

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

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Électrique

THÈME

**Application des algorithmes avancés en vue
de diagnostic et surveillance d'une chaîne de
conversion éolienne basée sur GSAP**

Préparé par :

BELKHIATI Saadia

Devant le Jury :

Nom et prénoms	Grade	Qualité
HASSAINE Said	Pr	Président
BELABBAS Belkacem	MCB	Examineur
TOUMI Dillali	MCB	Encadreur
ALAOUI Tayeb	Pr	Co-Encadreur

PROMOTION 2018 /2019

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions ALLAH qui nous a amené jusqu'à la fin de notre travail, Sans oublions nos parents qu'ils sont le plaisir de réussir durant notre formation.

Nous remercions tout particulièrement MR PROFESSEUR T. ALLAOUI et Mr T. Djilali pour avoir encadré notre travail et avoir guidé et encouragé pendant toute cette période, ses remarques pertinentes et ses conseils ont été très utiles pour la rédaction de ce mémoire. Nous lui exprimons notre gratitude pour la confiance qu'il nous a témoignée tout au long de ce travail.

Nous remercions sincèrement Mr Hassaini Saïd pour le grand honneur d'avoir accepté de présider les jurys de soutenance

Nos vifs remerciements vont également Mr BELABBAS Belkacem d'avoir accepté d'examiner notre travail et d'être membres de jury de soutenance.

Nous remercions également tous nos professeurs du département de Génie Electrique qui ont fait de gros effort afin de parfaite notre formation.

Que tout le personnel du département de génie électrique qu'il soit trouve l'expression de notre gratitude d'avoir contribué d'une façon ou d'une autre à notre formation.

Abréviations

SCEE	Système de Conversion d'Energie Eolienne
GSAP	Génératrice Synchrone à Aimant Permanent
MSAP	Machine Synchrone à Aimant Permanent
M.P.P.T	Maximun Power Point traking
DC / AC	Continu / Alternatif
CCM	Convertisseur Coté Machine
CCR	Convertisseur Coté Réseau
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MLI	Modulation de largeur d'impulsions
PI	Proportionnel Intégral.
CMG	Contrôleur de Mode Glissant
CBS	Contrôleur de Backstepping
CLF	Contrôleur de Logique Flou

Notions

v	Vitesse du vent
C_{aer}	Couple aérodynamique de l'éolienne
β	Angle d'orientation des pales
R	Rayon de la pale
C_g	Couple résistant (issu du multiplicateur)
$\Omega_{turbine}$	Vitesse angulaire de la turbine
Ω_{mec}	Vitesse mécanique de la génératrice
Ω_{ref}	Vitesse mécanique de référence
$J_{turbine}$	Inertie de la turbine
J_{pale}	Inertie da la pale
J_h	Inertie da l'arbre
J_g	Inertie de la génératrice
P_v	Puissance de l'éolienne
ρ	Masse volumique de l'air $1,225 \text{ kg.m}^{-3}$
S	Surface circulaire balayée par la turbine ($S = \pi .R^2$)
λ	Ratio de vitesse
V_1, V_2	Vitesse du vent respectivement en amont et en aval de l'éolienne
P_{max}	Puissance maximale de l'éolienne
C_p	Coefficient de puissance
C_p^{opt}	Coefficient de puissance maximal théorique
P_{aer}	Aérodynamique disponible sur l'arbre d'un aérogénérateur

P_m	Puissance mécanique disponible sur l'arbre du générateur électrique
P_{ele}	Puissance électrique produite
\vec{V}	Vecteur vitesse du vent
\vec{V}_{rot}	Composante de la vitesse du vent due à la rotation de la turbine
\vec{V}_{res}	Résultante des vecteurs \vec{V} et \vec{V}_{rot}
\vec{F}_{ax}	Vecteur force représentant la poussée axiale sur une pale
\vec{F}_{rot}	Vecteur force représentant la poussée en direction de la rotation sur la pale
\vec{F}_{res}	Résultante de \vec{F}_{ax} et \vec{F}_{rot}
I	Angle d'incidence des pales d'une éolienne à axe horizontal
G	Glissement d'une machine asynchrone
P_n	puissance nominale de l'éolienne.
v_0	valeur de vitesse pour laquelle le rotor de la turbine commence à tourner
v_n	valeur de vitesse pour laquelle la puissance nominale est atteinte
v_f	vitesse pour laquelle le générateur commence à fournir de la puissance
v_{hs}	valeur de la vitesse pour laquelle la machine doit être arrêtée
Ω_{cut_in}	Vitesse mécanique de la génératrice à laquelle l'éolienne est démarrée
Ω_{cut_out}	Vitesse mécanique de la génératrice à laquelle l'éolienne est arrêtée
Kb	Élasticité de la pale
f_{pale}	Coefficient de frottement de la pale par rapport au support
Kh	Élasticité de l'arbre
T_{bj} Avec $j \in \{1,2,3\}$	Force de pousser appliquée à la pale
$\dot{\beta}_{b_j}$ Avec $j \in \{1,2,3\}$	Vitesse d'orientation de la pale
G	Gain du multiplicateur
C_{mec}	Couple mécanique total appliquée au rotor de l'éolienne
C_{em}	Couple électromagnétique
C_{vis}	Couple des frottements visqueux
Ω_s	Vitesse angulaire de synchronisme (relative aux grandeurs statorique)
ω_s	Pulsation du réseau d'alimentation triphasé statorique
P	nombre de paires de pôles
θ	Angle entre le repère statorique et le repère rotorique
θ_s	Angle relatif aux grandeurs statorique
θ_r	Angle relatif aux grandeurs rotorique
v_{sabc}, v_{rabc}	Tensions triphasées statorique et rotorique de la machine asynchrone
i_{sabc}, i_{rabc}	Courants triphasées statorique et rotorique de la machine asynchrone
Φ_{sabc}, Φ_{rabc}	Flux triphasées statorique et rotorique de la machine asynchrone
R_s, R_r	Résistance d'une phase statorique et rotorique
Φ_{rabc}	Flux totaux aux enroulements a, b et c du rotor
T_s, T_r	constante de temps statorique et rotorique

$\underline{I}_s, \underline{I}_r$	Vecteur courant statorique et rotorique
$\underline{\Phi}_s, \underline{\Phi}_r$	Vecteur flux statorique et rotorique
l_s, l_r	Inductances propres statorique et rotorique
m_s, m_r	Inductance mutuelle statorique et rotorique
L_s, L_r	Inductances cycliques statorique et rotorique
M	Inductance cyclique entre stator et rotor
L_{so}, L_{ro}	Inductance homopolaire statorique et rotorique
M_{max}	Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor
$v_{s_{d-q}}, v_{r_{d-q}}$	Tensions statorique et rotorique dans le repère de park
$i_{s_{d-q}}, i_{r_{d-q}}$	Courants statorique et rotorique dans le repère de park
v_{s0}, v_{r0}	Composante homopolaire de la tension statorique et rotorique dans le repère de park
i_{s0}, i_{r0}	Composante homopolaire du courant statorique et rotorique dans le repère de park
Φ_{s0}, Φ_{r0}	Composante homopolaire du flux statorique et rotorique dans le repère de park
$e_{s_{d-q}}, e_{r_{d-q}}$	Composante directe de la f.e.m. aux bornes du stator et le rotor
σ	Coefficient de dispersion
C	Capacité d'un condensateur
P_m	Puissance instantanée absorbée par la machine
$(T_j, T'_j), (D_j, D'_j)$ avec $j \in \{1, 2, 3\}$	Interrupteur statique et la diode de récupération
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	Tension simple de l'onduleur
E	Tension d'entrée de l'onduleur
V_p, f_p	Amplitude et la fréquence de la porteuse
Φ_{sd_est}	Composante du flux statorique estimé
v_{rd}^r, v_{rq}^r	Tensions de référence (réglage) rotorique
$C(s)$	Régulateur de vitesse
ξ	Coefficient d'amortissement
ω_n	Pulsation électrique
$K_p, K_{p1}, K_{pd}, K_{p\Phi}, K_{p\Omega}$	Gain de l'action proportionnelle
$K_I, K_{I1}, K_{Id}, K_{I\Phi}, K_{I\Omega}$	Gain de l'action intégrale

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Les méthodes de diagnostic de défauts au sein d'un des composants d'une chaîne d'entraînement électrique à vitesse variable, se développent de manière significative.

Ces méthodes ont pour objectif de détecter et diagnostiquer le défaut éventuel d'une manière précoce afin d'éviter les arrêts inattendus de l'installation et ainsi causée des pertes financées conséquentes. Les variateurs de vitesse peuvent faire l'objet de défauts de l'un de leur composant semi-conducteur. Soit, qu'il se bloque continuellement en position ouverte ou fermée causant un dysfonctionnement de la chaîne.

Alors, l'objectif de ce travail d'une part de développer des commandes robustes permettant d'augmenter davantage les performances de la génératrice synchrone à aimants permanents GSAP utilisée dans une chaîne de conversion éolienne connecté au réseau électrique, en terme de suivi de consignes, de rejet de perturbations et robustes vis-à-vis des incertitudes paramétriques. En outre, d'appliquer des techniques à la commande tolérante aux défauts du convertisseur, pour assurer la continuité de service et l'efficacité de la production d'énergie électrique.

Pour cela le mémoire est structuré en quatre (4) chapitres :

Dans le premier chapitre, nous on va donner des généralités sur le diagnostic des éoliennes, nous essayons de mettre en exergue les notions essentielles utilisées en diagnostic et les principaux défauts.

Le second chapitre propose dans une première partie une étude sur la modélisation de chaque élément de la chaîne de conversion éolienne basée sur une GSAP (turbine, le générateur synchrone à aimants permanents, convertisseurs MLI, bus continue et filtre). Ensuite, on va présenter la commande vectorielle afin de contrôler GSAP et le contrôle côté réseau, en utilisant les régulateurs classiques de type PI. Comme il présente l'ensemble des résultats de simulation obtenus au cours de cette étude.

Le troisième chapitre est consacré aux applications des commandes robustes non-linéaires basées sur le régulateur mode glissant, le régulateur de type Backstepping et le régulateur PI flou adaptatif, pour contrôler les puissances (active, réactive) et les courant du rotor de la GSAP pour le but d'améliorer les performances de la chaîne éolienne face aux perturbations internes et externes (variation paramétriques et présence des défauts).

Le dernier chapitre est consacré aussi à l'étude du comportement du système éolien, pour les différents régulateurs proposés, en présence de défauts dans le convertisseur côté génératrice. Un type de défaut est considéré : le défaut circuit-ouvert sur l'un des

interrupteurs de puissance d'onduleur. Les résultats de simulations pour différents scénarios sont donnés et discutés.

Enfin, nous terminons par une conclusion générale et des perspectives pour de futurs travaux.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LE DIAGNOSTIC DE DEFAUT

TABLE DES MATIERES.

