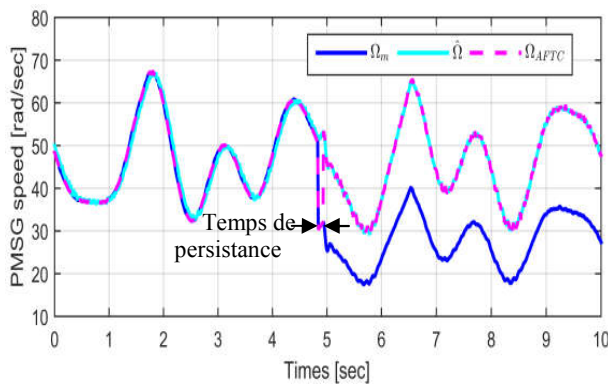
Figure 3. 17 Performances du système en cas de défaut du capteur de position (erreur exponentielle). Ch1 (200tr.min⁻¹/Div): vitesse mesurée, Ch2 (200tr.min⁻¹/Div): vitesse observée, Ch3 (200tr.min⁻¹/Div): vitesse de reconfiguration FTC, Ch4 (1/Div): indicateur de défaut.

III.4.3.2. Défaut de décalage (Offset)

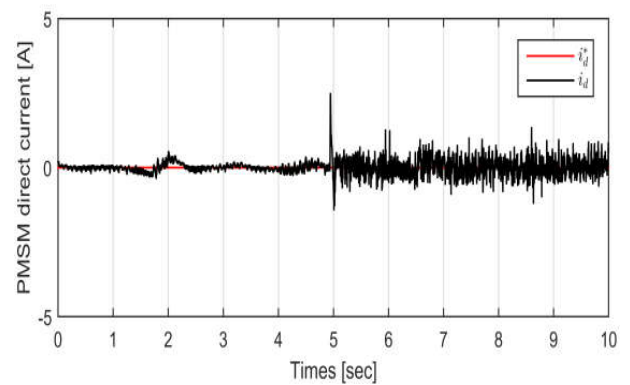
Le défaut constant du capteur est un défaut de décalage. Il est modélisé par un signal constant ajouté à la vitesse mesurée. La Figure 3.18 et la Figure 3.19 montrent l'évaluation du système de contrôle de vitesse

sous un défaut constant qui est appliqué à $t=4,85 \text{ sec}$, où Ω_m est la vitesse mesurée, $\hat{\Omega}$ est la vitesse observée et Ω_{AFTC} est la vitesse de sortie de reconfiguration qui est utilisée par la boucle de contrôle.

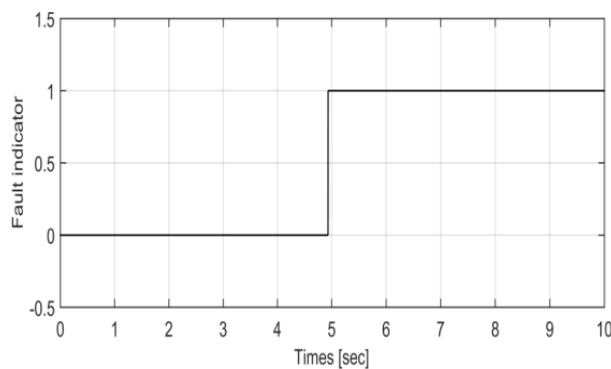
En fonctionnement normal, le signal résiduel est toujours inférieur à au seuil comme indiqué sur la Figure 3.18 (c). Cependant, lorsque le résidu dépasse la valeur du seuil, le défaut est détecté et le signal indicateur varie de 0 à 1 après un temps de retard de persistance (à $t=4,95 \text{ sec}$ exactement), comme il est illustré sur la Figure 3.18 (b). Le signal indicateur de défaut active la commutation entre le contrôleur *PI* (avec capteur de vitesse c.-à-d $\Omega_{AFTC} = \Omega_m$) et le contrôle robuste *Backstepping*-sans capteur ($\Omega_{AFTC} = \hat{\Omega}$). Les Figures 3.18 (d) et 3.18 (e) montrent les réponses du courant direct et en quadrature de la *MSAP* qui sont bien contrôlés pendant la transition entre le contrôleur *PI* et le *Backstepping*. Enfin, les courants triphasés de la *GSAP* sont représentés sur la Figure 3.18 (f), où ils ne sont pas affectés avant et après la reconfiguration.



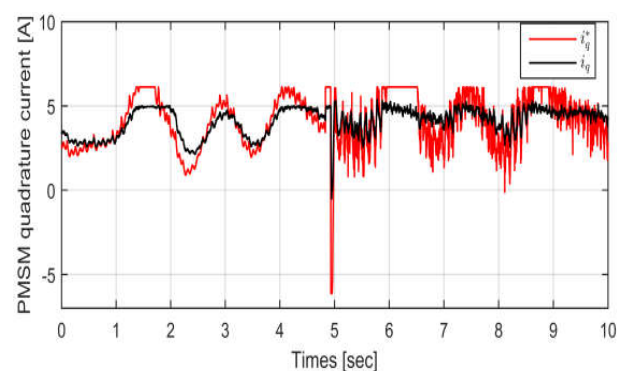
(a)



(d)



(b)



(e)

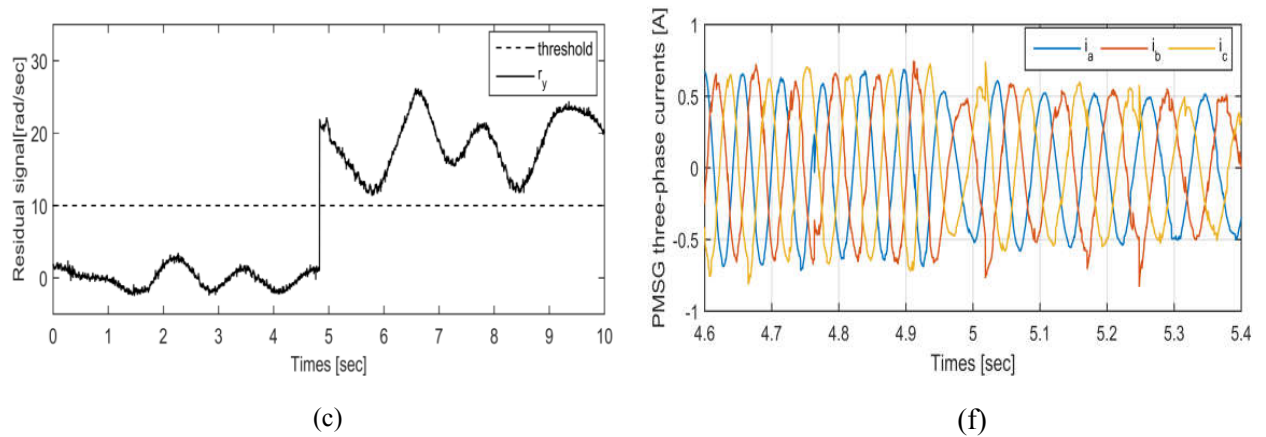


Figure 3. 18 Performances du système en cas de défaut du capteur de position (défaut de décalage): (a) vitesse de la GSAP. (b) le signal résiduel. (c) indicateur de défaut, (d) courant continu, (e) courant de quadrature, (f) courant triphasé.

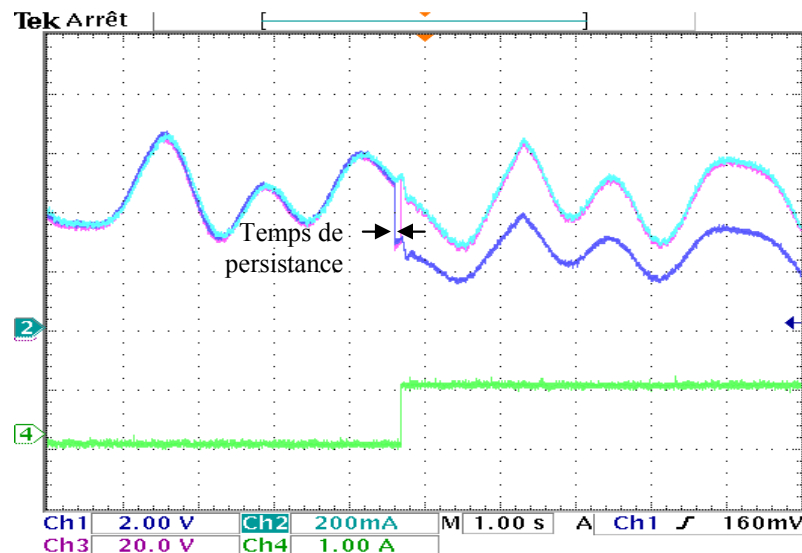


Figure 3. 19 Performances du système en cas de défaut du capteur de position (défaut de décalage) Ch1 (200tr.min⁻¹/Div): vitesse mesurée, Ch2 (200tr.min⁻¹/Div): vitesse observée, Ch3 (200tr.min⁻¹/Div): vitesse de reconfiguration FTC, Ch4 (1/Div): indicateur de défaut.

III.4.3.3. Échec total de l'enroulement du résolveur

Dans cette expérience, le capteur mécanique subit une défaillance totale. Avant l'apparition du défaut, le résidu est d'environ 0, comme le montrent les Figures 3.23 (a) et 3.24 où Ω_m , $\hat{\Omega}$ et Ω_{AFTC} sont respectivement la vitesse mesurée, observée et la vitesse utilisée par les contrôleurs. En fonctionnement normal, le signal résiduel est toujours inférieur au seuil comme indiqué sur la Figure 3.20 (c). Cependant, le défaut du capteur de vitesse se produit à $t = 4,8 \text{ sec}$, où le résidu dépasse la valeur du seuil, le signal indicateur varie de 0 à 1 après que le défaut persiste pendant le temps défini comme indiqué sur la Figure 3.20 (b), par conséquent, la commutation entre le contrôleur *PI* avec capteur et le *Backstepping* robuste sans capteur est activée. Les Figures 3.20 (d) et 3.20 (e) montrent les réponses du courant de la *MSAP* direct et en quadrature qui sont bien contrôlées pendant la transition entre le contrôleur *PI* et le *Backstepping*.

Enfin, les courants triphasés de la **GSAP** sont représentés sur la Figure 3.23 (f) où ils ne sont pas infectés avant et après la reconfiguration.

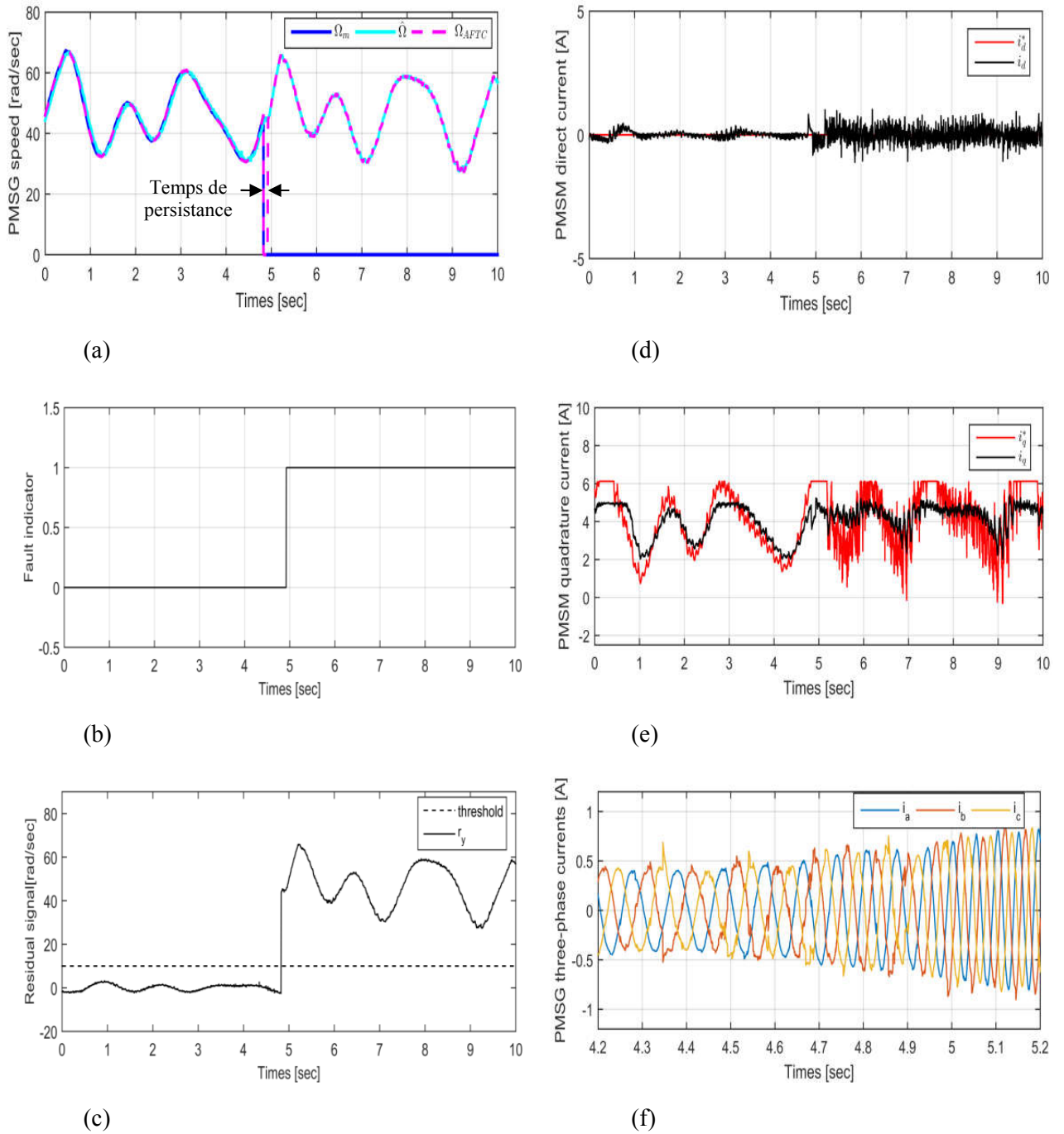


Figure 3. 20 Performances du système en cas de défaut du capteur de position (Échec total): (a) vitesse de la *GSAP*. (b) le signal résiduel. (c) indicateur de défaut, (d) courant continu, (e) courant de quadrature, (f) courant triphasé

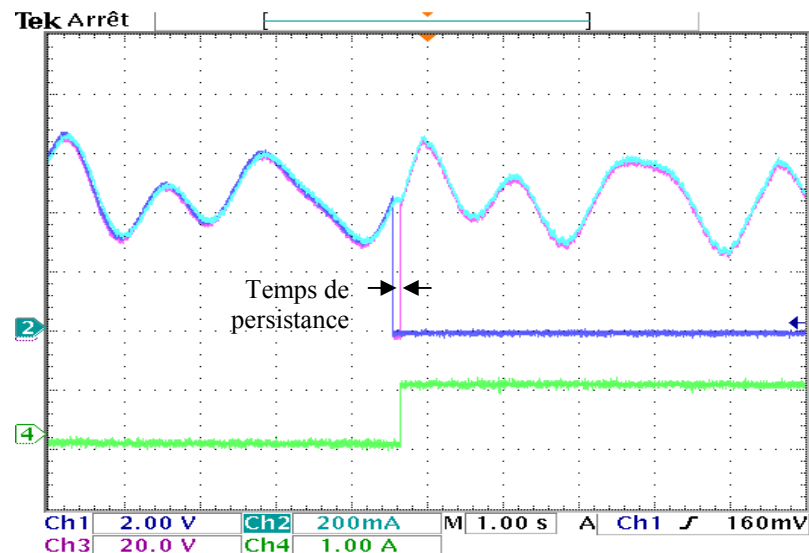


Figure 3. 21 Performances du système en cas de défaut du capteur de position (Échec total). Ch1 ($200\text{tr}\cdot\text{min}^{-1}/\text{Div}$): vitesse mesurée, Ch2 ($200\text{tr}\cdot\text{min}^{-1}/\text{Div}$): vitesse observée, Ch3 ($200\text{tr}\cdot\text{min}^{-1}/\text{Div}$): vitesse de reconfiguration FTC, Ch4 ($1/\text{Div}$): indicateur de défaut.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, les défauts sur le capteur de position ont été étudiés et une procédure de diagnostic a été proposée et validée pour améliorer la fiabilité et l'efficacité du système de conversion d'énergie éolienne, dans le but de garantir la continuité du service en cas de défaut du capteur de position. Le contrôle est basé sur l'hybride de deux contrôleurs: un contrôleur *PI* et un contrôleur basé sur l'approche *Backstepping* robuste associé à un observateur de mode de glissement non linéaire. L'*AFTC* hybride proposée est capable de garantir la continuité de production du *SCEE* en bonne transition en présence de toute défaillance du capteur de vitesse (défaut d'enroulement du résolveur total, défaut constant et défaut exponentiel) dans des conditions de vitesse variable comme en situation réelle des éoliennes. La méthode proposée a été testée avec succès en temps réel à l'aide de la plateforme *dSPACE 1104*. Les résultats expérimentaux obtenus confirment l'exactitude et l'efficacité de la méthode proposée. Enfin, pour améliorer encore l'efficacité et la fiabilité du *SCEE*, il sera intéressant de combiner l'*AFTC* proposée avec une procédure de diagnostic du défaut du capteur de courant de phase qui sera l'objectif du chapitre suivant.

Références bibliographiques

- [1] M. R. Gálvez Carrillo, J. Gyselinck, and M. Kinnaert, "Sensor fault diagnosis for wind-driven doubly-fed induction generators," 2011.
- [2] N. Talebi, M. A. Sadriani, and A. Darabi, "Dynamic response of wind energy conversion systems under various faults," *International Journal of Engineering Systems Modelling and Simulation*, vol. 7, no. 2, pp. 80–94, 2015.
- [3] Y.-M. Kim, "Data-driven modelling, control, and fault detection of wind turbine systems," *International Journal of System Control and Information Processing*, vol. 1, no. 3, pp. 298–318, 2014.
- [4] Z. Hameed, Y. S. Hong, Y. M. Cho, S. H. Ahn, and C. K. Song, "Condition monitoring and fault detection of wind turbines and related algorithms: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 13, no. 1, pp. 1–39, Jan. 2009.
- [5] D. U. Campos-Delgado, D. R. Espinoza-Trejo, and E. Palacios, "Fault-tolerant control in variable speed drives: a survey," *IET Electric Power Applications*, vol. 2, no. 2, pp. 121–134, 2008.
- [6] M. Cheng and Y. Zhu, "The state of the art of wind energy conversion systems and technologies: A review," *Energy Conversion and Management*, vol. 88, pp. 332–347, 2014.
- [7] C. S. Byington, M. Watson, D. Edwards, and P. Stoelting, "A model-based approach to prognostics and health management for flight control actuators," in *Aerospace Conference, 2004. Proceedings. 2004 IEEE*, 2004, vol. 6, pp. 3551–3562.
- [8] G. K. Fourlas, "An approach towards fault tolerant of model-based hybrid control systems," *International Journal of Applied Systemic Studies*, vol. 5, no. 3, pp. 199–214, 2014.
- [9] P. Sobański and T. Orłowska-Kowalska, "Detection of single and multiple IGBTs open-circuit faults in a field-oriented controlled induction motor drive," *Archives of Electrical Engineering*, vol. 66, no. 1, pp. 89–104, 2017.
- [10] D. Toumi, M. Boucherit, and M. Tadjine, "Observer-based fault diagnosis and field oriented fault tolerant control of induction motor with stator inter-turn fault," *Archives of Electrical Engineering*, vol. 61, no. 2, pp. 165–188, 2012.
- [11] M. Bourogaoui, H. B. A. Sethom, and I. S. Belkhdja, "Speed/position sensor fault tolerant control in adjustable speed drives—A review," *ISA transactions*, vol. 64, pp. 269–284, 2016.
- [12] H. Li, L. Qu, W. Qiao, and C. Wei, "Current and rotor position sensor fault detection and isolation for permanent magnet synchronous generators in wind applications," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2017 IEEE*, 2017, pp. 2810–2815.
- [13] A. Akrad, M. Hilairret, and D. Diallo, "Design of a Fault-Tolerant Controller Based on Observers for a PMSM Drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1416–1427, 2011.

- [14] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze, M. Staroswiecki, and J. Schröder, *Diagnosis and fault-tolerant control*, vol. 2. Springer, 2006.
- [15] R. Iserman, “Fault diagnosis systems,” *An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance*. NY: Springer-Verlag, 2006.
- [16] J. Gertler, “Fault detection and diagnosis in engineering systems,” CRC, Virginia, USA, 1998.
- [17] S. X. Ding, *Model-based fault diagnosis techniques: design schemes, algorithms, and tools*. Springer Science & Business Media, 2008.
- [18] S. Dash and V. Venkatasubramanian, “Challenges in the industrial applications of fault diagnostic systems,” *Computers & chemical engineering*, vol. 24, no. 2–7, pp. 785–791, 2000.
- [19] R. Zemouri, “Contribution à la surveillance des systèmes de production à l’aide des réseaux de neurones dynamiques: Application à la e-maintenance,” PhD Thesis, Université de Franche-Comté, 2003.
- [20] G. Zwingelstein, *Diagnostic des défaillances: théorie et pratique pour les systèmes industriels*. Hermès, 1995.
- [21] Z. L. Cherfi, “Diagnostic de systèmes complexes en contextes non supervisé et partiellement supervisé. Application au circuit de voie ferroviaire,” PhD Thesis, Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2011.
- [22] P. Vas, *Sensorless vector and direct torque control*. Oxford Univ. Press, 1998.
- [23] S. Chi, L. Xu, and Z. Zhang, “Sliding mode sensorless control of PM synchronous motor for direct-driven washing machines,” in *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, 2006, vol. 2, pp. 873–879.
- [24] A. Raisemche, M. Boukhniifer, C. Larouci, and D. Diallo, “Two active fault-tolerant control schemes of induction-motor drive in EV or HEV,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 1, pp. 19–29, 2014.
- [25] K. Rothenhagen and F. W. Fuchs, “Current sensor fault detection, identification, and reconfiguration for doubly fed induction generators,” in *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*, 2007, pp. 1115–1120.

Reconstruction, isolation et correction des défauts des capteurs de courant dans les éoliennes sur la base d'un *SMO*

Sommaire

IV.1.	Introduction	96
IV.2.	Défaut de capteur de courant.....	98
IV.2.1.	Mesure du courant.....	98
IV.2.2.	Technologie de capteur basée sur l'effet Hall.....	98
IV.3.	Modélisation de défaut	100
IV.4.	Observateur à mode de glissement pour la détection du défaut	101
IV.4.1.	Reformulation du Problème	102
IV.4.2.	Modèle augmenté de la <i>GSAP</i>	103
IV.4.3.	Structure de l'observateur à mode de glissement.....	104
IV.4.4.	Formulation et analyse de stabilité de l'observateurs à mode glissant	105
IV.4.5.	Procédure de synthèse pour la matrice P et G_I	107
IV.4.6.	Reconstruction de défaut de capteur.....	108
IV.4.7.	Reconfiguration et correction de défaut de capteur.....	110
IV.4.8.	Validation expérimentale	111
IV.4.8.1.	Reconstruction et correction de défaut du capteur de courant de type décalage (Offset).....	111
IV.4.8.2.	Reconstruction et correction du défaut du capteur de courant de type gain.....	112
IV.5.	Conclusion.....	112

IV.1. Introduction

La commande basée sur la boucle fermée, dans un système éolien, est l'élément clés pour obtenir un fonctionnement à vitesse variable avec de hautes performances dynamiques, garantissant l'extraction de maximum de puissance à partir du vent. Par conséquent, les capteurs représentent des éléments indispensables pour obtenir des informations sur des variables importantes pour le calcul des commandes, (mesure des courants et tensions de phase, position de rotor, tension du bus continu...etc.). En effet, les capteurs doivent fournir une information précise sur les grandeurs mesurées afin de garantir les meilleures performances pour le système. Cependant, les capteurs de courant, qui sont des dispositifs principaux employés dans la commande des boucles internes, peuvent être exposés aux différents défauts. Toutefois, un défaut de capteur du courant offre une image erronée du courant mesuré. Cette information infidèle dégrade forcément les performances du système et peut engendrer des instabilités de fonctionnement ainsi que des endommagements des équipements.

Ainsi, les défauts de capteurs de courant doivent être détectés le plus vite possible dans le but d'effectuer une reconfiguration précoce du système, ou de réaliser un contrôle tolérant au défaut actif. En l'occurrence, la détection précoce, la localisation et l'analyse des défauts jouent un rôle extrêmement important pour un fonctionnement fiable, assurent par conséquent une continuité de service du système; ceci aidera à éviter les défaillances. Dans ce contexte, certaines méthodes de *FDI* des défauts de capteurs ont été proposées dans plusieurs travaux de recherche. En général, ces approches sont appliquées pour des systèmes non linéaires. Cependant, les méthodes dédiées pour la *FDI* des capteurs de courant dans les systèmes éoliens basés sur les *GSAP* ainsi que le contrôle tolérant aux défauts de capteur de courants n'ont pas été largement développées.

Parmi les méthodes proposées dans la littérature technique, celles qui utilisent des résidus pour diagnostiquer l'apparition des défauts de capteur dans les *MSAP*. Ces approches basées sur l'emploi d'observateurs exploitent la redondance analytique et utilisent un modèle mathématique du système, en générant des signaux résiduels. Dans [1], [2] et [3] un observateur adaptatif est utilisé. Par contre, le filtre de Kalman étendu (*EKF*) est employé dans [4] et [5]. Un observateur basé sur la théorie du mode de glissement est développé dans [6]. Les techniques de génération des résidus ont été démontrées et développées dans [7] [7] et [8]. Notons que les résidus sont les erreurs entre les sorties du système et les sorties de l'observateur. Les signatures des défauts sont fournies par une comparaison des résidus par un seuil. Dans ce cas, les seuils doivent être choisis préalablement pour améliorer la détectabilité du mécanisme de détection du défaut. Dans [9], les auteurs proposent une méthode adaptative pour obtenir des seuils appropriés. Néanmoins, ces méthodes présentent des inconvénients dans le cas du contrôle tolérant aux défauts, où l'information erronée issue du capteur invalide est remplacée systématiquement par celle observée (dans la plupart des cas, il ne dépasse pas un capteur), et d'autre part, le contrôle dépend des performances de l'observateur et de sa robustesse contre les variations paramétriques. Dans [10], les auteurs proposent une approche simple pour le diagnostic des défauts de capteur du courant dans les variateurs *GSAP* dédiés aux systèmes *SCEE*. Cette approche est basée sur un calcul algébrique en utilisant uniquement la mesure des trois courants de phase.