I.1.Introduction.....	3
I.2. Les différentes notions utilisées en diagnostic :	3
I.2.1. Perturbation, anomalie, défaut, défaillance, panne, résidu, seuil	3
I.2.2. Diagnostic, détection, localisation, identification	4
I.2.3. Surveillance, supervision, reconfiguration.....	4
I.3. Le diagnostic d'un système :	4
I.4.La procédure de diagnostic	5
I.5.Types de défauts	5
I.6.Caractéristiques souhaitables d'un système de diagnostic.....	6
I.6.1 Rapidité et sensibilité de détection.....	7
I.6.2 Robustesse.....	7
I.6.3 Identification de nouveaux défauts	7
I.6.4 La localisation	8
I.6.5 Adaptabilité.....	8
I.6.6 Identification des défauts multiples	8
I.6.7 Estimation d'erreur de classification.....	8
I.6.8 Facilité d'explication.....	9
I.7.Transformation des mesures dans un système de diagnostic.....	9
I.8. Approches de diagnostic	11
I.8.1.Principe d'approche qualitative.....	12
I.8.2. Principe d'approche quantitatif.....	12
I.8.3. Diagnostic à base de modèles	12
I.8.4. Diagnostic sans modèle à priori	13
I.9.Différents types de maintenance	14
I.10.Diagnostic appliqué aux machines	15
I.11.Grandeurs analysées.....	15
I.12 Différents types de défauts dans les machines électriques	16
I.12.1Au niveau de la machine	16
I.12.2 Les défauts au niveau de l'onduleur	18
I.13.Les origines des défauts	19
I.14.Conclusion	20

LISTE DES FIGURES

Figure.I.1 Procédure de détection et d'isolation des défauts [29].....	5
Figure I.2. Description des types de défauts.	6
Figure I.3 Transformations de mesures dans un système de diagnostic	10
Figure I.4 .Différentes méthodes de diagnostic.....	11
Figure I.5 Les courts-circuits dans les enroulements statoriques.....	16
Figure I.6 Différents types d'excentricités	17
Figure I.7 Répartition des défauts dans une machine électrique suivant leur localisation.....	18
Figure I.8 Les défauts au niveau de l'onduleur [28]	19

I.1.Introduction

Les activités industrielles et humaines font presque les grands titres des actualités avec leurs incidents, accidents ou événements catastrophiques. En effet, le zéro défaut ou le risque zéro n'existe pas pour les activités industrielles à cause de l'occurrence de défaillances humaines ou matérielles. On comprend alors que la sécurité et la sûreté de fonctionnement sont deux facteurs importants qui sont nécessaires pour la conduite d'un système de production. Celles-ci peuvent être mises en cause lors de l'apparition de défaillances du processus physique lui-même (dégradation, fuites,...) ou de ses organes de conduite (Actionneurs, Capteurs,...). Cependant, il est difficile de dissocier le processus de son environnement de conduite et les perturbations qui affectent le processus complet peuvent avoir des effets difficilement dissociables les uns des autres ; il convient donc d'élaborer un système de fonctionnement sûr qui nécessite, l'implantation d'un système de surveillance et de diagnostic pour réaliser la détection et la localisation des défauts. Les étapes de suivi d'un mode de fonctionnement du système peuvent se résumer en trois points essentiels :

- Détection du mode sous lequel le système fonctionne (défaillant ou pas),
- Identification et localisation de la cause du mauvais fonctionnement,
- Maintien du fonctionnement du processus, changement de sa configuration ou son arrêt définitif.

Ce chapitre introductif vise à rappeler, dans un premier temps, les notions fondamentales en diagnostic (la terminologie utilisée dans la littérature scientifique, types de défauts et méthodes de surveillance industrielle.....)

I.2. Les différentes notions utilisées en diagnostic :

I.2.1. Perturbation, anomalie, défaut, défaillance, panne, résidu, seuil

• **Perturbation:** signal d'entrée non contrôlé dont la présence est non souhaitable mais considérée comme normale [1].

• **Anomalie:** particularité non conforme à la loi naturelle ou à la logique [2].

• **Défaut:** déviation non permise d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système par rapport aux conditions normales de fonctionnement [1].

• **Panne ou défaillance:** interruption permanente de la capacité du système à remplir une fonction requise dans des conditions d'opérations spécifiées [1].

• **Résidu:** signaux portants de l'information, basés sur l'écart entre les mesures et les calculs basés sur le modèle.

• **Seuil:** valeur limite de l'écart d'un résidu avec le zéro, ainsi s'il est dépassé, un défaut est déclaré comme détecté.

I.2.2. Diagnostic, détection, localisation, identification

• **Diagnostic:** détermination du type, de la taille, de la localisation et de l'instant d'occurrence d'un défaut ; il suit la détection de défauts et inclut l'isolation et l'identification.

• **Détection:** détermination de la présence de défauts et de l'instant de leurs occurrences [1].

• **Localisation:** détermination de la classe à laquelle appartient le défaut ? [3]

• **Identification:** quelles sont les caractéristiques de chacun des défauts ? C'est une fonction qui suit la localisation

I.2.3. Surveillance, supervision, reconfiguration

• **Surveillance:** consiste notamment à détecter et classer les défaillances en observant l'évolution du système puis à les diagnostiquer en localisant les éléments défaillants et en identifiant les causes premières [4].

• **Supervision :** représente la surveillance d'un système physique et la prise de décisions appropriées en vue de maintenir son opération face à des défaillances [1], [04].

• **Reconfiguration :** changement de la structure et des paramètres du contrôleur [5].

I.3. Le diagnostic d'un système :

Est l'identification du mode de fonctionnement, à chaque instant, par ses manifestations extérieures (symptômes). Son principe général consiste à confronter les données relevées au cours du fonctionnement réel du système avec la connaissance que l'on a de son fonctionnement normal ou défaillant. Si le mode de fonctionnement identifié est un mode défaillant, le système de diagnostic devrait localiser sa cause. Il est évident que si l'on veut représenter tous les défauts possibles d'une installation industrielle, la tâche peut être considérable. En conséquence, la plupart des méthodes que nous évoquerons ci-dessous se fondent sur les connaissances du comportement normal de l'installation. Mais il est bien clair que si l'on a une bonne connaissance des anomalies possibles, il faut l'utiliser pour améliorer la surveillance et le diagnostic. [6]. [7]

I.4. La procédure de diagnostic

Dans la procédure de diagnostic, on distingue deux étapes principales : la détection et la localisation des défauts et en plus l'identification dans certaines méthodes. Les deux mots suivants « résidu » et « symptômes » sont généralement rattachés aux trois mots précédents. En pratique, dans un équipement industriel, lorsqu'un défaut apparaît le système de diagnostic détecte l'anomalie puis identifie la ou les causes pour qu'il puisse être isolé. L'organisation de la procédure de diagnostic de défauts d'un système est la suivante [8] :

- Extraction des informations nécessaires,
- Elaboration des signatures associées aux symptômes des défauts,
- Détection de dysfonctionnements,
- Mise en œuvre de la méthode de diagnostic,
- Interprétation des données,
- Prise de décision en fonction des conséquences et de l'importance des défauts

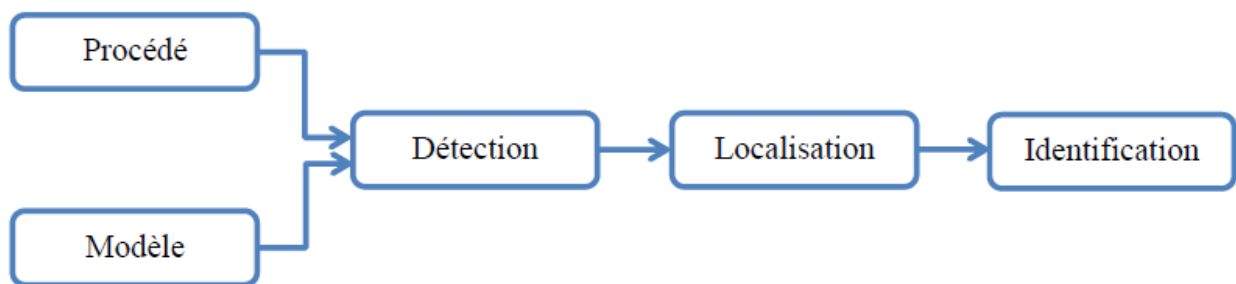


Figure.I.1 Procédure de détection et d'isolation des défauts [29]

I.5. Types de défauts

L'opération de classification des défauts est la plus intéressante car c'est celle qui pose généralement des problèmes dans le milieu industriel. D'un point de vue fonctionnel, la surveillance n'est pas limitée à une simple centralisation et visualisation d'information mais doit répondre aux objectifs suivants: détecter et localiser les défauts, estimer leurs amplitudes, expliquer leurs causes, décider d'une action compensatrice si une faute est mise en évidence de façon à ce que le processus puisse remplir la mission qui lui a été confiée. Trois principaux types de défauts sont distingués, en fonction de l'élément du système qu'ils affectent (Figure I.2) [29-10]:

Défauts actionneurs : Ce sont des défauts qui agissent au niveau de la partie opérative et détruisent le signal d'entrée du système. Une partie du système devient non commandable et de nouveaux actionneurs doivent être utilisés. [9-10]

Défauts capteurs : Ils caractérisent une mauvaise image de la grandeur physique à mesurer. Un défaut capteur partiel produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la valeur vraie de la variable à mesurer. Un défaut capteur totalement défectueux donne une information qui ne correspond pas du tout à la vraie valeur de la variable à mesurer. [9-10]

Défauts système : défauts identifiés à la modification des caractéristiques du système proprement dit. Soit due à une variation significative des paramètres du modèle (vieillesse des matériaux par exemple) soit à un changement structurel causant une modification du flot d'informations entre les différentes variables (tel qu'une fuite dans une cuve). [11] [12] [29]

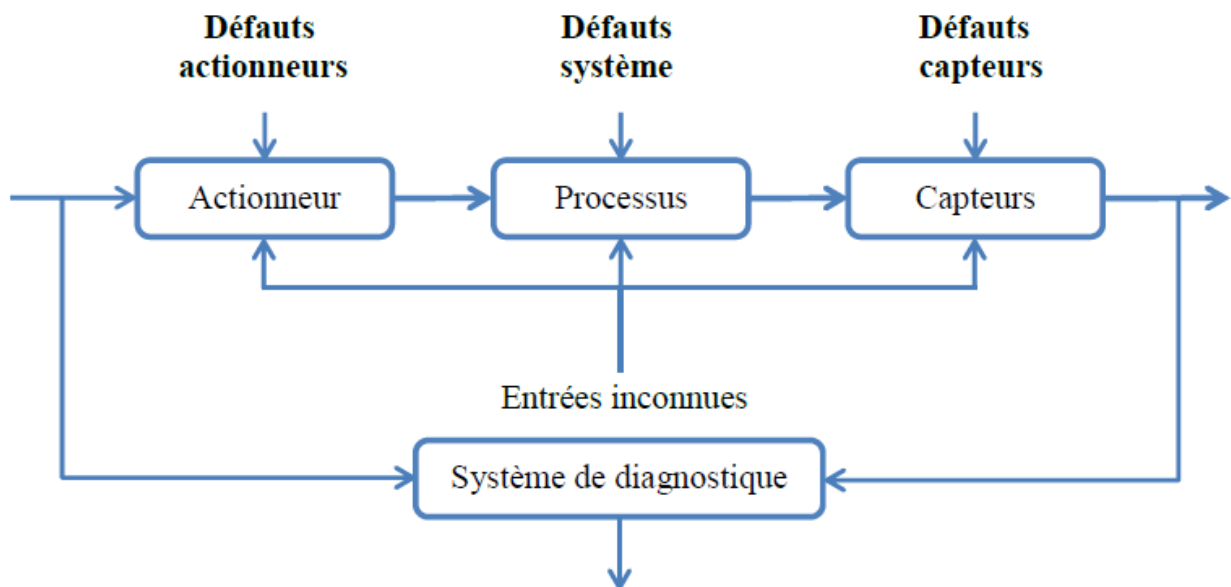


Figure I.2. Description des types de défauts.