Par la suite, la redondance de la mesure avec un troisième capteur du courant est utilisée en remplaçant le capteur défaillant afin d'obtenir une tolérance au défaut d'un seul capteur.

Les auteurs des articles [11] et [12] examinent théoriquement l'application d'un observateur à base du mode glissant pour pallier les problèmes de la détection et de l'isolement des défauts dans les systèmes non linéaires. Ces avantages résident dans l'application du concept d'injection de sortie équivalente pour reconstituer quantitativement les signaux de défaut.

Parmi les avantages de la méthode présentée dans les travaux [11] et [12], qui estime quantitativement le défaut de capteur du courant de phase des **GSAP** dans le **SCEE**. L'apparence du défaut de capteur peut être, non seulement, figurée clairement, mais aussi des informations plus spécifiques du défaut peuvent être obtenues. Il devient alors la base pour l'adoption des mesures concernées visant à éliminer l'effet du défaut sur la **GSAP**. De plus, le défaut du capteur est corrigé par un contrôle tolérant aux défauts des capteurs.

Dans le présent chapitre, la méthode proposée est une technique de reconstruction des défauts à base d'un observateur à mode de glissement qui utilise uniquement les mesures des entrées/sorties disponibles et impliquées dans le système tout en ne nécessitant aucun matériel additionnel. Par ailleurs, les techniques à base du mode de glissement sont connues par leur robustesse vis à vis des incertitudes et offrent un grand potentiel pour la détection et l'isolation robuste des défauts [13]. En revanche, la méthode de synthèse est initialement formulée aux cas des défauts de capteur, ce qui nécessite un filtrage de la sortie du système. Ainsi, la sortie filtrée est alors considérée comme étant une sortie d'un système représenté dans l'espace d'état augmenté dans lequel le défaut de capteur de courant prend l'apparence d'un défaut d'actionneur. La méthode utilise également des concepts sous une formulation de type **LMI** [14], de faire en sorte que l'effet des incertitudes sur la reconstruction des défauts soit minimisé. En outre, un fonctionnement tolérant au défaut via une correction en temps réel des défauts de capteur est proposé.

La contribution principale de ce travail consiste à:

1. développer et calculer un observateur à base du mode de glissement, en assurant la stabilité et la robustesse de l'observateur par une conception de type **LMI**. Ces développements ont pour but d'améliorer la détectabilité initiale des défauts de capteur dans les générateurs synchrones **GSAP**,
2. réaliser un fonctionnement tolérant aux défauts de capteurs par une correction des défauts de capteurs en temps réel,
3. évaluer la méthode proposée expérimentalement sur un banc d'essai, à base d'un émulateur éolien à base de **GSAP**.

Ce chapitre est organisé comme suit: une modélisation des défauts à l'origine capteurs de courant est étendue dans la section suivante. la section IV.3 commence par un état de l'art sur les observateurs à mode de glissement, puis en exposant la formulation du problème et la conception théorique de la méthode proposée. La validation expérimentale de la méthode proposée est détaillée dans la section IV.4 avec une analyse des résultats obtenus. On finira par une conclusion globale, présentée dans la section IV.5.

IV.2. Défaut de capteur de courant

IV.2.1. Mesure du courant

Différents types de technologies sont utilisés pour mesurer le courant et la tension dans les applications du système d'alimentation. Afin d'avoir une idée sur l'origine des défauts dans les capteurs de courant, nous expliquerons plus en détail la technologie du capteur qui utilise l'effet Hall. Ce type de capteur est utilisé dans [9] et la détection de défaut du capteur de courant est effectuée.

IV.2.2. Technologie de capteur basée sur l'effet Hall

La technologie du capteur, basée sur l'effet Hall pour la mesure des courants et des tensions, se compose d'un circuit magnétique, une sonde de Hall et un circuit électronique pour amplifier la sortie de la sonde Hall.

- **Circuit magnétique**

Le circuit magnétique est constitué d'un noyau de matériau à haute perméabilité traversé par un conducteur porteur. Le noyau est fait du matériau stratifié afin de diminuer les pertes par courants de Foucault et Hystérésis. À titre d'exemple, considérons le circuit magnétique comme un noyau toroïdal comme illustré à la figure 6.8 (a). Dans ce cas particulier, comme présenté dans [15], un enroulement secondaire de n tours est présent. Une telle configuration est communément appelée transformateur de courant ou *CT*.

Le courant primaire produit un champ magnétique qui crée une force électromotrice (*fém*), et du courant apparaît sur l'enroulement secondaire, qui tente d'annuler le champ magnétique d'origine. A condition que la résistance secondaire soit nulle, le courant secondaire annule le champ magnétique et c'est exactement le courant primaire divisé par n . Le circuit secondaire peut être connecté à un dispositif de détection de courant ou de puissance à faible résistance. Cependant, la résistance secondaire n'est jamais nulle et le couplage magnétique n'est jamais parfait. Considérons maintenant un écart dans le chemin magnétique. Dans cet espace, une sonde de Hall peut être placée, comme c'est illustré à la figure 6.8 (b).

- **Dispositif Hall**

L'effet Hall, découvert par Edwin H. Hall en 1897, est une conséquence de la loi de la force de Lorentz [16]. Cette loi stipule qu'une densité de flux magnétique B affectant une charge q se déplaçant à une vitesse v produira une force F orthogonale à la fois à B et v . La sonde à effet Hall est constituée d'un conducteur plat régulier ou semi-conducteur avec deux paires d'électrodes orthogonales l'une par rapport à l'autre, comme illustré à la figure 6.9 (a). Les matériaux semi-conducteurs tels que l'arséniure d'indium (*InAs*) sont favorisés par les fabricants commerciaux en raison de leur coefficient de sensibilité combiné à basse température ($<0,1\% / C$), de leur faible résistance et de leur sensibilité relativement bonne.

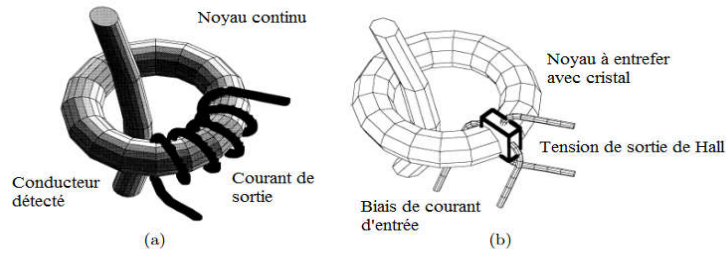


Figure 4. 1 (a) Un transformateur de courant idéal [14]. (b) Mesure à l'aide d'une sonde Hall [14].

Quand un champ magnétique H , où $B = \mu H$ avec B la densité du flux magnétique et μ la perméabilité du matériau, est appliqué perpendiculairement sur sa surface, la charge libre qui circule le long de l'axe des x suite à un champ électrique E_x sera déviée vers l'axe des tensions y ou Hall. Puisque l'axe y est en boucle ouverte, une accumulation de charge est créée le long de cet axe, produisant un champ électrique E_y . La tension aux bornes de l'axe y est l'intégrale de ce champ électrique le long de l'axe y .

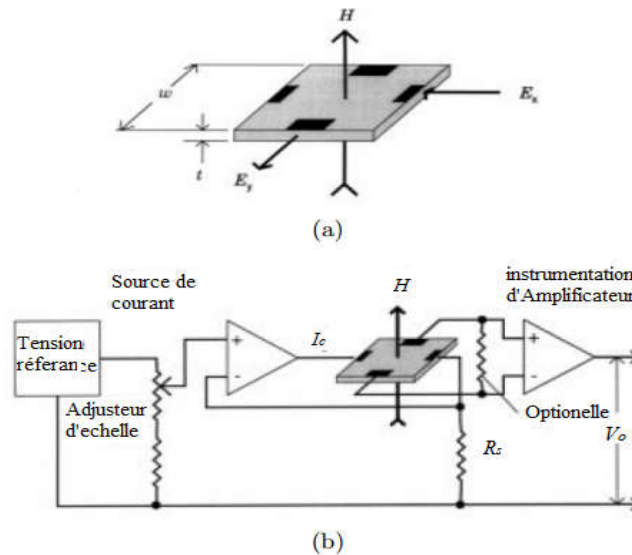


Figure 4. 2 (a) Sonde à effet Hall [15]. (b) Schéma d'un gaussmètre à effet Hall [15].

- **Circuit électrique**

La tension de Hall est de quelques millivolts et l'amplification est toujours nécessaire. Un schéma d'un capteur de Hall est représenté sur la Figure 4.2 (b). La tension de Hall peut être conditionnée et amplifiée par tout amplificateur différentiel à haute impédance d'entrée ($> 1k\Omega$). Un amplificateur d'instrumentation de précision est un bon choix car il possède une impédance d'entrée adéquate, son gain peut être déterminé par une résistance stable et la résistance de compensation de décalage d'amplificateur peut être utilisée pour annuler le décalage d'origine du dispositif Hall.

La précision et la linéarité peuvent être améliorées en mode boucle fermée. Dans ce cas particulier, un enroulement de contre-réaction est ajouté au noyau magnétique et piloté par un servo amplificateur [15]. La force électromotrice du dispositif Hall est utilisée pour piloter le variateur jusqu'à ce que le champ

magnétique soit nul. Ceci est illustré sur la Figure 4.3 pour mesurer le courant. Il est à noter que pour la mesure du courant, le courant secondaire I_S est proportionnel au courant primaire I_P . Le courant I_S peut être passé à travers une résistance de mesure R_M telle que la tension V_M à travers cette résistance soit proportionnelle au courant primaire I_P .

Jusqu'à présent, les différents éléments du capteur pour la mesure du courant ont été présentés. Chaque composant utilisé dans le processus de mesure peut être sujet à des erreurs (erreur d'étalonnage) qui affectent le gain et le décalage de sa caractéristique entrée/sortie. Pour notre cas particulier, tel qu'il est présenté dans les lignes ci-dessus, un mauvais étalonnage peut apparaître à cause de la saturation magnétique, du décalage dans le dispositif Hall, de la dérive de température dans le gain et le décalage de l'amplificateur. De plus, dans le convertisseur analogique-numérique, des changements de gain peuvent se produire en raison d'erreurs de quantification (voir [17] et chapitre 10 de [18] pour des informations plus détaillées). Enfin, un mauvais étalonnage peut être causé par le vieillissement des composants, l'endommagement ou l'abus du capteur. Dans ce qui suit toute erreur, qui entraîne une variation du gain et du décalage résultant de la cascade des composants, supérieure à un seuil spécifié sera considérée comme un défaut de capteur. Ensuite, la modélisation du défaut est présentée.

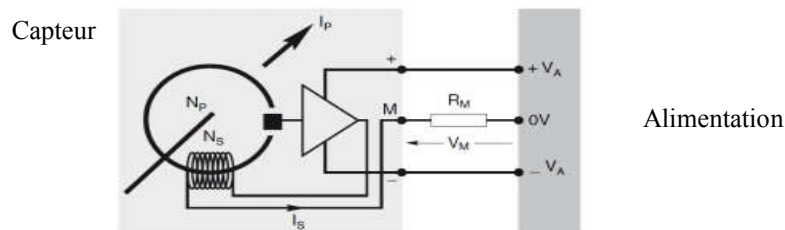


Figure 4. 3 Schéma du capteur à effet Hall en boucle fermée pour la mesure de courant

IV.3. Modélisation de défaut

En introduction, il est indiqué qu'on se concentre sur la détection et l'isolation des défauts de capteurs dans une *GSAP* contrôlée par le vent, en particulier les défauts affectant la mesure des signaux électriques (courants et tensions). Dans les lignes suivantes, nous allons présenter les hypothèses et les modèles pour les défauts de capteur.

Avant d'entrer dans les détails de la modélisation des défauts du capteur, les hypothèses suivantes sont considérées:

- les courants ou tensions à mesurer constituent un système de signaux triphasé équilibré. Cela signifie que tous les signaux ont la même fréquence et la même amplitude et sont décalés de $2\pi/3$ l'un par rapport à l'autre,
- deux capteurs sont disponibles pour le système de signaux triphasé équilibré.

- selon [19], différents types de défauts peuvent affecter les capteurs des signaux triphasés dans les machines à induction. Néanmoins, ils peuvent être classés en deux types de défauts: additifs et multiplicatifs.

(a). Défauts Additifs

Les principaux exemples de défauts additifs englobent l'apparition de mesures biaisées et déviées. Les changements dans les propriétés (moyenne, variance) du bruit du capteur peuvent également être considérés comme des défauts additifs.

La présence d'un défaut additif dans un système de signaux triphasé équilibré peut être modélisé comme suit:

$$y_{abc}^m(k) = y_{abc}(k) + v(k) + f(k) \quad (4.1)$$

où $y_{abc}^m(k) = [y_a^m(k), y_b^m(k), y_c^m(k)]^T$ et $y_{abc}(k) = [y_a(k), y_b(k), y_c(k)]^T$ sont les signaux réels triphasés mesurés, et $v(k)$ est une séquence gaussienne du bruit blanc avec covariance R_v .

Le vecteur $f(k) = [f_a(k), f_b(k), f_c(k)]^T$ est le vecteur des défauts additifs. On considère qu'un défaut additif est produit sur le $i^{ème}$ capteur, pour $i \in \{a, b, c\}$.

(b). Défauts Multiplicatifs

Les variations du gain d'un capteur peuvent être considérées comme des fautes multiplicatives. On peut inclure dans ce type de défauts la situation où le gain du capteur est nul ce qui équivaut à un circuit ouvert.

En présence d'un défaut multiplicatif, les signaux mesurés $y_{abc}^m(k)$ et les signaux réels $y_{abc}(k)$ sont liés par:

$$y_{abc}^m(k) = \varepsilon(k)y_{abc}(k) + v(k) \quad (4.2)$$

Dans l'expression (4.2), la matrice $\varepsilon(k) = \text{diag}\{\varepsilon_a(k), \varepsilon_b(k), \varepsilon_c(k)\}$ contient les gains des capteurs. On considère qu'un défaut multiplicatif est présent dans le $i^{ème}$ capteur, pour $i \in \{a, b, c\}$, quand $\varepsilon_i(k) \neq 1$.

La présence d'un défaut multiplicatif peut être réécrite en utilisant une formalisation de défaut additif comme suit:

$$y_{abc}^m(k) = y_{abc}(k) + v(k) + \underbrace{(\varepsilon(k) - I_3)y_{abc}(k)}_{f(k)} \quad (4.3)$$

IV.4. Observateur à mode de glissement pour la détection du défaut

L'objectif principal d'un observateur est d'estimer les états non mesurables du système en utilisant les sorties et les entrées mesurées du système. Il s'agit essentiellement d'une réplique mathématique du système, où l'entrée du système est injectée dans l'observateur et sa sortie est comparée à la sortie du système. La différence entre la sortie du système et la sortie de l'observateur, appelée erreur d'estimation de la sortie. Elle est ensuite réinjectée en tant que terme correctif, de sorte que les états d'observateurs

convergeront vers les états du système. La théorie de l'observateur d'état a tout d'abord été introduite par **Kalman** et **Bucy** pour un système linéaire dans un environnement stochastique (Filtre **de Kalman-Bucy**) [20][21]. Puis **Luenberger** a fait une théorie générale des observateurs pour les systèmes linéaires déterministes, introduisant notamment les notions d'observateur réduit et d'observateur minimal [22] [23]. Les observateurs linéaires ont donné lieu à des travaux récents, allant vers une généralisation toujours plus poussée [24][25]. Pour les systèmes non linéaires, le filtre de **Kalman** étendu [26] reste très utilisé malgré les résultats importants obtenus récemment pour les observateurs non linéaires à grand gain [20]. Cependant, en présence des signaux inconnus, une problématique très importante est celle de la robustesse des observateurs.

L'observateur à mode glissant [27] qui renvoie l'erreur d'estimation de sortie via un terme de commutation non linéaire, fournit une solution intéressante à cette question. Si l'on connaît une limite sur l'amplitude des perturbations, l'observateur en mode glissant peut forcer l'erreur d'estimation de sortie à converger vers zéro en temps fini (par opposition à l'observateur linéaire qui ne converge que de manière asymptotique). Au cours du mouvement de glissement, l'injection d'erreur de sortie est appelée l'injection équivalente (analogue à la commande équivalente) qui contient des informations sur les signaux inconnus, en ajustant de manière appropriée l'injection d'erreur de sortie équivalente. On peut par conséquent obtenir une estimation précise des signaux inconnus. Le premier observateur à mode de glissement dans la littérature a été introduit dans [28]. **Walcott** et **Zak** [29] ont amélioré cette conception en incluant un terme de rétroaction linéaire de sorte que la couche limite peut être agrandie. **Edwards** et **Spurgeon** [27] ont modifié la surface de glissement de l'observateur de **Walcott-Zak** et ont présenté une méthode de conception numérique systématique pour l'observateur. De plus, le travail de [27] a identifié des conditions nécessaires et suffisantes pour l'existence de l'observateur en fonction des matrices du système original et donc de la classe des systèmes pour lesquels l'observateur est réalisable.

En modélisant les défauts en tant que signaux inconnus, des observateurs à mode glissant peuvent être utilisés pour reconstruire, détecter et isoler les défauts dans les systèmes comme les actionneurs [14]. Les premiers travaux en termes de reconstruction des défauts, en utilisant des observateurs en mode glissant, ont été rapportés par **Edwards** et al [12]. Pour les défauts de capteurs, l'idée est de reformuler le problème dans un scénario de reconstruction d'erreur d'actionneur de sorte que la même procédure de conception peut être utilisée [30]. Cette reformulation du problème est réalisée en augmentant le système d'origine avec des versions filtrées des capteurs surveillés. Le concept de reconstruction des défauts des capteurs permettra de détecter toutes légères déviations dans les mesures des capteurs, qui sont difficiles à détecter à l'aide d'autres méthodes.

IV.4.1. Reformulation du Problème

Avant de traiter les défauts des capteurs de phase dans le générateur **GSAP**, étant donné que les sorties doivent être considérées, il est tout à fait logique d'effectuer une reformulation du modèle d'états (α - β) de la **GSAP** pour que les sorties apparaissent comme composantes d'états du système [27]. En utilisant un filtre de transformation, ce qui augmente l'état du système et le défaut d'origine du capteur apparaît comme un défaut

d'actionneur. Ensuite, un observateur en mode glissant sera développé afin de reconstruire les défauts des capteurs.

IV.4.2. Modèle augmenté de la GSAP

Le modèle dynamique dans le repère $(\alpha-\beta)$ lié au rotor d'une **GSAP** montée en surface peut être exprimé comme suit:

$$\frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_\alpha}i_\alpha + \frac{1}{L_\alpha}u_\alpha + \frac{1}{L_\alpha}e_\alpha \quad (4.4)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_\beta}i_\beta + \frac{1}{L_\beta}u_\beta - \frac{1}{L_\beta}e_\beta \quad (4.5)$$

$$e_\alpha = -\varphi_f w_e \sin(\theta_e) \quad (4.6)$$

$$e_\beta = \varphi_f w_e \cos(\theta_e) \quad (4.7)$$

Les variables (i_α, i_β) et (u_α, u_β) dans le repère fixe $(\alpha-\beta)$ sont obtenues par la transformation de Concordia des signaux électriques triphasés mesurés (i_a, i_b, i_c) et (u_a, u_b, u_c) de la **GSAP** et L_s est l'inductance stator où $L_s = L_\alpha = L_\beta$.

On considère les défauts sur les capteurs de courants (les sorties), les équations (4.4) et (4.5) peuvent être exprimées comme suit:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + D\xi(t) \quad (4.8)$$

$$y(t) = Cx(t) + Nf_s(x, u, t) \quad (4.9)$$

où:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_\alpha} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_\beta} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\alpha} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\beta} \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_\alpha} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_\beta} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad N = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$x = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad \xi = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad y = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad f_s = \begin{bmatrix} f_{s\alpha} \\ f_{s\beta} \end{bmatrix}$$

f_s est le vecteur des défauts du capteur, l'objectif est de transformer le problème afin que la méthode puisse être employée pour reconstruire $f_s(t)$. Considérons un nouveau vecteur d'état z qui est une version filtrée de y satisfaisant l'expression suivante:

$$\dot{z}(t) = -A_f z(t) + A_f y(t) \quad (4.10)$$

Où A_f est une matrice constante qui représente le paramètre du filtre de sortie et y étant la sortie.

On Remplaçant (4.9) dans (4.10), il en résulte:

$$\dot{z}(t) = -A_f z(t) + A_f C x(t) + A_f N f_s(x, u, t) \quad (4.11)$$

Ensuite, les équations (4.8) et (4.11) peuvent être combinées pour obtenir le système augmenté suivant:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{z} \\ \dot{x}_s \end{bmatrix}}_{\dot{x}_s} = \underbrace{\begin{bmatrix} A & 0 \\ A_f C & -A_f \end{bmatrix}}_{A_s} \underbrace{\begin{bmatrix} x \\ z \end{bmatrix}}_{x_s} + \underbrace{\begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_s} u + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ A_f N \end{bmatrix}}_{N_s} f_s + \underbrace{\begin{bmatrix} D \\ 0 \end{bmatrix}}_{D_s} \zeta \quad (4.12)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y \\ z \end{bmatrix}}_{y_s} = \underbrace{\begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}}_{C_s} \underbrace{\begin{bmatrix} x \\ z \end{bmatrix}}_{x_s} \quad (4.13)$$

Par conséquent, à la suite de cette transformation, le système est augmenté et le problème de défaut initial d'origine du capteur est devenu un problème de défaut d'actionneur. Le modèle de défaut augmenté correspondant est donné comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{x}_s(t) &= A_s x_s(t) + B_s u(t) + N_s f_s(x, u, t) + D_s \zeta(t) \\ y_s(t) &= C_s x_s(t) \end{aligned} \quad (4.14)$$

Où $x \in R^n$ sont les états, $y \in R^p$ sont les sorties mesurées et $u \in R^m$ sont les entrées mesurées, le signal $f_s \in R_q$ est le défaut agissant sur le système où $q < p$. Ce défaut est inconnu mais il est considéré limité comme suit:

$$f_s(t) < \alpha \quad (4.15)$$

Où α est connu. Supposons sans perte de généralité que les matrices C_s et N_s sont de rang complet. L'objectif est de reconstituer le défaut $f_s(t)$ en utilisant les signaux mesurés $u(t)$ et $y_s(t)$. En effet, un observateur à mode glissant est utilisé pour cette tâche.

IV.4.3. Structure de l'observateur à mode de glissement

L'observateur à mode glissant pour le système (4.14) peut être conçu comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_s &= A_s \hat{x}_s(t) + B_s u(t) + G_n v + D_s \zeta(t) \\ \hat{y}_s &= C_s \hat{x}_s(t) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Où (\hat{x}, \hat{y}) sont les estimations de (x, y) , et v est un terme discontinu non linéaire. Définir $e_x(t) = \hat{x}_s(t) - x_s(t)$ et $e_y(t) = \hat{y}_s(t) - y_s(t)$ comme erreur d'estimation d'état et de sortie respectivement.

Le terme v est défini comme :

$$v = \begin{cases} \rho \frac{e_y}{|e_y|} & \text{si } e_y \neq 0 \\ 0 & \text{si } e_y = 0 \end{cases} \quad (4.17)$$

Où ρ est un scalaire réel positif. Le terme v a été conçu pour commuter de façon discontinue autour du surface de glissement $S=\{e: C_s e_s=0\}$ dans le but de faire converger les trajectoires de $e_s(t)$ vers S . G_n est une matrice des paramètres de l'observateur à synthétiser.

La formulation (4.15) nécessite généralement de grandes valeurs de ρ afin d'assurer un glissement pour une erreur d'estimation initiale large comme il est discuté en [28]. D'un point de vu pratique, cela peut causer des difficultés. Un compromis est habituellement nécessaire entre l'exigence d'un grand ρ pour assurer un mode de glissement et sa réduction pour empêcher des broutements "chattering" excessifs (tout en assurant encore le glissement). Pour cette raison, d'une part, la fonction v est modifiée comme dans (4.16) de telle sorte que la partie discontinue soit lissée, ou $\sigma \ll 1$.

$$v = \begin{cases} \rho \frac{e_y}{|e_y| + \sigma} & \text{si } e_y \neq 0 \\ 0 & \text{si } e_y = 0 \end{cases} \quad (4.18)$$

D'autre part, il est préférable d'inclure un terme d'injection d'erreur de sortie linéaire. La formulation (4.15) devient:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_s &= A_s \hat{x}_s(t) + B_s u(t) - G_l (C_s \hat{x}_s - y_s) + G_n v + D_s \xi(t) \\ \hat{y}_s &= C_s \hat{x}_s(t) \end{aligned} \quad (4.19)$$

Où le gain linéaire G_l doit être choisi pour améliorer la taille de glissement et garantir la robustesse. En effet, les propriétés de convergence des erreurs d'estimation de l'état global sont prouvées par la suite.

IV.4.4. Formulation et analyse de stabilité de l'observateur à mode glissant

L'objectif est de garantir la convergence de l'erreur d'estimation $e_s = \hat{x}_s - x_s$, vers la surface de glissement ($S = 0$) en temps fini. Il est alors évident de montrer d'après les équations (4.14) et (4.18) que:

$$\dot{e}_s(t) = A_0 e_s(t) + G_n \cdot v - N_s f_s(x, u, t) \quad (4.20)$$

$$\text{où: } A_0 = A_s - G_l C_s$$

Selon [26], les conditions nécessaires et suffisantes pour l'existence d'un mode de glissement stable sur la surface de glissement $S=\{e: C_s e_s=0\}$, qui sont indépendantes de ξ :

- (1) $\text{rank}(CD)=q$,
- (2) tout zéro invariant de (A, B, C) se trouve dans le demi-plan gauche.