I.6. Caractéristiques souhaitables d'un système de diagnostic

Afin de pouvoir comparer diverses approches de diagnostic, il est utile d'identifier un ensemble de caractéristiques souhaitables qu'un système de diagnostic devrait posséder. Bien que ces caractéristiques ne soient habituellement possédées par aucune méthode de diagnostic particulière, elles sont utiles pour évaluer diverses méthodes en termes d'information a priori qui doit être fournie, de rapidité, de robustesse, d'adaptabilité, etc. Chaque fois qu'une anomalie se produit dans un procédé, un système de diagnostic fournit un ensemble d'hypothèses de défauts qui explique les observations. L'efficacité d'un système de diagnostic

demande que le défaut réel soit un sous-ensemble de l'ensemble des défauts suspectés. La résolution d'un système de diagnostic demande que l'ensemble des défauts fourni soit aussi minimal que possible. Les paragraphes suivants présentent un ensemble de caractéristiques souhaitables qu'un système de diagnostic doit posséder [6] [7]

I.6.1 Rapidité et sensibilité de détection

Un système de diagnostic devrait répondre rapidement en détectant et en diagnostiquant les mauvais fonctionnements du procédé. Cependant, les réponses rapides du diagnostic et les performances tolérables durant un fonctionnement normal sont deux buts différents. Un système qui est conçu pour détecter un défaut rapidement sera sensible aux influences de toutes les erreurs (bruit, incertitudes...). Ceci rend le système sensible au bruit et peut déclencher fréquemment des fausses alarmes pendant un fonctionnement normal.[6] [7]

I.6.2 Robustesse

On voudrait que le système de diagnostic soit robuste aux divers bruits et incertitudes. On voudrait que ses performances se dégradent lentement au lieu d'échouer totalement et abruptement. La robustesse est incompatible avec les systèmes très sensibles aux seuils. En présence du bruit, ces seuils doivent être choisis raisonnablement. Ainsi, les besoins de robustesse doivent être équilibrés avec ceux de sensibilité. [6][7]

I.6.3 Identification de nouveaux défauts

Une des fonctionnalités minimales qu'un système de diagnostic doit posséder, est de pouvoir décider, étant donné des conditions courantes de fonctionnement, si le procédé fonctionne normalement ou anormalement, et s'il est anormal, si la cause est un défaut de fonctionnement connu ou un inconnu. Ce critère est connu comme identification de nouveauté (nouveaux événements). En général, on dispose de données suffisantes pour décrire le comportement normal du procédé. Cependant, typiquement on n'a pas de tels historiques de données disponibles pour modéliser les modes de fonctionnement anormaux d'une manière satisfaisante. Seuls quelques gabarits de données peuvent être disponibles pour couvrir une partie du fonctionnement anormal. Ainsi, il est possible qu'une grande partie de la région de dysfonctionnement ne puisse avoir été modélisée. Ceci posera des défis sérieux pour l'identification de nouvelles situations. Même dans ces conditions difficiles, on voudrait que le

système de diagnostic puisse identifier l'occurrence des nouveaux défauts et ne les classifie pas comme d'autres défauts de fonctionnement connus ou comme fonctionnement normal.[6][7]

I.6.4 La localisation

La localisation et la capacité du système de diagnostic à distinguer entre différents défauts. Dans des conditions idéales exemptes de bruit et d'incertitudes de modélisation, ceci revient à dire que le système de diagnostic devrait pouvoir générer un ensemble d'hypothèses qui ne contient pas les défauts absents. Naturellement la capacité de concevoir de tels systèmes dépend en grande partie de la connaissance de la structure et des caractéristiques du procédé. [6][7]

I.6.5 Adaptabilité

En général les procédés évoluent en raison des changements des entrées externes ou des changements structurels. Les conditions de fonctionnement du procédé peuvent changer non seulement en raison des perturbations mais également en raison des changements des conditions environnementales telles que les changements des quantités de production avec des demandes variantes, des changements de qualité de matière première, etc. Ainsi le système de diagnostic devrait être adaptable aux changements. Il devrait être possible de développer graduellement la portée du système pendant que les nouvelles situations émergent grâce à la disponibilité d'informations supplémentaires. [6][7]

I.6.6 Identification des défauts multiples

La capacité d'identifier les défauts multiples est un objectif important, mais difficile, à cause de l'influence simultanée de la plupart des défauts. Dans un système non linéaire général, des interactions se manifestent, et par conséquent un système de diagnostic ne peut pas employer les différents modèles de chaque défaut pour modéliser l'effet combiné des défauts. Par ailleurs, l'énumération des différentes combinaisons de défauts multiples et l'analyse de leurs effets devient combinatoire pour des procédés de grande échelle. [6][7]

I.6.7 Estimation d'erreur de classification

Une condition pratique importante pour un système de diagnostic, est l'établissement des, niveaux de confiance. Ceci pourrait être considérablement facilité si le système de

diagnostic pouvait fournir une évaluation a priori sur l'erreur de classification qui peut se produire. De telles mesures d'erreur seraient utiles pour projeter des niveaux de confiance sur les décisions produites par le système donnant à l'utilisateur une meilleure sensation à propos de la fiabilité des recommandations proposées par le système de diagnostic. [6][7]

I.6.8 Facilité d'explication

En dehors de la capacité d'identifier la source d'un défaut de fonctionnement, un système de diagnostic devrait également fournir des explications sur la façon dont le défaut a commencé et a évolué vers la situation actuelle. C'est un facteur très important lorsque l'on conçoit des systèmes interactifs d'aide à la décision en ligne. Ceci exige la capacité de raisonner au sujet de la cause et des effets dans un procédé. Un système de diagnostic doit justifier ses recommandations de sorte que l'opérateur puisse en conséquence évaluer et agir en utilisant son expérience. On voudrait que le système de diagnostic justifie non seulement pourquoi certaines hypothèses ont été proposées, mais expliquer également pourquoi certaines autres hypothèses n'ont pas été proposées. [6][7]

I.7. Transformation des mesures dans un système de diagnostic

Généralement, le processus de diagnostic peut être défini comme un processus décisionnel. La décision finale est constituée de l'ensemble des défauts possibles. La Figure I.3, montre les diverses transformations que les données du procédé subissent pendant le processus de diagnostic. [29]

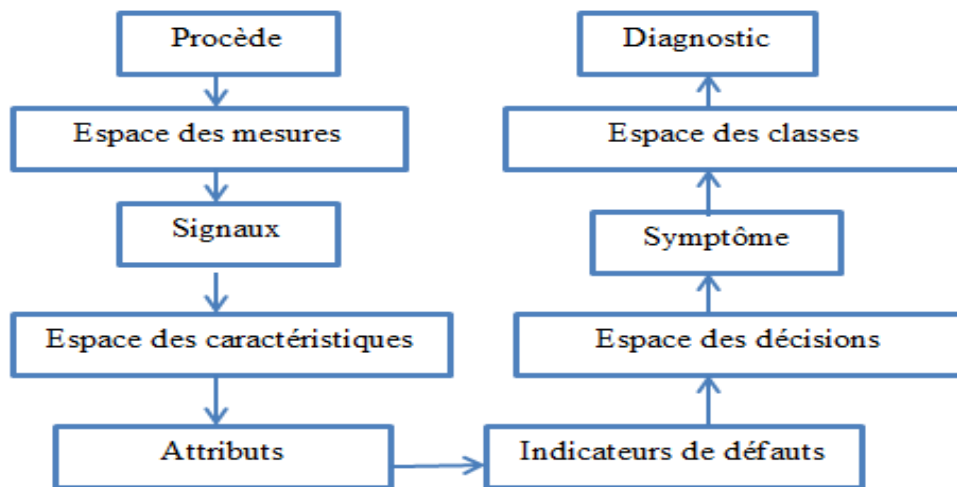


Figure I.3 Transformations de mesures dans un système de diagnostic

L'espace des mesures est défini par les sorties du système, ces sorties peuvent avoir subi des prétraitements (élimination de données aberrantes, filtrage,...). Ce sont les entrées du système de diagnostic.[12]

L'espace des caractéristiques est l'espace obtenu en fonction des mesures en utilisant une connaissance a priori du problème. Ici, les mesures sont analysées et combinées à l'aide d'une connaissance a priori du procédé pour extraire les caractéristiques utiles concernant le comportement du procédé, pour faciliter le diagnostic. Il y a deux manières de développer l'espace des caractéristiques à partir de l'espace des mesures, à savoir, la sélection et l'extraction des caractéristiques. L'extraction de caractéristiques est un procédé qui facilite, par l'utilisation de la connaissance antérieure du problème, une transformation de l'espace de mesure dans un espace de dimension inférieure.[12]

Le passage de l'espace des caractéristiques à l'espace des décisions : est habituellement fait pour satisfaire une certaine fonction objective (telle que réduire au minimum la non détection). Cette transformation est réalisée en employant une fonction discriminante, dans certains cas en employant des fonctions simples de seuil.[12]

L'espace des décisions est l'espace correspondant au nombre de variables de décision obtenu par des transformations appropriées de l'espace des caractéristiques. [12]

L'espace des classes correspond au nombre de classes de défaut. En classant les défauts, nous indiquons catégoriquement à quelle classe un défaut appartient. L'espace des classes est ainsi l'interprétation finale du système de diagnostic fourni à l'utilisateur. [12]

I.8. Approches de diagnostic

Des nombreuses approches ont été utilisées pour le diagnostic de système en défaut. Parmi les différentes méthodes, on distingue deux familles principales [14]:

- La première famille utilise le modèle mathématique du système à surveiller, et est employée généralement dans les domaines de l'automatisme. Souvent la méthode est appelée « méthode avec modèle »,

- La deuxième famille utilise les données acquises sur les systèmes, l'observation des données avant et après la prise en considération des anomalies permet de caractériser le mode de fonctionnement, appelée aussi « méthode sans modèle à priori ».

Ces deux familles d'approches de diagnostic ont deux sous familles ; celles utilisant le modèle qualitatif et celles faisant appel au modèle quantitatif. Les deux modèles nécessitent une phase d'apprentissage qui permet de connaître un seuil de fonctionnement sain et défaillant. Ce seuil permet de générer les symptômes lors de la phase de diagnostic [15]. La figure I.4 suivante présente les différentes méthodes de diagnostic sont mentionnées:

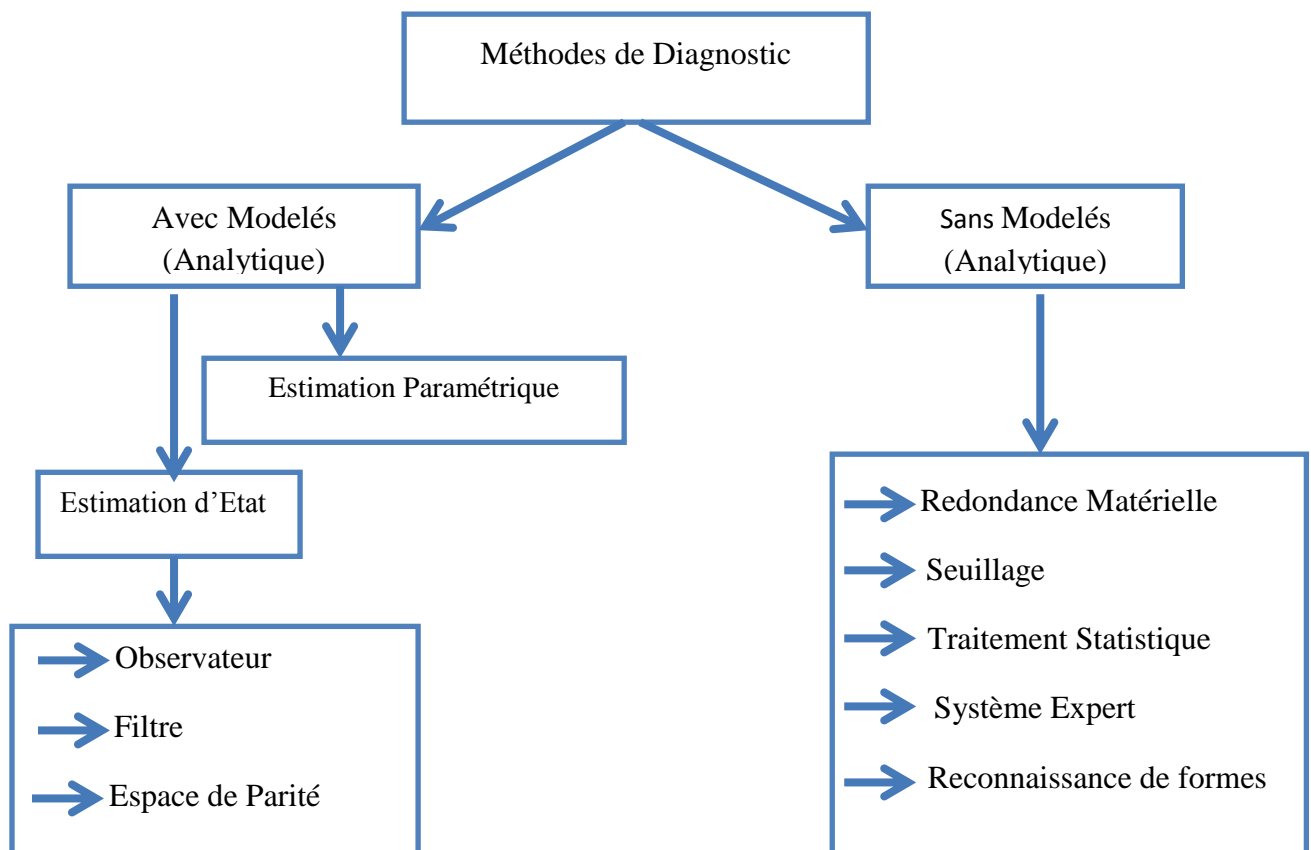


Figure I.4 .Différentes méthodes de diagnostic

I.8.1.Principe d'approche qualitative

Le principe de cette approche est basé sur l'utilisation des techniques informatiques, relevant de l'intelligence artificielle, exprimée avec des symboles, traitée et simulée avec un raisonnement logique humain. Au milieu des années 1980, pour construire des représentations qui permettent une meilleure compréhension des phénomènes physiques, l'intelligence artificielle s'intéresse au raisonnement qualitatif.