La section suivante considère la conception des matrices G_l et G_n de sorte qu'un mouvement de glissement a lieu sur S . On suppose que les conditions 1 et 2 sont satisfaites en mettant en œuvre un nouveau concept qui exploite les degrés de liberté disponibles. Premièrement, il est supposé que:

$$G_n = \begin{bmatrix} -L_0 \\ I \end{bmatrix} P_0^{-1} \quad (4.21)$$

où $L_0 \in \mathbb{R}^{(n-p) \times p}$ et $P_0 = P_0^T$ sont des matrices à synthétiser.

Proposition 1: S'il existe une matrice G_l et une matrice Lyapunov définie symétrique positive P , qui satisfait:

$$PA_0 + A_0^T P < 0 \quad (4.22)$$

avec la structure:

$$P = \begin{bmatrix} P_1 & P_1 L_0 \\ L^T P_1 & P_0 + L_0^T P_1 L_0 \end{bmatrix} > 0 \quad (4.23)$$

où $P_1 \in \mathbb{R}^{(n-p) \times (n-p)}$ et $P_2 \in \mathbb{R}^{p \times p}$, et $\rho \geq \|P_0 C_s N_s\| \alpha + \eta_0$ avec $\eta_0 > 0$, alors le système d'erreur de l'équation (4.20) est stable de façon quadratique.

Preuve: Considérons une fonction positive de Lyapunov

$$V = e^T P e \quad (4.24)$$

où P est donnée dans (4.23). En Différenciant (4.24) par rapport au temps, il vient:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{e}^T P e + e^T P \dot{e} \\ &= e^T (PA_0 + A_0^T P)e + 2e^T P G_n v - 2e^T P N_s f_s \end{aligned} \quad (4.25)$$

Sur la base de la définition de P , G_n et N_s (voir les expressions (4.23), (4.21) et (4.12), respectivement), il est facile de prouver que:

$$P G_n = C_s^T \text{ and } P N_s = C_s^T P_0 C_s N_s \quad (4.26)$$

En utilisant (4.22) et (4.26), \dot{V} devient:

$$\dot{V} \leq 2e^T C_s^T v - 2e^T C_s^T P_0 C_s N_s f_s$$

En se basant sur l'expression de v donnée en (4.17) et en utilisant la limite de f_s dans (4.15), on écrit:

$$\begin{aligned} \dot{V} &< 2\rho \|e_y\| - 2e_y^T C_s^T P_0 C_s N_s f_s \\ &< -2\|e_y\|(\rho - \|P_0 C_s N_s\| \alpha) \\ &\leq -2\eta_0 \|e_y\| \\ &< 0 \quad \text{for } e \neq 0 \end{aligned}$$

Ce qui prouve que l'erreur d'estimation d'état est stable de manière quadratique. \square

Corollaire: Un mouvement de glissement idéal a lieu dans l'hyper plan dans l'espace d'erreur d'estimation d'état:

$$S = \{e_s : C_s e_s = 0\}$$

en temps fini. De plus, la dynamique de glissement est donnée par la matrice du système: $A_0 = A_s - G_l C_s$

Le corollaire précédent est prouvé dans [17]. La section suivante se concentre sur les méthodes de conception pour synthétiser le gain G_l et la matrice de Lyapunov P , pour A_0 , possédant la structure donnée dans (4.23).

IV.4.5. Procédure de synthèse pour la matrice P et G_l

Dans cette partie, les matrices P et G_l doivent être choisies pour satisfaire l'inégalité matricielle (4.21), où P possède la structure (4.23). Une méthode de conception pour atteindre cet objectif peut être résumée comme suit [14]:

Minimisons (P^{-1}) sous l'inégalité suivante:

$$PA_0 + A_0^T P - C_s^T V^{-1} C_s + PWP < 0 \quad P > 0 \quad (4.27)$$

où les matrices de pondération W et V sont supposées être symétriques définies positives et P possède la structure donnée en (4.23). La justification de l'inégalité matricielle (4.24) sera donnée dans la suite. En substituant A_0 , l'inégalité (4.24) s'écrit:

$$A^T P + PA - (YC_s)^T - YC_s + PWP - YVY^T < 0 \quad (4.28)$$

où $Y = PG_l$. En utilisant des manipulations matricielles standards, l'inégalité (4.28) est identique à l'expression suivante:

$$A^T P + PA + (Y^T - V^{-1} C_s)^T V (Y^T - V^{-1} C_s) - C_s^T V^{-1} C_s + PWP < 0 \quad (4.29)$$

En utilisant l'inégalité (4.29), une condition nécessaire et suffisante pour préserver (4.25) ou P doit satisfaire aux inégalités suivantes:

$$PA + A^T P - C_s^T V^{-1} C_s + PWP < 0 \quad P > 0 \quad (4.30)$$

par le choix:

$$Y^T = V^{-1} C_s \quad (4.31)$$

On élimine le troisième terme dans (4.29). Le problème considéré ici est de minimiser la trace (P^{-1}) soumise à P satisfaisant l'inégalité (4.30), le gain d'observateur G_l peut alors être calculé directement comme:

$$G_l = P^{-1} C_s^T V^{-1} \quad (4.32)$$

En utilisant le complément de **Schur**, l'inégalité matricielle dans (4.22) est équivalente à:

$$\begin{bmatrix} PA_0 + A_0^T - C_s^T V^{-1} C & P \\ P & -W^{-1} \end{bmatrix} < 0 \quad (4.33)$$

Si $X \in \mathbb{R}^{n \times n}$ est symétrique et définie positive, alors (en utilisant le complément de Schur), l'inégalité matricielle linéaire (LMI):

$$\begin{bmatrix} -P & I \\ I & -X \end{bmatrix} < 0 \quad (4.34)$$

est équivalente à $X > P^{-1}$, qui minimise la trace (P^{-1}) sous (4.22) qui est équivalent à minimiser la trace de (X) sous les **LMIs** (4.24), (4.26). En écrivant P de (4.21) comme :

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{12}^T & P_{22} \end{bmatrix} > 0 \quad (4.35)$$

Où $P_{11} \in \mathbb{R}^{(n-p) \times (n-p)}$, $P_{22} \in \mathbb{R}^{p \times p}$ et $P_{12} := [P_{121} \ 0]$ avec $P_{121} \in \mathbb{R}^{(n-p) \times (p-q)}$.

$$P_1 = P_{11} \quad (4.36)$$

$$L_0 = P_{11}^{-1} P_{121} \quad (4.37)$$

$$P_0 = P_{22} - P_{12}^T P_{11}^{-1} P_{12} \quad (4.38)$$

On minimise "trace (X)" en respectant les variables P_{11} , P_{121} , P_{22} et X sous les formulations *LMIs* données dans (4.33), (4.34) et (4.35). La Toolbox *LMI* [32] du logiciel *MATLAB* est utilisée pour synthétiser numériquement P et X qui confère les valeurs pour P_{11} , P_{121} , P_{22} et X . Par la suite, les paramètres de l'observateur sont obtenus: L_0 de (4.37), P_0 de (4.38), G_l de (4.32) et G_n de (4.21).

IV.4.6. Reconstruction de défaut de capteur

On suppose que l'observateur du mode glissant décrit dans la section précédente est conçu et que le mode de glissement est obtenu, alors $e_s=0$ et les équations (4.19) deviennent:

$$0 = 0 + G_n \cdot v - N_s f_s(x, u, t) \quad (4.39)$$

et par la suite on pourrait conclure que:

$$N_s f_s(x, u, t) = v_{eq} \quad (4.40)$$

Dans l'équation précédente, v_{eq} est le terme d'injection d'erreur de sortie équivalent (qui est l'analogue naturel du concept de la commande équivalente) nécessaire pour maintenir un mode de glissement.

Le signal v_{eq} 'reproduit' le défaut $f_s(t, x, u)$ (avec un petit retard dû au filtre passe-bas utilisé pour obtenir v_{eq}). Notez que le terme v n'a pas été conçu avec une connaissance à priori de $f_s(t, x, u)$, sauf qu'il est borné. Puisque N_s est supposé être rang complet, le signal de défaut reconstruit peut être estimé comme:

$$\hat{f}_s(x, u, t) \approx v_{eq} \quad (4.41)$$

Le schéma de reconstruction du défaut du capteur utilisant une méthode d'observateur augmenté est illustré sur la Figure 4.4.

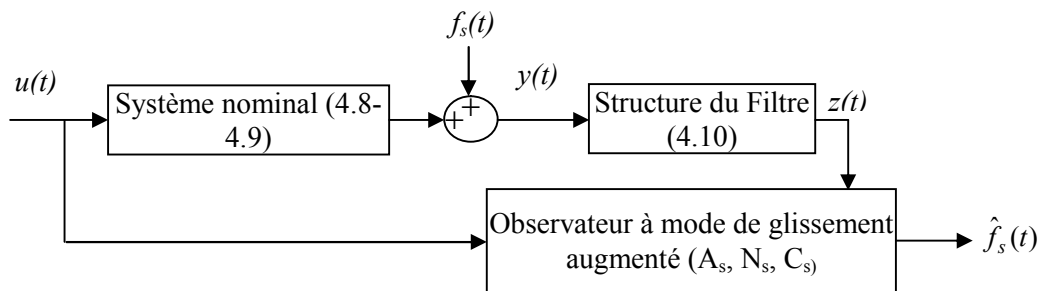


Figure 4. 4 Schéma du système de reconstruction de défaut du capteur.

A partir de (4.41), le signal $\hat{f}_s(\hat{f}_\alpha, \hat{f}_\beta)$ peut être construit mais cette conception ne fournit pas d'informations précises sur les états des phases "a" ou "b". Pour cette raison, on construit un algorithme

logique, dédié à la transformation des signaux d'erreur (α - β) en signaux de défauts de phase. Ainsi, les défauts du capteur de courant de phase seront reconstruits.

Généralement, pour les moteurs électriques, seuls deux capteurs de phase sont utilisés, cela repose sur des considérations de coût et sur le fait que les trois courants de phase font une somme de vecteur nul dans une connexion en étoile sans neutre. Ainsi, dans le contrôle réel des systèmes **GSAP**, les deux courants de phases de stator i_a et i_b sont mesurés par des capteurs de courant et le troisième courant de phase est calculé à partir de la formule: $i_a+i_b+i_c=0$.

Une transformation linéaire (3/2) de "Clarke" est appliquée pour transformer le système de coordonnées triphasé (abc) en système de coordonnées (α - β) biphasé, l'équation de transformation est la suivante:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Où i_0 est appelé courant d'axe zéro. L'axe zéro est vertical à la fois à l'axes α et β , et donc il n'aura aucune influence sur les axes α et β . Sachant que $i_c=-(i_a+i_b)$, la transformation peut être simplifiée comme suit:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

A partir de (4.43), les effets des courants du stator d'axes (α - β) sont liés aux erreurs des sorties des capteurs de phases a et b par:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha + f_\alpha \\ i_\beta + f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a + f_a \\ i_b + f_b \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Où f_a et f_b sont les défauts du capteur de courant de phase a et b respectivement.

A partir des équations, (4.43) et (4.44), le défaut du capteur de courant f_a et f_b sont:

$$\hat{f}_a = \sqrt{\frac{2}{3}} \hat{f}_\alpha \quad (4.45)$$

$$\hat{f}_b = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{f}_\beta - \sqrt{\frac{1}{6}} \hat{f}_\alpha \quad (4.46)$$

A partir de (4.45) et (4.46), les signaux des défauts de capteurs \hat{f}_a et \hat{f}_b peuvent être isolés (découplés) facilement comme le montre la Figure (4.5).

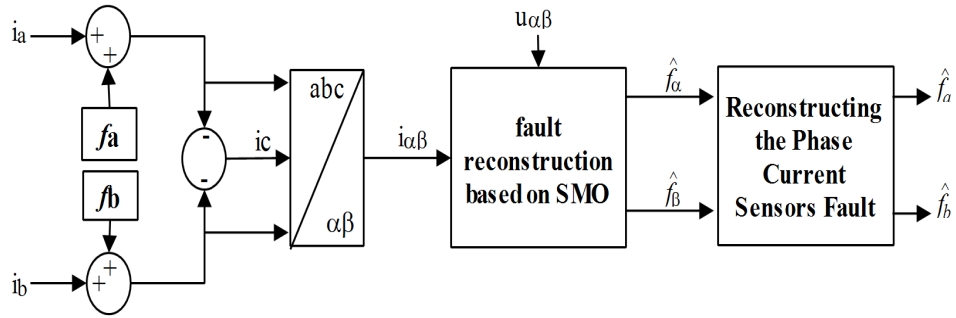


Figure 4. 5 Diagramme de reconstruction de défaut de capteur des courants de phase.