I.8.2. Principe d'approche quantitatif

Cette approche très largement répandue utilise le modèle mathématique pour le diagnostic. Elle est basée sur la génération et l'étude d'un signal particulier appelé « indicateur de défaut » ou « résidu ». Le résidu est un signal qui permet d'identifier la présence ou non de défauts des systèmes et qui reflète la cohérence des données mesurées par rapport au modèle comportementale du système. Les modèles utilisés peuvent être très complexes, à temps continu ou temps discret, linéaires ou non linéaires.

I.8.3. Diagnostic à base de modèles

Le diagnostic à base de modèles consiste à étudier les contraintes liant les différentes variables du système. Ces relations peuvent souvent être sous la forme de relations analytiques liant les variables connues. Les diagnostics à base de modèle sont :

- **Redondance analytique** : consiste à utiliser des informations supplémentaires du modèle permettant l'élaboration de grandeurs de même nature que celles issus des capteurs. Dans cette méthode, on remplace les capteurs physiques par des capteurs informationnels. L'idée de base est de comparer le comportement observé et le comportement attendu. Si le comportement observé ne vérifie pas les équations du modèle alors on en déduit que le système ne fonctionne pas normalement [16].

- **Estimation paramétrique** : supposent l'existence d'un modèle paramétrique décrivant le comportement du système et la connaissance des paramètres en fonctionnement nominal. La méthode consiste à identifier les paramètres caractérisant le fonctionnement réel, à partir des mesures des entrées et sorties du système [17], [14]. Avec cette méthode la détection d'apparition de défaut s'effectue par comparaison entre les paramètres théoriques et ceux estimés [18].

- **Observateur** : reposant sur l'estimation d'état, il est parmi les méthodes les plus utilisées pour la génération de résidus, [19] et [20]. Le vecteur résidu est obtenu en faisant la

différence entre le vecteur de sortie du système réel et le vecteur de sortie estimé [21]. Les observateurs s'adressent à un contexte déterministe. L'observateur d'ordre réduit ne considère qu'une partie du système ; par conséquent on n'estime qu'une partie de l'état et on élimine l'autre. On peut utiliser l'élimination d'une partie de l'état pour rejeter les perturbations, l'observateur à entrées inconnues utilise ce principe [22].

- **Filtre** : utilise une formulation similaire au problème d'estimation et s'appuie sur des modèles stochastiques. Le plus connu est celui de Kalman, [23]. L'objectif de ce filtre est d'obtenir un estimateur non-biaisé et une variance de l'erreur d'estimation minimale. [24] et [22] utilisent le filtre de Kalman pour la détection et localisation de défaut de capteurs sur un système linéaire à temps variant. La méthode est couplée avec le module de moindres carrés et permet de considérer des défauts multiples et d'occurrence simultanée.

- **Espace de parité** : une des premières méthodes employées à des fins de détection et localisation des défauts (Fault Detection and Isolation, FDI). Le principe de cette méthode est la vérification de la consistance existant entre les entrées et les sorties du système surveillé. L'espace de parité est utilisé sur des systèmes linéaires mais est inexploitable sur ceux non linéaires [25].

I.8.4. Diagnostic sans modèle à priori

Les méthodes se basent sur les informations issues d'une expérience préalable, des règles heuristiques ou des exemples de résolution de défaillances déjà apparues sur des cas similaires. La méthode est appelée aussi « méthode à base de données historiques » [8]. On peut exploiter aussi les lois physiques décrivant le comportement attendu du système. L'écart entre le fonctionnement sain et le fonctionnement défaillant permet de considérer la présence de symptômes d'une panne.

Les méthodes de diagnostic de défauts sans modèle sont les suivantes :

- **Redondance matérielle** : consiste à multiplier le nombre de capteurs, actionneurs, processeurs critiques sur l'installation. Le traitement des signaux redondants issus de ses matériels permet de distinguer l'élément défaillant en cas d'incohérence. Cette méthode se limite à la surveillance des éléments redondants. La méthode est très coûteuse suite aux puissances consommées, aux poids et aux achats des capteurs et aussi en maintenance [8]. L'inconvénient majeur de la redondance physique, est qu'elle ne détecte pas des pannes venant des éléments non redondants.

• **Seuillage** : consiste à comparer les variables mesurées avec des limites constantes ou adaptatives. Le premier niveau de comparaison indique la présence probable de défauts et le second caractérise leur gravité. Si les signaux franchissent le seuil, ceci représente la présence d'anomalie. L'inconvénient de cette méthode est son aspect catégorique. Le résultat issu de cette méthode peut être remis en question si la grandeur testée est proche du seuil à cause du bruit. Celle-ci peut être considérée comme un défaut alors que c'est seulement une fausse alarme.

• **Traitement statistique** : dans cette méthode on peut détecter la présence ou non de défaillance en analysant l'évolution de la moyenne ou de la variance d'un signal. Le test d'hypothèse ou des hypothèses représentant le fonctionnement sain et le fonctionnement défaillant du système permet d'effectuer la prise de décision. Le test d'hypothèse le plus utilisé et le plus connu est celui de Wilks [17] et [14] basé sur le maximum de vraisemblance généralisée et minimiser le nombre d'observations nécessaires à la prise de décision.

• **Modèle de connaissance** : pour avoir le modèle de connaissance, on peut exploiter la connaissance heuristique du domaine. On peut collecter les données des experts humains pour formaliser le principe, souvent exprimé sous forme qualitative. Le modèle de connaissance est très proche des méthodes utilisées par les humains. Dans la littérature on trouve deux modèles de connaissance :

• Les systèmes experts qui modélisent l'expertise et les capacités des spécialistes dans le domaine.

• Le raisonnement à partir de cas est un raisonnement qui résout le problème à partir des expériences passées. Dans ce cas les connaissances sont conservées sous forme de cas. C'est un raisonnement par analogie. L'inconvénient de ce modèle consiste à la détermination des cas nécessaires pour décrire l'état du système

• **Reconnaissance de forme** : l'approche consiste à modéliser le mode de fonctionnement par la méthode analytique, mais avec des ensembles de mesures. La méthode est présentée comme l'alternative à l'approche avec modèle [14].

I.9. Différents types de maintenance

Les différents types de maintenance utilisés dans les applications industrielles dépendent principalement du niveau de sensibilité du système considéré. Plus la sensibilité est importante, plus les moyens et donc le coût associé seront élevés. On distingue :

- La maintenance préventive. Celle-ci consiste à changer les systèmes à date fixe prédéterminée. Le coût associé est important.

- La maintenance corrective : L'évaluation du système est réalisée fréquemment grâce à une instrumentation supplémentaire. Notons que plus cette évaluation est fréquente plus les coûts d'immobilisation du système seront réduits. C'est dans le cadre de la maintenance corrective que l'utilisation de méthodes de diagnostic devient fondamentale. En effet, plus le diagnostic sera précis, plus l'intervention sera courte.

- La maintenance prédictive : L'intervention est effectuée avant l'apparition des défauts, actuellement, pour des raisons financières, les industriels s'orientent de plus en plus vers la maintenance prédictive. [12]

I.10. Diagnostic appliqué aux machines

Pour la détection d'un dysfonctionnement de machine électrique, il est nécessaire de posséder :

- une bonne connaissance du comportement de la machine, de son état et de son fonctionnement.
- une bonne connaissance des défaillances et de leurs conséquences sur le fonctionnement de la machine.

I.11. Grandeurs analysées

Les méthodes de diagnostic heuristiques permettent maintenant au monde industriel de développer des systèmes de surveillance performants et efficaces. Elles peuvent impliquer plusieurs domaines scientifiques et techniques. Elles reposent sur l'analyse de grandeurs de type :

- électrique: analyse des grandeurs électriques aux bornes de la machine (tensions, courants,...);
- mécanique: analyse de la vitesse, du couple ou même des vibrations (accéléromètres,...);
- thermique: analyse de la température de la machine (sonde de température, mesure infra rouge);
- électromagnétique: analyse des flux dans l'entrefer (spires de mesure de flux), des flux axiaux, des flux de fuite (bobines externes) ou des champs électriques externes (mesure de décharges partielles);
- chimique: analyse des huiles et des gaz. [12]

I.12 Différents types de défauts dans les machines électriques

Les défauts qui apparaissent dans la machine électrique ont des causes variées. Ils peuvent être dus au vieillissement des constituants du moteur ou bien aux conditions d'utilisation ou, tout simplement à un défaut de fabrication dont l'effet serait imperceptible lors de la mise en service.

I.12.1 Au niveau de la machine

Donc dans cette partie, nous allons exposer les principaux types de défauts couramment rencontrés dans les machines électriques conventionnelles, leurs origines.

Les défauts de bobinage statoriques

Ceux-ci peuvent être soit une ouverture, soit un court-circuit d'une ou de plusieurs phases du bobinage statoriques. Dans le cas d'une spire court-circuitée, la machine peut continuer à fonctionner, mais si le courant de court-circuit est important il peut entraîner une surchauffe de l'enroulement statoriques et ainsi amplifier le défaut en produisant des courts circuits entre deux phases ou entre une phase et le neutre de la machine. Il est donc très important de détecter un tel défaut très rapidement avant la destruction complète de la machine. Comme montre la figure-il dans les enroulements statoriques, il peut y avoir cinq cas de défauts à savoir : court-circuit entre spires, court-circuit à la tête de la bobine, ouverture de la phase, court-circuit phase à phase, court-circuit phase- terre. [7][26]

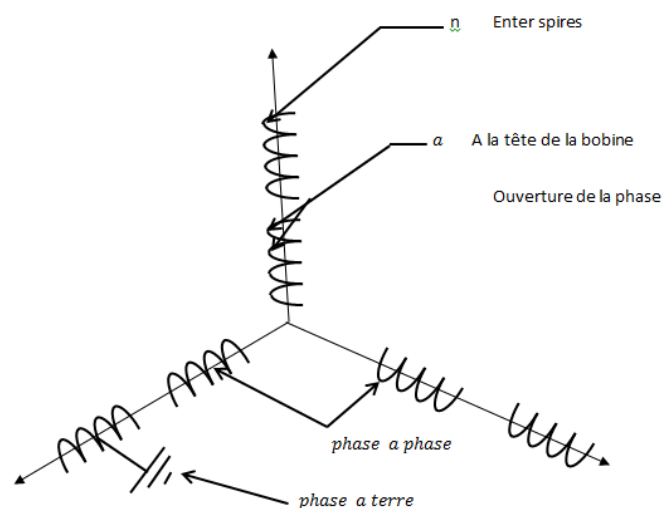


Figure I.5 Les court-circuit dans les enroulements statoriques

Les défauts de bobinage rotorique :

Pour les machines synchrones, il s'agit essentiellement de court-circuit au bobinage du rotor. La conséquence d'un court-circuit au rotor est un échauffement local qui peut déformer le rotor et provoquer des vibrations. Les vibrations du rotor peuvent influencer le fonctionnement de l'alternateur, en l'empêchant d'atteindre le facteur de puissance et la puissance active désirés. Pour les machines asynchrones, on peut également rencontrer des courts circuits. Pourtant, la principale source de défaillance semble être des fissures ou des ruptures dans les barres ou les anneaux. Ces ruptures peuvent provoquer des vibrations de la machine. Les barres cassées peuvent alors toucher le stator et endommager ainsi l'isolation statorique. Les étincelles qui se produisent lors de la dégradation de la cage rotorique peuvent également être critiques pour l'équipement. [7][27]

Les excentricités

Les excentricités peuvent être statiques, dynamiques ou mixtes. Il s'agit d'un mauvais positionnement du rotor par rapport au stator qui peut avoir pour origine un mésalignement dû à un plissement de l'axe ou un défaut de roulement. La conséquence de ce type de défauts est le déséquilibre de la force électromagnétique appliquée au rotor ce qui augmente l'excentricité, la conséquence finale pouvant être le frottement entre le stator et le rotor.