IV.4.7. Reconfiguration et correction de défaut de capteur

Une fois les défauts f_a et f_b du capteur de courant de phase sont reconstitués, il est alors possible d'obtenir une tolérance des défauts de capteurs. En soustrayant les défauts du capteur reconstruits des sorties défectueuses, en fonction de la qualité de la reconstruction du défaut. En outre, afin de garantir une compensation rapide des défauts de capteur en temps réel, un régulateur de type **PI** est introduit, comme il est illustré dans la Figure (4.6). Les sorties sont alors exprimées comme suite:

$$i_{corr}(t) = i_F(t) + k_1(f^*(t) - \hat{f}(t)) + k_2 \int (f^*(t) - \hat{f}(t)) dt \quad (4.47)$$

Où i_F (i_{aF} , i_{bF}) représentent les courants défectueux, i_{corr} (i_{acorr} , i_{bcorr}) sont les courants corrigés, \hat{f} (\hat{f}_a , \hat{f}_b) représentent les défauts reconstitués. $k_1, k_2 \in \mathfrak{R}$ sont les paramètres du régulateur **PI**, déterminés expérimentalement.

La méthode de correction proposée est illustrée dans la Figure 4.6. Un correcteur **PI** est utilisé pour forcer l'erreur à zéro, où son entrée est l'erreur entre le défaut reconstruit et le défaut de référence ($f^* = 0$) et sa sortie est ajoutée au courant mesuré.

Cette technique tolère la défaillance du capteur de courant, en corrigeant le capteur défaillant en temps réel, ne nécessite aucune intervention humaine ou l'arrêt de la production de l'éolienne.

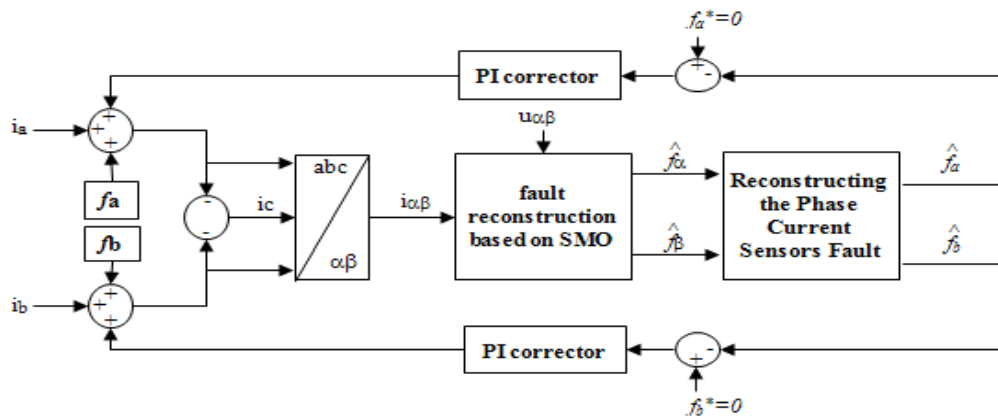


Figure 4. 6 Diagramme de correction de défaut de capteur des courants de phase a et b.

IV.4.8. Validation expérimentale

Afin de valider la méthode développée, nous l'avons testé sur le même banc d'essai utilisé précédemment. La photo de la Figure 4.7 présente la configuration du banc de test employé. Les courants de phase de la *GSAP* sont mesurés par deux capteurs à effet Hall et sont soumis par la suite à deux types de défauts tels que le défaut de décalage (*offset*) et le défaut de gain. En effet, afin de faciliter l'application du défaut d'un coté et de bien vérifier les défauts reconstitués par l'observateur, les défauts sont appliqués dans le software (*Matlab+Control-Desk*), ainsi, les défauts de capteur sont modélisés par un signal additionnel et ajouté à la mesure comme il est illustré la Figure 4.6.

Les valeurs limites des variables d'états de sortie sont choisies à $\pm 5A$; les valeurs limites des défauts sont choisies comme $\pm 2A$; le temps d'échantillonnage est choisie 0.0017 sec.

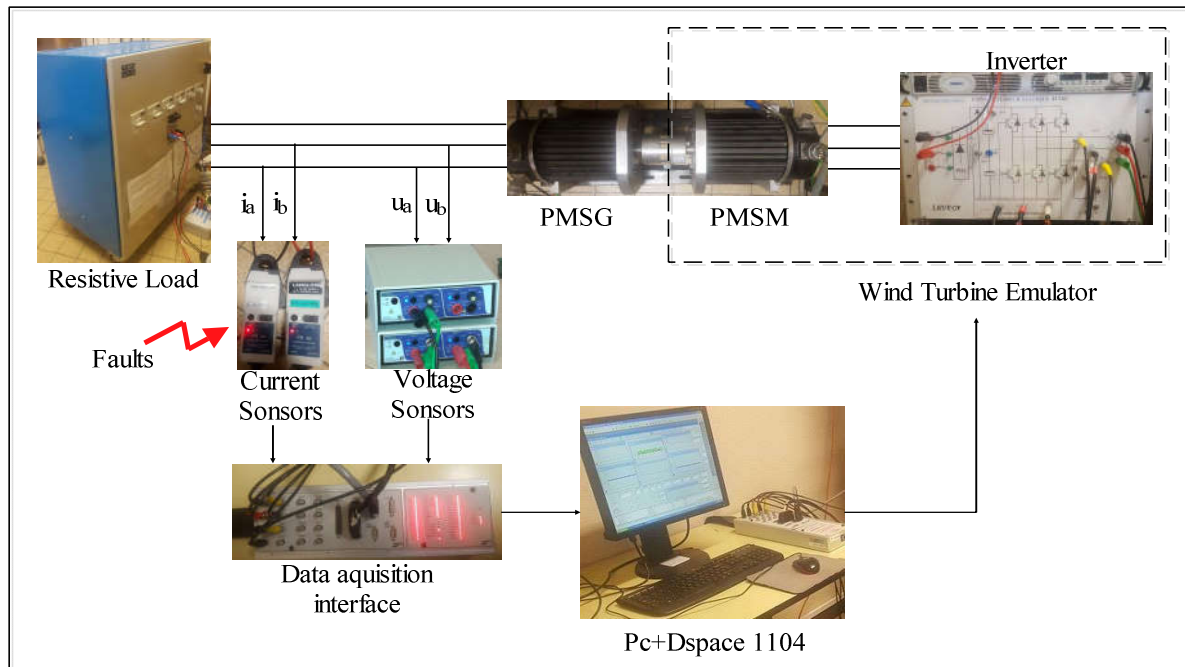


Figure 4. 7 Configuration du système étudié.

Pour mettre en évidence la performance de l'approche proposée, deux situations sont présentées et discutées. Le premier scénario analyse la performance du aux changements de défaut de décalage et de défauts de gain sur les deux capteurs de courant de phase de la *GSAP*; dans ce cas, la vitesse prend une forme variable qui simule une éolienne (Figure 4.8).

IV.4.8.1. Reconstruction et correction de défaut du capteur de courant de type décalage (Offset)

Afin d'évaluer la méthode proposée en cas de changements brusques de défaut de décalage, le défaut du capteur est considéré comme étant un signal ayant la forme illustrée sur la Figure 4.11 et 4.15 (f_a, f_b). La Figure 4.9 montre les courants de phase de la *GSAP*, déséquilibrés lors de l'application du défaut en phase a . A partir de la Figure 4.11, il est montré clairement que la reconstruction et l'isolation (découplage) des

défauts estimés \hat{f}_a et \hat{f}_b sont parfaitement réalisées, que ce soit pour des décalages faibles (0.1A) ou des décalages élevés (1A), dans les cas négatifs ou positifs. De même, la phase b est déformée avec le même défaut existant sur la phase a . La Figure 4.13 montre les courants de phase de la **GSAP**. Les défauts du capteur sont très bien reconstitués et leur isolation est parfaite, comme le montre clairement la Figure 4.15.

Après la reconstruction et l'isolement des défauts, la correction de ces défauts est effectuée et les Figures 4.10 et 4.14 montrent les courants de phase de la **GSAP** après correction du défaut dans les phases a et b respectivement. Les défauts sont forcés à zéro comme c'est montré sur les Figures 4.12 et 4.16 respectivement pour les phases a et b .

IV.4.8.2. Reconstruction et correction du défaut du capteur de courant de type gain

Dans cette expérience, les capteurs de courant sont exposés à un défaut de type "gain". Tout d'abord, le courant de mesure de la phase a est amplifié par un gain de 2, puis par 3 dans le but de simuler le défaut de type gain comme le montre la Figure 4.17 (voir le zoom). La Figure 4.19 (zoom) représente les défauts appliqués (f_a, f_b) et les défauts reconstitués (\hat{f}_a, \hat{f}_b) qui sont bien estimés et leur isolement est parfait.

De même, le mesure du courant de la phase b est amplifié par un gain de 2 puis de 3 comme le montre la Figure 4.21 (voir le zoom). Le zoom) de la Figure 4.23 (montre que les défauts sont bien reconstruits et isolés. Après cela, la correction des défauts est effectuée et la Figure 4.18 montre les courants de phase qui ne sont pas affectés malgré la présence du défaut sur la phase a . De même, la Figure 4.22 montre les courants de phase qui ne sont pas affectés en présence de défaut sur la phase b . Les défauts sont forcés à zéro comme indiqué sur les Figures 4.20 et 4.24 pour les phases a et b respectivement, grâce à cette technique de correction.

Les résultats expérimentaux obtenus prouvent que la reconstruction et la correction du défaut sont accomplies. Le signal de défaut peut être estimé pour déterminer la taille, l'emplacement et l'heure de l'apparition d'un défaut sur le capteur de courant de phase a ou b d'une **GSAP** de façon intuitive. De plus, cette méthode est idéale pour la correction de la défaillance du capteur de courant.

IV.5. Conclusion

L'objectif visé dans le présent chapitre est de développer une nouvelle approche à l'aide d'un **SMO** avec le vecteur d'état augmenté dans le but de reconstruire, d'isoler et de corriger les défauts du capteur de courant pour une éolienne à base de la **GSAP**. Le principal avantage de cette approche réside dans le fait que le **SMO** utilise uniquement les mesures disponibles dans le système sans complexité matérielle supplémentaire. La technique proposée est capable de reconstruire et d'isoler pour toute les conditions de défauts de décalage et de gain des défauts du capteur des courants statoriques, que ce soit le capteur défectueux de phase ' a ' ou ' b '. Par la suite, un fonctionnement tolérant aux défauts grâce à une correction du défaut en temps réel a été effectué. La méthode proposée est testée avec succès en temps réel en utilisant la plateforme *dSPACE 1104*. Les résultats expérimentaux obtenus confirment les performances et l'efficacité de la méthode proposée.

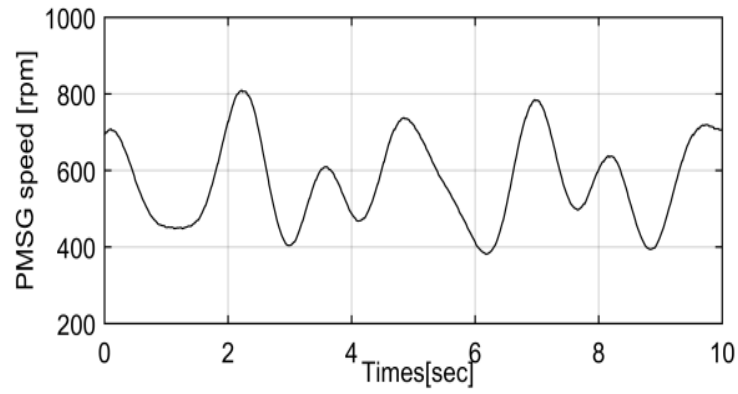


Figure 4. 8 La vitesse de la GSAP.

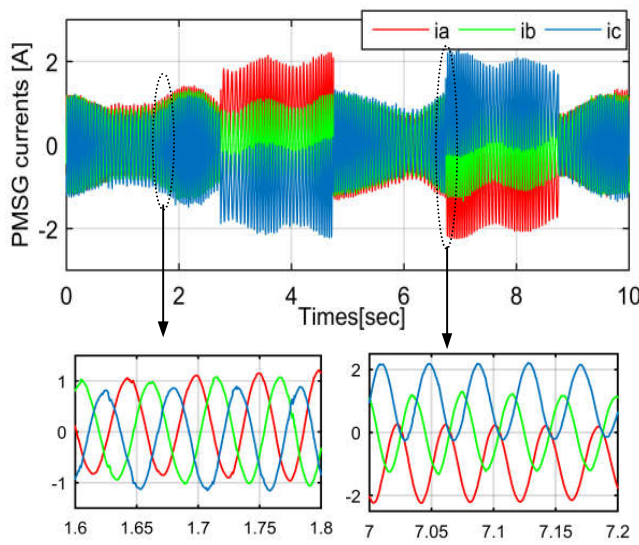


Figure 4. 9 Courant de phase (défaut d'offset dans la phase a).