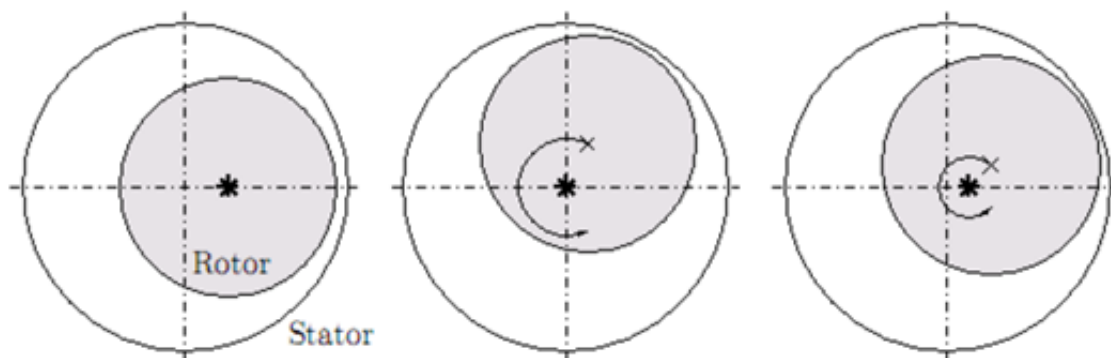


Figure I.6 Différents types d'excentricités

En résumé dans la Figure I.7 les différents défauts pouvant intervenir dans une machine électrique. Cette étude statistique établit par IEEE [7].

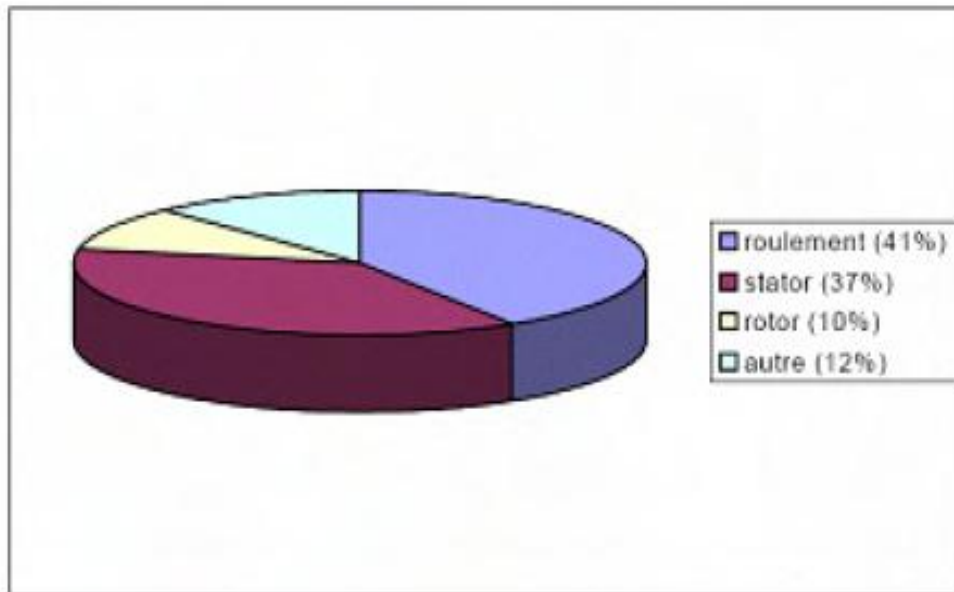
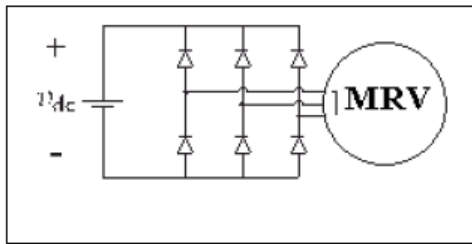


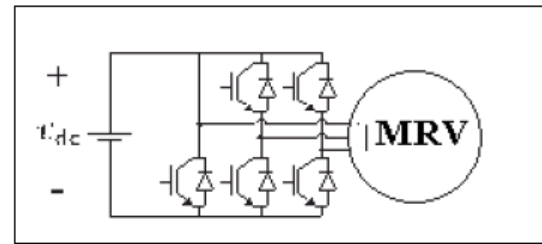
Figure I.7 Répartition des défauts dans une machine électrique suivant leur localisation

I.12.2 Les défauts au niveau de l'onduleur

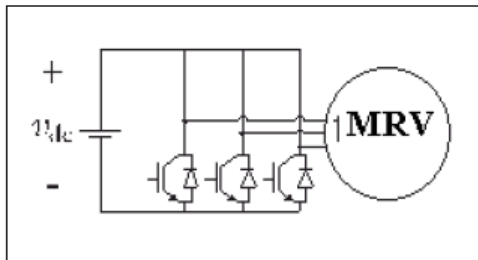
On peut distinguer les défauts selon leurs origines en deux parties : au niveau de la machine (statorique comme les courts circuits ou rotorique les excentricités) et au niveau de l'onduleur ; Les interrupteurs de l'onduleur doivent supporter de grandes variations de température (cycles thermiques). Pour les transistors bipolaires type IGBTs, la disparité entre le coefficient de dilatation thermique et les coefficients du fil en aluminium et de la puce de silicium est la cause d'efforts de cisaillement sur les interfaces de liaison qui peuvent mener à la rupture du fil. Afin de prévoir la durée de vie d'un IGBT, le nombre de cycles thermiques qu'il supporte lors du fonctionnement doit être correctement déterminé. Indépendamment des commutateurs d'inverseur, le condensateur C'est une pièce importante de l'onduleur et devrait être pris en considération en estimant la fiabilité de l'onduleur. Afin d'améliorer la fiabilité de l'onduleur, les IGBTs et les diodes correspondantes ainsi que les commandes de porte (et les circuits additionnels de commande) peuvent être fusionnés dans un module unique de puissance. De tels modules de puissance sont souvent désignés sous le nom de modules intelligents de puissance (IPMs). Les circuits additionnels de commande peuvent fournir des fonctions de protection contre la surchauffe, le court-circuit, [28]



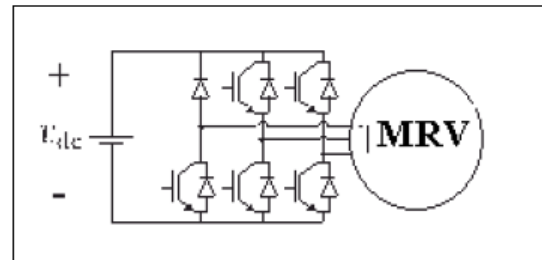
a. Un Onduleur Arrêté



b. Une Phase court circuitée



c. Un Court circuit équilibré



d. Une Phase ouverte

Figure I.8 Les défauts au niveau de l'onduleur [28]

I.13. Les origines des défauts

Les origines les plus fréquents des défauts du bobinage statorique peuvent être classées en quatre classes :

- mécaniques: mauvaise fabrication, vibrations de la machine, forces électromagnétiques déséquilibrées, force centrifuge, fluctuations de la charge;
- électriques: dégradations d'isolement, décharges partielles, étincelles;
- thermiques: pertes dans le cuivre, manque de refroidissement général ou localisé;
- environnementales: humidité, ozone, poussière.

Ces défauts pouvant induire :

- un déséquilibre des courants de lignes et des tensions;
- Une augmentation des oscillations du couple;
- Une diminution du couple moyen;
- Une augmentation des pertes et donc une réduction de l'efficacité énergétique;
- Un échauffement excessif et donc un vieillissement accéléré. [7]

I.14. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le principe du diagnostic et quelques définitions. Nous avons dressé une liste des étapes à suivre lors d'une procédure de diagnostic des systèmes. Ensuite, nous avons présenté quelques approches de diagnostic à savoir les méthodes sans modèle, les méthodes mono et multi signal ainsi que les approches à base de modèle mathématique et les différents types de défaut.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] R. Loures, "Surveillance et diagnostic des phases transitoires des systèmes hybrides basée sur l'abstraction des dynamiques continues par réseau de pétri temporal floue", Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, France, 2006.
- [2] A. Villemeur, "Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels", Edition EYROLLES, Collection DER-EDF, Vol. 67, 1988.
- [3] C. Combastel, "Méthodes d'aide à la décision pour la détection et la localisation de défauts dans les entraînements électriques", Thèse de Doctorat, INPG, 2000.
- [4] M. Basseville., "Detecting changes in signals and systems – A survey", Automatica, Vol. 24, N°3, p. 309-326, 1988.
- [5] F. Guenab., "Contribution aux systèmes tolérants aux défauts: synthèse de méthodes de reconfiguration et/ou de restructuration intégrant la fiabilité des composants", Thèse de doctorat, Université de Nancy, 2007.
- [6] S. TALEB, «Génération des symptômes flous par fft et swt application à la détection de vibrations», Thèse Doctorat, L'institut national polytechnique de Grenoble, 14 Février 2007.
- [7] B. Viet Phuong, «Diagnostic des machines électriques par l'analyse du champ magnétique application a l'identification de défauts rotoriques d'un alternateur à vide», Thèse Doctorat, L'INP Grenoble, 4 Octobre 2007.
- [8] A. F.KHAIR. K. E.HEMSAS «Diagnostic des Machines Asynchrones: Utilisation du Modèle Multi Enroulements», 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'07, 2007.
- [9] M. Staroswiecki and A.L. Gehin, "From control to supervision", In Annual Reviews in Control, Vol 25, pp 1-11, 2001.
- [10] M. Oudghiri, "Commande multi-modèles tolérante aux défauts: Application au contrôle de la dynamique d'un véhicule automobile," Thèse de doctorat, Université de Picardie jules verne, 2008.
- [11] A N.ALLALOU, « Diagnostic de Défauts par Observateurs Non Linéaires : Application aux Processus Chimique », Mémoire de Magister, ENP, Alger, 2006.
- [12] I. BOUCHARREB, « Modélisation & Simulation de Défauts D'une Machine Synchrone à Réductance Variable », Mémoire de Magister, Université Constantine, 2009.
- [13] M. CHAKIR, « Commande Robuste Tolérante aux Défauts Application à la MSAP », Mémoire de Magister, ENP, Alger, 2006.

- [14] P.VELLEMANS., P.BILLAUEDEL. and RIERA B., «Traceability, a new approach to obtain decision-making aid», European Annual Conference on Human Decision-Making and Manual Control, EAM'06, Valenciennes, France, 2006.
- [15] S.TALEB., S. LESECQ. And R. STUECHER., «Torsional vibrations detecting using torque measurement of a main drive of a hot rolling mill with wavelet transform», 11th IFAC Symposium on Automation in Mining, Mineral and Metal processing, Nancy, France 2004.
- [16] R. M.,ALAOUI,B. O. BOUAMAMA and TAILLIBERT P, «Diagnostic based on temporal band sequences: An empirical comparaison to statistical approachs».Word Automatic Congress, Seville, Espagne, 2004.
- [17] A.S. WILLSKY, «A survey of design methods for failure detection in dynamic systems». Automatica, Vol 12, page 301-611, 1976.
- [18] M.ZEMOURY, «Contribution à la surveillance des systèmes de production à l'aide des réseaux de neurones dynamique: Application à la e-maintenance». Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comté, 2003.
- [19] R.PATTON, J.CHEN. «Observer based fault detection and isolation: robustness and application». Control Engineering Practice, Vol.5. N°5, pp. 671-682, 1997.
- [20]
- [21] N.BEDJAOUI., X .LITRICIO, and D.KOENIG, « H_{∞} observer design for time-delay systems: application to FDI for irrigation canals», 45th IEEE, Conference on Detection and Control, San Diego, 2006.
- [22] V.SIRCOULOMB, J. RAGOT, H.CHAFOUK and G. HOBLOS, «Une nouvelle méthode d'estimation d'état en présence d'entrées inconnues: Application aux systèmes de navigation». Institut de Recherche en Systèmes Electroniques Embarqués (IRSEEM), CRAN, Université de Nancy, 2009.
- [22] F. DESBOUVRIES, W. PIECZYNSKI « Modèles de Markov Triplet et filtrage de Kalman » Statistique/Probabilités, Science Direct, Elsevier, pp. 667- 670, 2003.
- [23] O.ADROT, D.MAQUIN. and J. RAGOT, «Bounding approach to the fault detection of a class of uncertain dynamic systems», Proceedings of the IFAC Symposium on fault detection supervision and safety for technical process, pp. 1168-1173, Budapest, Hungary, 2000.
- [24] M.ROTH, «Identification and Fault Diagnosis of Industrial Closed-loop Discrete ent-Systems», thèse de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan and Universit ät Kaiserlautern Germany, 2010.

- [25] C. V. I. NARVAEZ, «Diagnostic par techniques d'apprentissage floues : conception d'une méthode de validation et d'optimisation des partitions». Thèse de doctorat, Institut National des Sciences appliquées de Toulouse, 2007.
- [26] A. LEBAROUD, «Modélisation et techniques orientées vers le diagnostic de la machine asynchrone associée à des sources variables», Thèse Doctorat, Univ de Constantine, 23Septembre 2006.
- [27] M. BLODT, «Condition Monitoring of Mechanical Faults in Variable Speed Induction Motor Drives», These Doctorate, L'INP Grenoble ,14Septembre 2006.
- [28] O. WALLMARK, «Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines in Automotive Applications», These Doctorate, Goteborg, Sweden 2006.

CHAPITRE II

MODELISATION ET SIMULATION DE LA CHAINE EOLIENNE

TABLE DES MATIERES.

II.1.Introduction	21
II.2.Modélisation et simulation du vent et de la turbine	21
II.2.1.Modèle du vent.....	21
II.2.1.1.Bloc de simulation du vent	21
II.2.1.2.Résultat de la simulation du vent.....	22
II.2.2.Modélisation de la turbine	23
II.2.2.1.Modélisation de l'arbre de transmission :.....	24
II.2.2.2. Modèle du multiplicateur de vitesse :	25
II.2.3.Stratégie de la commande de la turbine éolienne	26
II.2.3.1.Maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse) :.....	26
II.2.3.2.Calcul du correcteur de la vitesse de la turbine :	28
II.3. Modélisation et simulation de la génératrice.....	29
II.3.1.Modèle mathématique de la GSAP dans le référentiel généralisé :.....	29
II.3.2.Mise en équations de la machine:	29
II.3.3.Couple électromagnétique :	31
II.4. Commande de la génératrice synchrone à aimants permanents	33
II.4.1. Commande vectorielle :	33
II.4.2. Commande vectorielle avec découplage de la régulation des courants par compensation	33
II.5.Modélisation des convertisseurs de puissance	37
II.5.1.Modélisation du convertisseur MLI (l'onduleur et le redresseur MLI).....	37
II.6.Techniques de modulation :	39
II.6.1.la commande MLI naturelle (sinus-triangle)	39
II.6.2.Contrôle des courants par hystérésis.....	40
II.7.Modélisation de la liaison au réseau:	41
II.8.Injection de la puissance au réseau.....	43
II.9.1.Modélisation du filtre :	45
II.9. Simulation du système étudié :.....	47
II.9.1.Résultats de simulation :	47
II.9.2.Interprétation des résultats de simulation :	49
II.10.Conclusion:.....	50

LISTE DES FIGURES

Figure II.1: Bloc de simulation de la vitesse du vent.....	22
Figure.II.2. Profil du vent appliqué.....	22
Figure. II.3. Variation de la puissance en fonction de la vitesse du vent.....	23
Figure.II.4. Schéma bloc du modèle de la turbine	25
Figure. II.5. Schéma bloc de la commande de vitesse d'une turbine éolienne	27
Figure.II.6. Régulation de la vitesse.	28
Figure.II.7. Schéma représentatif de la MSAP à modéliser	29
Figure.II.8. Passage de repère naturel du stator au repère (d; q) de Park	31
Figure.II.9. Boucles de régulation de courants et le découplage des tensions.....	35
Figure. II.10. La boucle interne du régulateur de courant Id.	36
Figure.I.11 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec une charge.....	37
Figure II.12: Principe de contrôle du courant par hystérésis	40
Figure II.13 : Schéma électrique du bus continu.	41
Figure II.14. Boucle d'asservissement de la tension du bus continu.	42
Figure II.16 : Schéma électrique du filtre	44
Figure II.15 : Schéma bloc de commande du processus d'injection.....	45
Figure II.17 : Schéma global de la commande de l'aérogénérateur à base du GSAP.	47
Figure II.18 : Vitesse de rotation et vitesse de référence.	48
Figure II.19 : Couple électromagnétique.	48
Figure II.20 : Courants id du GSAP.....	48
Figure II.21 : Courants iq du GSAP.....	48
Figure II.22 : Courants du GSAP.....	49
Figure II.23 : Zoom des courants du GSAP.....	49
Figure II.24 : Tension du bus continu.....	50
Figure II.25 : Courants injectés au réseau.....	50
Figure II.26 : Zoom des courants injectés au réseau.....	50
Figure II.27 : Zoom des tensions de réseau et les courants injectés au réseau.	50

II.1. Introduction

Pour avoir un modèle globale de la chaîne de conversion, il est nécessaire de modéliser chaque élément constituant ce système individuellement. Dans ce chapitre nous allons proposer un modèle du vent qui va être la source d'énergie qui entraînera notre turbine, La turbine tri pale qui récupère l'énergie du vent et la transforme en énergie mécanique disponible sur le rotor sera par la suite modélise et après avoir modélisé la turbine éolienne, on va présenter une stratégie de commande de cette dernière en zone 2 (zone d'extraction de la puissance maximale): commande directe de la vitesse ou commande avec asservissement de vitesse où on contrôle la vitesse mécanique par un régulateur PI.

Ensuite, nous avons abordé la modélisation de la machine synchrone dans sa structure générale avant d'arriver à un modèle définitif du GSAP utilisé au cours de ce travail et nous rappelons aussi la commande vectorielle classique basée essentiellement sur des régulateurs linéaires (PI) puis nous allons proposer une modélisation des convertisseurs statiques utilisés dans la chaîne éolienne,

La dernière partie de ce chapitre sera consacrée pour décrire le système de commande de la liaison au réseau, qui permettra de commander indépendamment les puissances actives et réactives.

Enfin, pour tester le modèle élaboré nous Présentons les résultats de simulation du système étudié.

II.2.Modélisation et simulation du vent et de la turbine

II.2.1.Modèle du vent

La ressource en vent, du point de vue de sa distribution statistique, est primordiale dans un projet éolien et donc déterminante pour le calcul de production de l'électricité et de rentabilité. Les propriétés dynamiques du vent sont capitales pour l'étude de l'ensemble du système de conversion d'énergie car la puissance éolienne dans les conditions optimales évolue au cube de la vitesse du vent [1]

La vitesse du vent est généralement représentée par une fonction scalaire qui évolue dans le temps.

$$V = f(t) \tag{II.1}$$

La vitesse du vent sera modélisée sous forme déterministe par une somme de plusieurs harmoniques [1]

$$V(t) = A + \sum_{k=1}^i (a_k) \sin(w_k t) \tag{II.2}$$

$$V(t) = 9 + 0.2 \sin(0.1047t) + 2 \sin(0.2665t) + \sin(1.2930t) + 0.2 \sin(3.6645t) \tag{II.3}$$

II.2.1.1. Bloc de simulation du vent

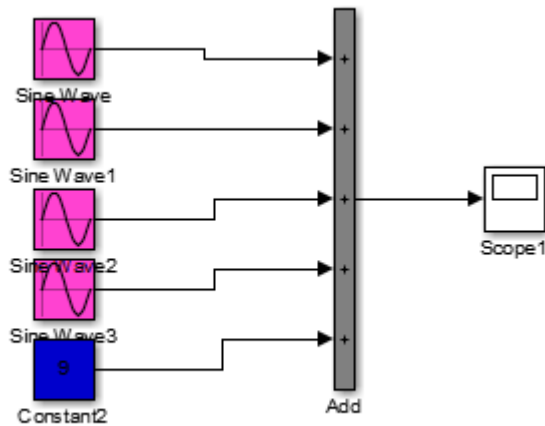


Figure II.1: Bloc de simulation de la vitesse du vent

II.2.1.2. Résultat de la simulation du vent

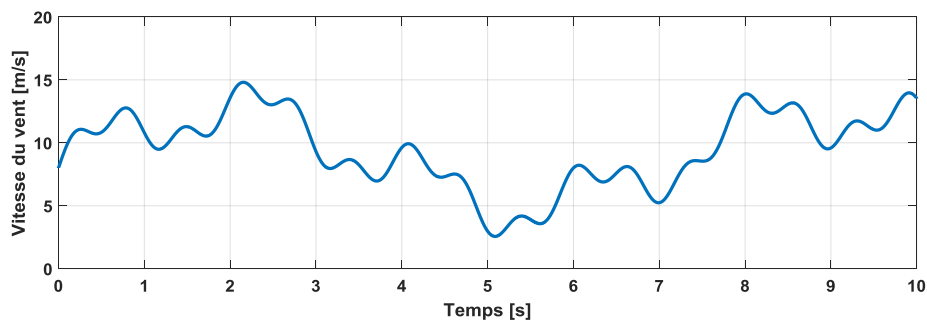


Figure .II.2. Profil du vent appliqué

La figure .II.2 : montre la variation de la vitesse du vent dans un temps de (10s) entre deux valeurs (V=15m/s) comme valeur maximale et (V=2.5m/s) comme valeur minimale d’une façon aléatoire ce qui reflète un vent réel.

II.2.2. Modélisation de la turbine :

La turbine éolienne est un dispositif qui transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. A partir de l'énergie cinétique des particules de la masse d'air en mouvement passant par la section de la surface active S de la voilure, la puissance de la masse d'air qui traverse la surface équivalente à la surface active S de l'éolienne est donnée par [2]:

$$P_V = \frac{\rho \cdot S \cdot V^3}{2} \quad (\text{II.4})$$

La puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit alors :

$$P_{aer} = C_p \cdot P_V = C_p(\lambda, \beta) \cdot \frac{\rho \cdot S \cdot V^3}{2} \quad (\text{II.5})$$

Le coefficient de puissance C_p représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne. Il dépend de la caractéristique de la turbine.