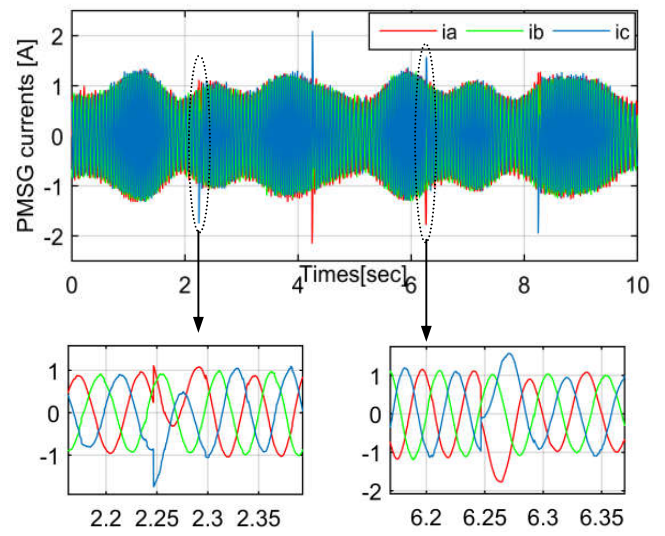


Figure 4. 10 Courants de phase de GSAP après correction de défaut.

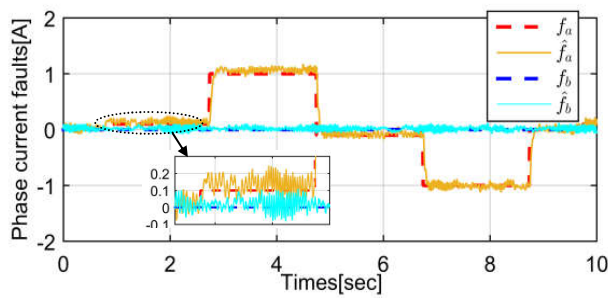


Figure 4. 11 Défauts de courant de phase de GSAP.

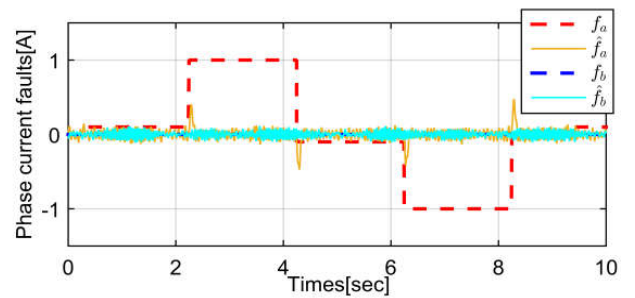


Figure 4. 12 Défauts de courant de phase de GSAP après correction.

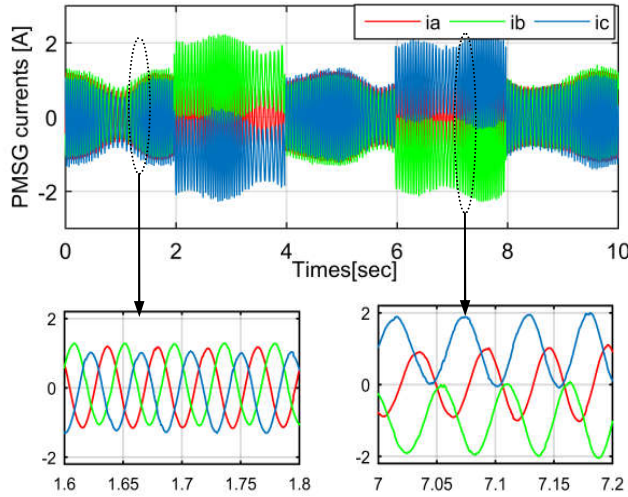


Figure 4.13 Courant de phase (défaut d'offset dans la phase b).

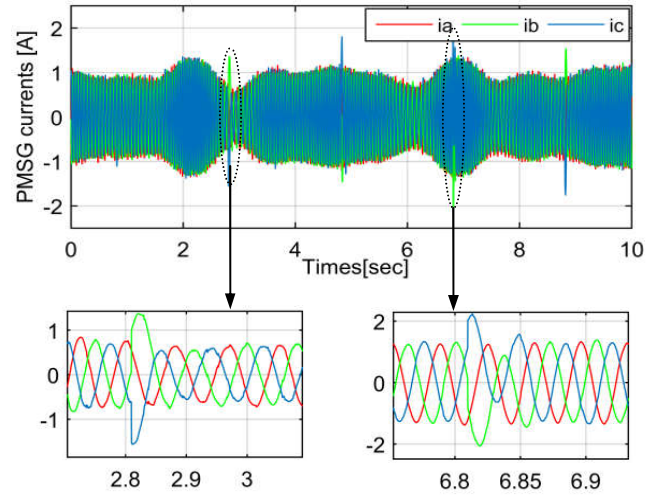


Figure 4.14 Courants de phase de GSAP après correction de défaut.

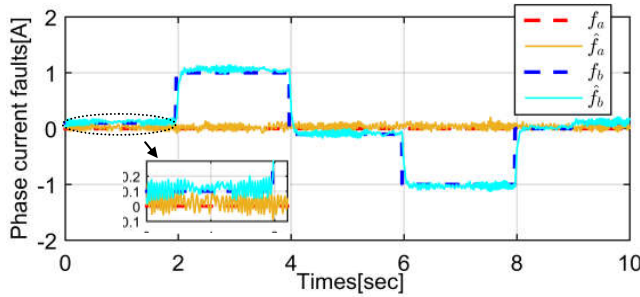


Figure 4.15 Défauts de courant de phase de GSAP.

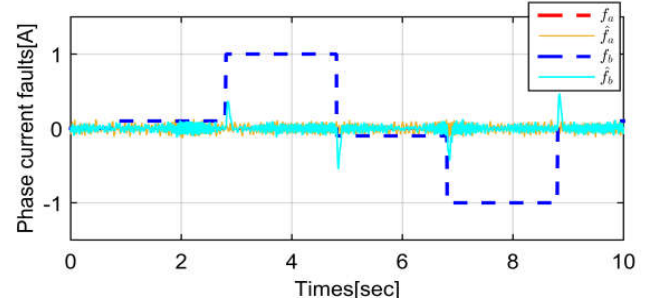


Figure 4.16 Défauts de courant de phase de GSAP après correction.

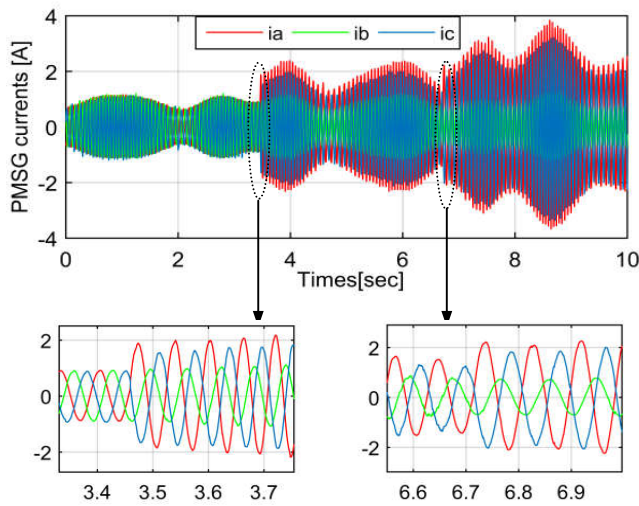


Figure 4.17 Courants de phase de GSAP (défaut de gain dans la phase a).

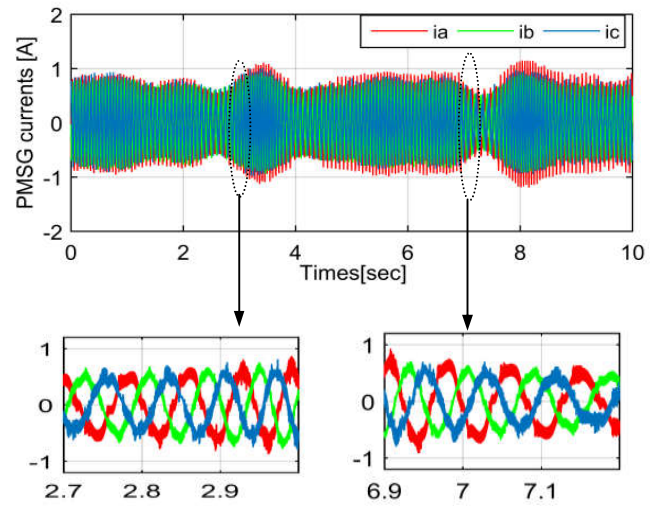


Figure 4.18 Courants de phase de GSAP après correction de défaut de gain dans la phase a.

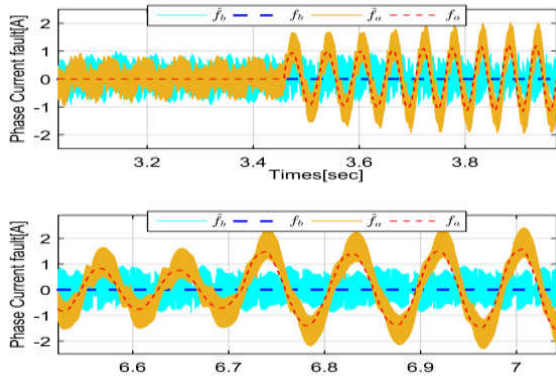


Figure 4. 19 Défaut de courant de phase GSAP: (a) Zoom1: application du gain = 2. (b) Zoom 2: application de gain = 3.

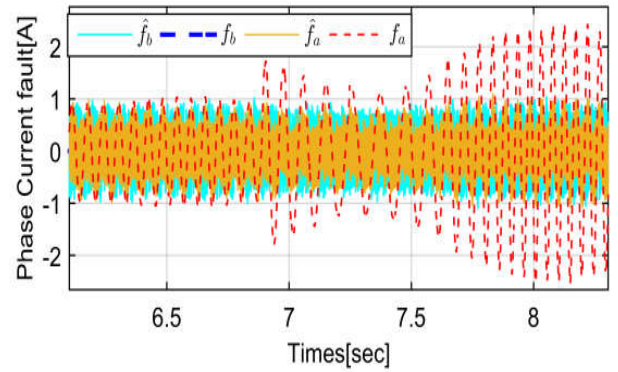


Figure 4. 20 Défauts de courant de phase de GSAP après correction (zoom).

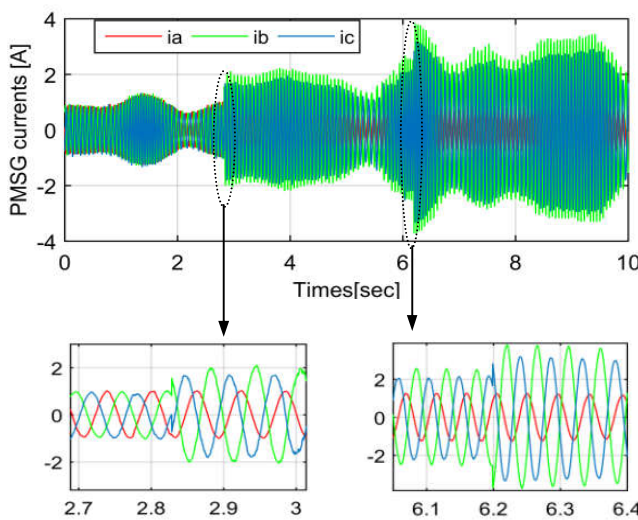


Figure 4. 21 Courants de phase de la GSAP (défaut de gain dans la phase b).

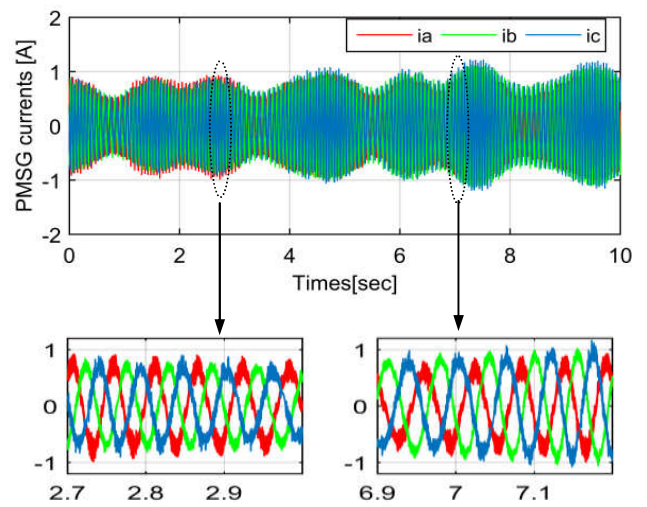


Figure 4. 22 courants de phase de la GSAP après correction de défaut de gain dans la phase b.

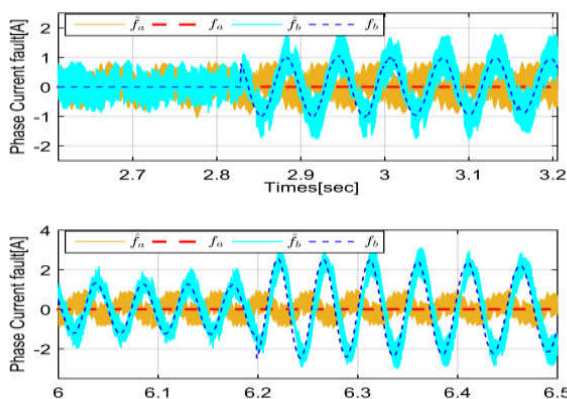


Figure 4. 23 Défaut de courant de phase GSAP: (a) Zoom1: application du gain = 2. (b) Zoom 2: application de gain = 3.

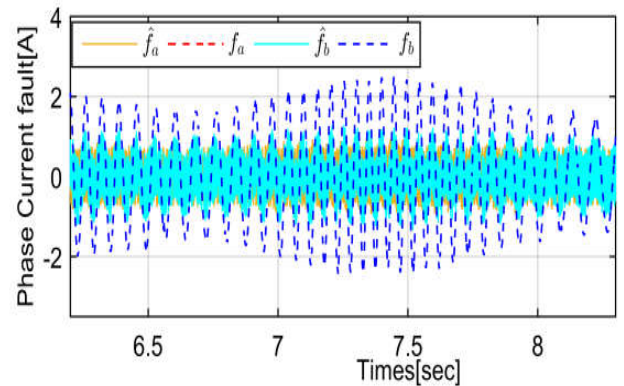


Figure 4. 24 Défauts de courant de phase de la GSAP après correction (zoom).

Références bibliographiques

- [1] F. Grouz, L. Sbita, M. Boussak, and A. Khlaief, “FDI based on an adaptive observer for current and speed sensors of PMSM drives,” *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 35, pp. 34–49, Jun. 2013.
- [2] F. Grouz, L. Sbita, and M. Boussak, “Current sensors faults detection, isolation and control reconfiguration for PMSM drives,” in *Electrical Engineering and Software Applications (ICEESA), 2013 International Conference on*, 2013, pp. 1–6.
- [3] F. Grouz, L. Sbita, and M. Boussak, “Current sensors gain faults detection and isolation based on an adaptive observer for PMSM drives,” in *Systems, Signals & Devices (SSD), 2013 10th International Multi-Conference on*, 2013, pp. 1–6.
- [4] F. Wu, J. Zhao, Y. Liu, and W. Cao, “A real-time sensor fault detection, isolation and reconfiguration method for vector controlled induction motors based on Extended Kalman Filter,” in *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2016 International Symposium on*, 2016, pp. 617–624.
- [5] A. Akrad, M. Hilairret, and D. Diallo, “Design of a fault-tolerant controller based on observers for a PMSM drive,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1416–1427, 2011.
- [6] H. Mekki, O. Benzineb, D. Boukhetala, M. Tadjine, and M. Benbouzid, “Sliding mode based fault detection, reconstruction and fault tolerant control scheme for motor systems,” *ISA transactions*, vol. 57, pp. 340–351, 2015.
- [7] Q. Zhang, M. Basseville, and A. Benveniste, “Fault detection and isolation in nonlinear dynamic systems: A combined input-output and local approach,” INRIA, 1997.
- [8] J.-F. Magni and P. Mouyon, “On residual generation by observer and parity space approaches,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 39, no. 2, pp. 441–447, 1994.
- [9] K. Zhang, B. Jiang, X.-G. Yan, and Z. Mao, “Sliding mode observer based incipient sensor fault detection with application to high-speed railway traction device,” *ISA Transactions*, vol. 63, pp. 49–59, Jul. 2016.
- [10] N. M. A. Freire, J. O. Estima, A. J. M. Cardoso “A new approach for current sensor fault diagnosis in PMSG drives for wind energy conversion systems,” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp.2083-2090, 2012.
- [11] C. Edwards, S. K. Spurgeon, and R. J. Patton, “Sliding mode observers for fault detection and isolation,” *Automatica*, vol. 36, no. 4, pp. 541–553, 2000.
- [12] C. P. Tan and C. Edwards, “Sliding mode observers for robust detection and reconstruction of actuator and sensor faults,” *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 13, no. 5, pp. 443–463, 2003.
- [13] H. Alwi, C. Edwards, and C. P. Tan, *Fault detection and fault-tolerant control using sliding modes*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [14] C. P. Tan and C. Edwards, “An LMI approach for designing sliding mode observers,” *International Journal of Control*, vol. 74, no. 16, pp. 1559–1568, 2001.
- [15] J. G. Webster, *The measurement, instrumentation and sensors handbook*. CRC press, 1998.

- [16] S. A. Macintyre, "Magnetic field sensor design," *Sensor Review*, vol. 11, no. 2, pp. 7–11, 1991.
- [17] G. Asch, *Acquisition de données-3e éd.: Du capteur à l'ordinateur*. Dunod, 2011.
- [18] G. F. Franklin, J. D. Powell, and M. L. Workman, *Digital control of dynamic systems*, vol. 3. Addison-wesley Menlo Park, CA, 1998.
- [19] K.-S. Lee and J.-S. Ryu, "Instrument fault detection and compensation scheme for direct torque controlled induction motor drives," *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, vol. 150, no. 4, pp. 376–382, 2003.
- [20] R. E. Kalman and others, "A new approach to linear filtering and prediction problems," *Journal of basic Engineering*, vol. 82, no. 1, pp. 35–45, 1960.
- [21] R. E. Kalman and R. S. Bucy, "New results in linear filtering and prediction theory," *Journal of basic engineering*, vol. 83, no. 3, pp. 95–108, 1961.
- [22] D. G. Luenberger, "Observing the state of a linear system," *IEEE transactions on military electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 74–80, 1964.
- [23] D. Luenberger, "An introduction to observers," *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 16, no. 6, pp. 596–602, 1971.
- [24] P. A. Fuhrmann, "Observer theory," *Linear Algebra and its Applications*, vol. 428, no. 1, pp. 44–136, 2008.
- [25] I. Blumthaler and U. Oberst, "T-observers," *Linear Algebra and its applications*, vol. 430, no. 8–9, pp. 2416–2447, 2009.
- [26] A. Gelb, *Applied optimal estimation*. MIT press, 1974.
- [27] C. Edwards and S. K. Spurgeon, "On the development of discontinuous observers," *International Journal of control*, vol. 59, no. 5, pp. 1211–1229, 1994.
- [28] V. I. Utkin, *Sliding modes in control and optimization*. Berlin: Springer Science & Business Media, 1992.
- [29] B. Walcott and S. Zak, "State observation of nonlinear uncertain dynamical systems," *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 32, no. 2, pp. 166–170, 1987.
- [30] C. P. Tan and C. Edwards, "Sliding mode observers for detection and reconstruction of sensor faults," *Automatica*, vol. 38, no. 10, pp. 1815–1821, 2002.
- [31] C. P. Tan and C. Edwards, "An LMI approach for designing sliding mode observers," *International Journal of Control*, vol. 74, no. 16, pp. 1559–1568, 2001.
- [32] P. Gahinet, A. Nemirovskii, A. J. Laub, and M. Chilali, "The LMI control toolbox," in *Decision and Control, 1994., Proceedings of the 33rd IEEE Conference on*, 1994, vol. 3, pp. 2038–2041.

Conclusion générale et perspectives

Dans cette thèse, nous avons traité le problème de la commande en présence des défauts dans les capteurs d'un Générateur Synchrones à Aimants Permanents (**GSAP**) contrôlé pour les applications éoliennes. En particulier, nous nous sommes intéressés à la réalisation du **FDI** et du contrôle robuste tolérant aux défauts (**FTC**), suite à des défauts naissants (de faible amplitude) affectant les mesures des signaux électriques triphasés (courant) et mécanique (position du rotor). Avant de pouvoir travailler sur ce problème difficile, nous avons besoin de construire un simulateur pour l'éolienne **GSAP** et de concevoir un système de contrôle et de diagnostic.

Afin de comprendre le comportement d'un **GSAP** associé à une turbine éolienne, nous devons modéliser la dynamique la plus importante d'une éolienne. Le modèle dynamique des différentes parties du système éolien en vue de sa commande est présenté dans le chapitre I. Qu'il s'agit de la turbine qui constitue la partie mécanique ou la partie électrique constituée par le **GSAP**, l'élément principal de l'éolienne est le système de commande. Nous signalons que le modèle triphasé de la **GSAP** est, de nos jours, rarement utilisé. Ceci est dû à sa complexité et du fort couplage de ses équations. L'introduction des transformations triphasées/biphasées de **Clarke** et de **Park** a rendu ce modèle plus simple et les non linéarités sont réduites au nombre de trois. Avec ce modèle, nous avons pu construire un simulateur expérimental pour la partie électrique de l'éolienne.

Pour réaliser la détection et l'isolation des défauts, nous devons d'abord concevoir des systèmes de contrôle pour la **GSAP**. Le système de commande proposé doit fournir des performances appropriées en boucle fermée pour l'ensemble des conditions de fonctionnement. Une étude théorique et une validation expérimentale de la commande d'un générateur synchrone à aimants permanents associées à la turbine éolienne ont été présentées dans le chapitre II. En première lieu, la commande vectorielle est basée sur des régulateurs classiques **PI**; ceci a donné des résultats satisfaisants en simulation. Par contre, sur le plan expérimental, ces contrôleurs restent moins performants, ceci revient au caractère linéaire des régulateurs **PI**, et le système à commander est fortement non-linéaire.

Pour améliorer les performances du système de conversion, nous avons présenté une commande robuste non-linéaire de type **Backstepping**. Ainsi, le design de **Backstepping** est basé sur la théorie de **Lyapunov**, ce qui garantit la stabilité du système. Les résultats obtenus que ce soit en simulation ou en pratique, prouvent l'efficacité et la robustesse du contrôleur choisi et développé et la capacité de capter le maximum de puissance à partir du vent pour des conditions variable d'évolution.

Pour garantir la continuité du service en cas de défaut du capteur de position, les défauts du le capteur de position ont été étudiés et une procédure de diagnostic a été proposée et validée pour améliorer la fiabilité et l'efficacité du système de conversion d'énergie éolienne. Le contrôle est basé sur l'hybride de deux contrôleurs: un contrôleur **PI** et un contrôleur basé sur l'approche **Backstepping** robuste associé à un

observateur de mode de glissement non linéaire. Le *AFTC* hybride proposé est capable de garantir la continuité de production du *SCEE* en bonne transition en présence de toute défaillance du capteur de vitesse (défaut total d'enroulement du résolveur, défaut constant et défaut exponentiel) ainsi que dans des conditions de vitesse variable presque semblable aux situations réelles des éoliennes. La méthode proposée a été testée avec succès en temps réel à l'aide de la plateforme *dSPACE 1104*. Les résultats expérimentaux obtenus confirment l'exactitude et l'efficacité de la méthode proposée.

Pour améliorer encore l'efficacité et la fiabilité du *SCEE*, il était intéressant de combiner le *AFTC* proposé avec une procédure de diagnostic du défaut du capteur de courant de phase. Pour cela, nous nous sommes attachés au développement d'une nouvelle approche à l'aide d'un *SMO* avec le vecteur d'état augmenté dans le but de reconstruire, d'isoler et de corriger les défauts du capteur de courant pour une éolienne à base de la *GSAP*. Le principal avantage réside dans le fait que le *SMO* utilise uniquement les mesures disponibles dans le système sans complexité matérielle supplémentaire. La technique proposée est capable de reconstruire et d'isoler pour toutes les conditions de défauts, de décalage et de gain des défauts du capteur de courant. Par la suite, un fonctionnement tolérant aux défauts grâce à une correction de défaut en temps réel a été effectué. La méthode proposée est testée avec succès en temps réel en utilisant la plateforme *dSPACE 1104*. Les résultats expérimentaux obtenus confirment les performances et l'efficacité de la méthode proposée.

Finalement, dans les lignes suivantes, nous présentons quelques directions de recherche qui sont intéressantes pour poursuivre le travail présenté jusqu'à présent,

- L'effet des perturbations générées dans le réseau sur les performances des systèmes *FDI* pour différents capteurs. Ceci inclut non seulement la présence de creux et de pic de tension, mais également le déséquilibre de tension ainsi que les défauts du réseau de nature équilibrés et déséquilibrés.
- En outre, il est intéressant d'étudier l'effet des défauts internes, causés par exemple par des courts-circuits dans les enroulements stator/rotor et de défauts de l'actionneur sur les performances des systèmes *FDI* des capteurs. L'objectif est de concevoir un système de supervision capable de gérer les différents types de situations défectueuses.

Valorisation des Travaux de Recherche de la Thèse

Articles

- 1) A. Tahri, S. Hassaine, S. Moreau, “**A robust control for permanent magnet synchronous generator associated with variable speed wind turbine**,” journal of electrical engineering vol. 15, no. 2, pp. 1–8, 2015.
- 2) A. Tahri, S. Hassaine, S. Moreau, “**A hybrid active fault-tolerant control scheme for wind energy conversion system based on permanent magnet synchronous generator**,” Archive of electrical engineering, vol 67, no 03, pp. 485-497 (2018).
- 3) A. Tahri, S. Hassaine, S. Moreau “ **Experimental verification of a robust MPPT control for variable speed wind turbine without mechanical sensor** ”, Papier soumis pour publication dans la revue romaine des sciences et techniques .

Conférences

- 1) A. Tahri, S. Moreau, S. Hassaine, **Experimental Validation of Mechanical Sensor Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control for Wind Turbine**, Electrimacs 2017, 4th -6th July 2017, Toulouse, France