La courbe caractéristique de la voilure utilisée dans notre cas d'étude est présentée sur la figure. II. 3 :

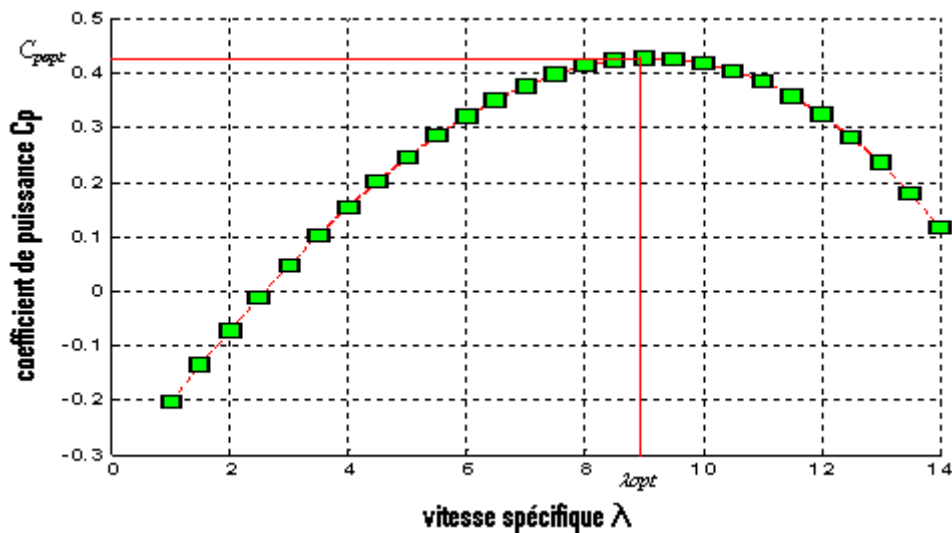


Figure. II .3. Variation de la puissance en fonction de la vitesse du vent
($C_p = 0.43$)

La valeur du coefficient de puissance C_p dépend de la vitesse de rotation de la turbine et de la vitesse du vent. Il peut avantageusement s'exprimer en fonction de λ , la vitesse spécifique ou normalisée. λ est le rapport entre la vitesse périphérique en bout de pales et la vitesse du vent :

$$\lambda = \frac{\Omega_{turbine} R}{V} \quad (\text{II.6})$$

On remarque que la caractéristique $C_p(\lambda)$ de la voilure est représentée par un polynôme de troisième degré sous la forme:

$$C_p(\lambda) = a_1 \lambda + a_2 \lambda^2 + a_3 \lambda^3 + a_4 \quad (\text{II.7})$$

Dans notre cas et pour $\beta=0$ les différents coefficients valent :

$$a_1 = 0.144713492$$

$$a_2 = -0.003986905$$

$$a_3 = -0.000286111$$

$$a_4 = -0.342590476$$

L'équation algébrique de cette courbe ainsi que ses points remarquables, respectivement vitesse réduite optimale, coefficient de puissance maximal sont données par :

$$C_p(\lambda) = 0.144713492 \cdot \lambda - 0.003986905 \cdot \lambda^2 - 0.000286111 \cdot \lambda^3 - 0.342590476 \quad (\text{II.8})$$

$$\lambda_{opt} = 8.5$$

$$C_{p_{opt}} = 0.43$$

Cette caractéristique théorique est appelée limite de Betz qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée. En réalité, elle n'a jamais été atteinte et chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance. [3]

Connaissant la vitesse de la turbine, le couple aérodynamique est donc directement déterminé par :

$$C_{aer} = \frac{P_{aer}}{\Omega_{turbine}} = C_p \cdot \frac{\rho \cdot S \cdot V^3}{2} \cdot \frac{1}{\Omega_{turbine}} \quad (\text{II.9})$$

II.2.2.1. Modélisation de l'arbre de transmission :

La modélisation de la transmission l'équation mécanique se résume à fondamentale de la dynamique:

$$J \cdot \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = (C_{em} + C_{mec}) - f \Omega_{mec} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

J : Inertie totale de l'arbre de transmission comprenant l'inertie de la génératrice et de la turbine.

f : Coefficient de frottement dynamique.

C_{em} : Couple électromagnétique produit par la génératrice.

C_{mec} : Couple mécanique adaptant la vitesse de la turbine à celle de la génératrice.

II.2.2.2. 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 $\Omega_{turbine}$ assez lente, à celle que nécessite la génératrice Ω_{mec} .

Il est modélisé par les deux équations suivantes :

$$G = \frac{\Omega_{turbine}}{\Omega_{mec}} \tag{II.11}$$

$$G = \frac{C_{turbine}}{C_{mec}} \tag{II.12}$$

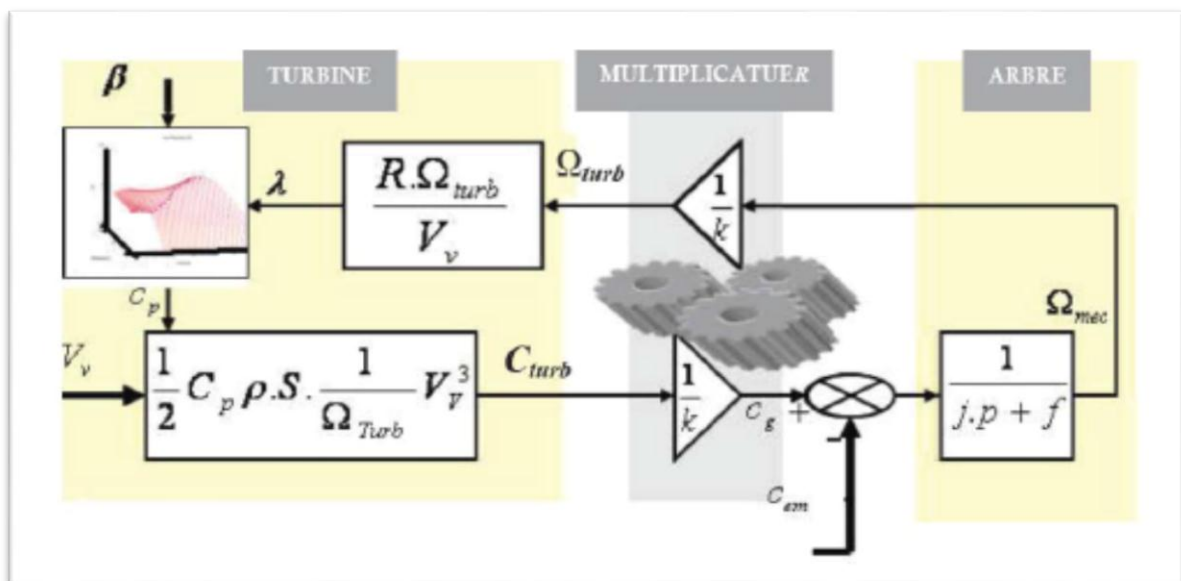


Figure.II.4.Schéma bloc du modèle de la turbine

II.2.3.Stratégie de la commande de la turbine éolienne

Il existe deux stratégies de commande suivant les zones de fonctionnement de l'éolienne :

- Action à charge partielle
- Action en pleine charge (contrôle de l'angle de calage)

Une thèse est largement insuffisante pour traiter tous les problèmes de commande liés à un tel système, ainsi on se limite à étudier la commande de l'aérogénérateur à vitesse variable dans la zone 2 ou le fonctionnement à charge partielle avec la technique MPPT afin d'assurer l'accroissement du rendement énergétique. C'est un fonctionnement relatif à des vitesses de vent comprises entre 2,5 m/s et 15 m/s et l'angle de calage est fixe. Pour cela on propose une stratégie de commande de la turbine éolienne pour maximiser la puissance extraite, cette stratégie de commande consiste à contrôler le couple électromagnétique (et indirectement la puissance électromagnétique convertie) afin de régler la vitesse mécanique de manière à maximiser la puissance électrique générée. Ce principe est connu sous la terminologie Maximum Power Traking.

II.2.3.1.Maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse (Commande Directe de Vitesse) :

Cette stratégie de commande consiste à régler le couple apparaissant sur l'arbre de la turbine de manière à fixer sa vitesse à une référence. Pour réaliser ceci, on va utiliser un asservissement de vitesse.

Le correcteur de vitesse doit accomplir deux tâches :

- Il doit asservir la vitesse mécanique à sa valeur de référence.
- Il doit atténuer l'action du couple éolien qui constitue une entrée perturbatrice [4]

Un régulateur PI suffit pour répondre à ce cahier des charges.

On suppose le couple électromagnétique égale à sa référence

$$C_{em} = C_{em_{ref}} \quad (\text{II.13})$$

D'après la relation (II.10) :

$$\frac{d\Omega_{mec}}{dt} = \frac{1}{J} (C_{mec} + C_{em} - f\Omega_{mec}) \quad (\text{II.14})$$

Le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_{em_ref} = K (\Omega_{mec_ref} - \Omega_{mec}) \tag{II.15}$$

Avec :

K : est le correcteur du système.

La vitesse mécanique de référence est exprimée d'après (II.11) par la relation suivante :

$$\Omega_{mec_ref} = G \Omega_{turbine_ref} \tag{II.16}$$

La référence de la vitesse de la turbine correspondante à la valeur optimale du rapport de vitesse λ_{opt} (on fixe l'angle de calage β à 0°) d'après la courbe de (Figure II.3)

D'après (II.6), on a :

$$\Omega_{turbine_ref} = \frac{\lambda_{opt} \cdot V}{R} \tag{II.17}$$

Finalement on obtient le schéma bloc de la commande de la vitesse mécanique présenté sur Figure (II.5)

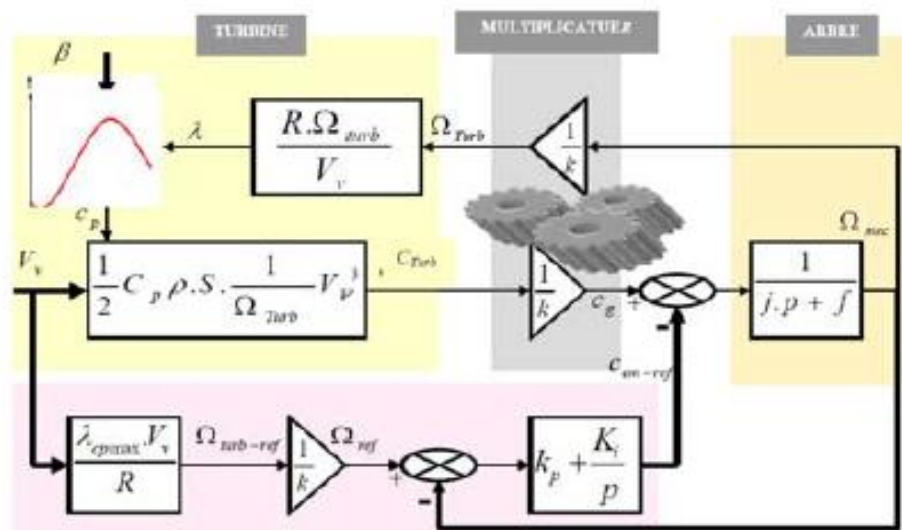


Figure. II.5. Schéma bloc de la commande de vitesse d'une turbine éolienne [5]

II.2.3.2. Calcul du correcteur de la vitesse de la turbine :

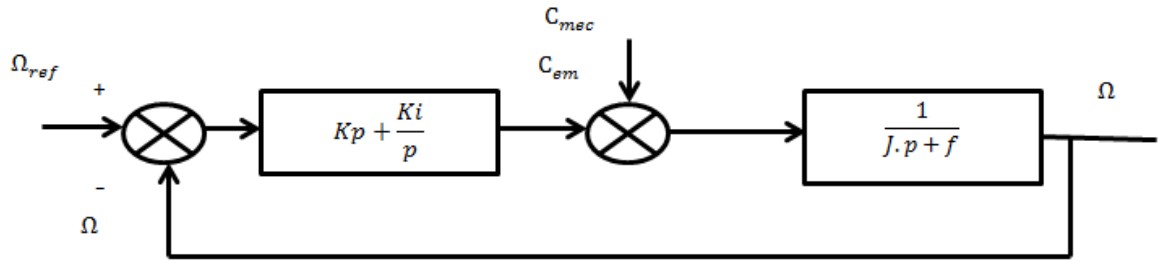


Figure.II.6. Régulation de la vitesse.

On propose un correcteur PI, sa fonction de transfert est donnée par:

$$(Kp + \frac{Ki}{p}) = (\frac{Kp}{p}) (p + \frac{Ki}{Kp}) \quad (II.18)$$

On suppose que la perturbation est nulle

$$C_{mec} = 0 \quad (II.19)$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{Kp}{p} (p + \frac{Ki}{Kp}) (\frac{1}{Jp} + f) \quad (II.20)$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega(p)}{\Omega_{ref}(p)} = \frac{Kp(p + \frac{Ki}{Kp})}{p^2 + (f + Kp)p + Ki} \quad (II.21)$$

La $FTBF_{\Omega}$ possède une dynamique de 2ème ordre, par identification à la forme canonique du 2ème ordre l'équation caractéristique peut être représenté comme suit :

$$\frac{1}{\omega_n^2} p^2 + (\frac{2\varepsilon}{\omega_n}) p + 1 \quad (II.22)$$

Alors :

$$\frac{J}{Ki} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (II.23)$$

$$\frac{f + Kp}{Ki} = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \quad (II.24)$$

Alors :

$$Ki = \omega_n^2 \cdot J \quad \text{Et} \quad Kp = 2 \cdot \varepsilon \cdot \omega_n \cdot J - f \quad (II.25)$$

ε : Coefficient d'amortissement.

II.3. Modélisation et simulation de la génératrice

II.3.1. Modèle mathématique de la GSAP dans le référentiel généralisé :

Le modèle mathématique de la génératrice synchrone à aimants permanents nécessite l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices, car cela permet une étude et une exploitation plus aisées. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs [5].

- La saturation du circuit magnétique est négligée ;
- La distribution sinusoïdale des f.é.m. créées par les enroulements statorique ;
- L'effet d'encochage est négligé ;
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température ;
- L'hystérésis, l'effet de peau et les courants de Foucault sont aussi négligés.

II.3.2. Mise en équations de la machine:

Le schéma représentatif de la machine à modéliser est donné par la Figure (II.5)

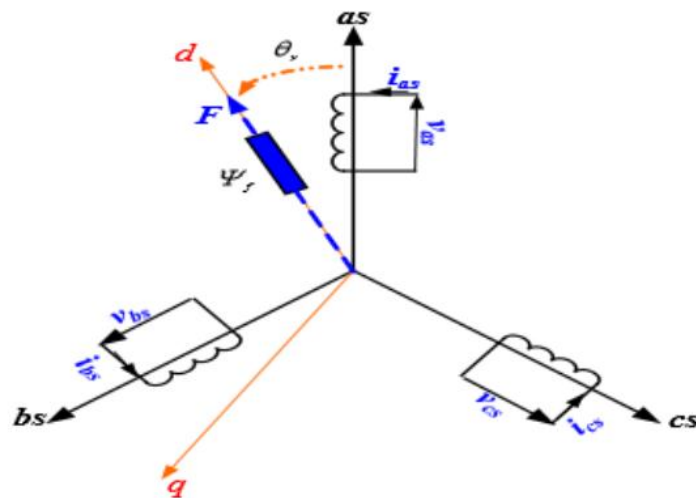


Figure.II.7. Schéma représentatif de la MSAP à modéliser

a) Ecriture des équations électriques et magnétiques dans le repère (a b c)

Comme tenu du schéma de la (Figure .II.7), on peut écrire les équations de tensions relatives au stator :

$$\begin{cases} V_a = R_s \cdot i_a + \frac{d\phi_a}{dt} \\ V_b = R_s \cdot i_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\ V_c = R_s \cdot i_c + \frac{d\phi_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Equations des flux :

Pour la phase a

On a:

$$\begin{aligned}\phi_a &= \phi_{aa} + \phi_{ba} + \phi_{ca} + \phi_{fa} \\ \phi_a &= L_s \cdot i_a + M_s \cdot i_b + M_s \cdot i_c + \phi_{fa} \\ \phi_a &= (L_s - M_s) \cdot i_a + \phi_{fa}\end{aligned}\quad (\text{II.27})$$

On prend :

$$L_c = L_s - M_s \quad (\text{II.28})$$

Donc :

$$\phi_a = L_c \cdot i_a + \phi_{fa} \quad (\text{II.29})$$

Avec :

ϕ_{aa} : Flux propre de la phase a ;

$\phi_{ba}, \phi_{ca}, \phi_{fa}$: Flux mutuels créés par les phases b, c et l'inducteur dans la

bobine a ;

L_s : Inductance propre statorique ;

M_s : Inductances mutuelles entre deux phases du stator ;

L_c : Inductance cyclique ;

R_s : Résistance de l'enroulement statorique.

Ce qui nous permet d'écrire les équations des autres phases comme suit :

$$\begin{cases} \phi_a = L_c \cdot i_a + \phi_{fa} \\ \phi_b = L_c \cdot i_b + \phi_{fb} \\ \phi_c = L_c \cdot i_c + \phi_{fc} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Les systèmes d'équations (II.26) et (II.27) peuvent se mettre sous une forme

Matricielle :

$$[V] = [R][I] + \frac{d[\phi]}{dt} \quad (\text{II.31})$$

$$[\phi] = [L][I] \quad (\text{II.32})$$

Ou :

$[V] = [V_a \ V_b \ V_c]^t$: Vecteur tensions statoriques.

$[I] = [I_a \ I_b \ I_c]^t$: Vecteur courants statoriques.

$[\phi] = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^t$: Vecteur flux statoriques.

Et :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} : \text{représente la matrice des inductances statoriques.}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{représente la matrice des résistances statoriques.}$$

Afin de simplifier le modèle dynamique de la machine, on applique un changement de repère. Cette transformation mathématique, transforme les trois bobines statoriques déphasées de $(2\pi/3)$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\pi/2$ et situées sur le rotor [3].

b) Ecriture des équations électriques et magnétiques dans le repère de Park

Il existe plusieurs transformations ayant pour objectif la simplification des équations de la machine en les rendant plus facile à résoudre numériquement. Permis transformations, la transformée de Park qui consiste à remplacer les enroulements triphasés (a.b.c) par deux enroulements d et q (Figure II .8)

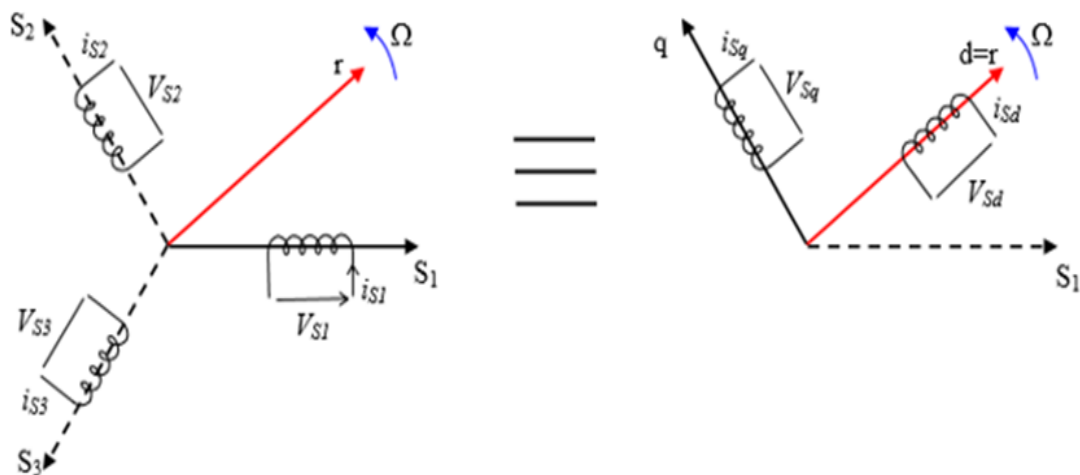


Figure .II.8. Passage de repère naturel du stator au repère (d; q) de Park

Pour cela il faut utiliser les transformations de Park suivantes :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Avec :

$[P(\theta)]$: La matrice directe de Park

La matrice de Park qui conserve les puissances et qui assure le changement de variables. Elle donnée par l'écriture matricielle suivante :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Les équations de la MSAP dans le repère de Park sont :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega \phi_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + \frac{d\phi_q}{dt} - \omega \phi_d \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Les flux s'écrivent :

$$\phi_d = L_d \cdot I_d + \phi_f \quad (\text{II.36})$$

$$\phi_q = L_q \cdot I_q \quad (\text{II.37})$$

Enfin, les équations de la machine synchrone dans le repère de Park sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} V_d &= R_s \cdot I_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot I_q \\ V_q &= R_s \cdot I_q + \frac{d\phi_q}{dt} - \omega \cdot (L_d \cdot I_d + \phi_f) \end{aligned} \quad (\text{II.38})$$

II.3.3. Couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est dû à l'interaction de deux champs tournants .Le champ tournant rotorique créé par les aimants permanents et le champ tournant produit les courants sinusoïdaux qui parcourent les enroulements du stator. Sa forme générale est donnée par [6] :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I]^t \left\{ \frac{d[L]}{dt} \right\} [I] \quad (\text{II.39})$$

En introduisant le vecteur courant et la matrice des inductances par leurs expressions, et après simplification, on obtient :

$$C_{em} = p\phi_f I_q \quad (\text{II.40})$$

Avec :

p : nombre de pair de pôles.

II.4. Commande de la génératrice synchrone à aimants permanents

II.4.1. Commande vectorielle :

Principe de la commande vectorielle est d'orienter le flux du stator pour permettre de contrôler de manière indépendante le couple électromagnétique. La commande la plus fréquemment utilisée consiste à simplifier le contrôle en imposant au courant direct une valeur nulle. Dans ces conditions, la composante en quadrature du courant est une image de couple. Cela permet de simplifier l'expression de couple de l'équation de la GSAP [7]

$$C_{em} = p\omega\phi_f I_q \quad (\text{II.41})$$

$$I_q = \frac{C_{em}}{p\phi_f} \quad (\text{II.42})$$

I.4.2. Commande vectorielle avec découplage de la régulation des courants par compensation

Afin de justifier le recourt à la commande vectorielle avec découplage de la régulation des courants par compensation, examinons d'abord le modèle de la génératrice synchrone dans le plan de Park qui est donné par les équations :

$$\begin{aligned} V_d &= R_s \cdot I_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot I_q \\ V_q &= R_s \cdot I_q + \frac{d\phi_q}{dt} - \omega \cdot (L_d \cdot I_d + \phi_f) \end{aligned} \quad (\text{II.43})$$

Pour découpler l'évolution des courants I_d et I_q par rapport aux commandes, On définit les termes de compensation e_d et e_q tel que :

$$e_d = -\omega L_q i_q : \text{F.e.m. de la machine sur l'axe } d$$

$$e_q = \omega L_d i_d + \omega \phi_f : \text{F.e.m. de la machine sur l'axe } q$$

Et les tensions de référence sont :

$$\begin{aligned} V_d^* &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \\ V_q^* &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II.43})$$

Les équations (II.38) et (II.43) devient :

$$\begin{aligned} V_d &= V_d^* + e_d \\ V_q &= V_q^* + e_q \end{aligned} \quad (\text{II.42})$$

Donc :

$$\begin{aligned} V_d^* &= V_d - e_d \\ V_q^* &= V_q - e_q \end{aligned} \quad (\text{II.43})$$

En passant par la transformation de LAPLACE, on obtient les expressions relatives aux composantes directe et en quadrature les tensions de références statoriques

$$\begin{aligned} V_d &= (R_s + L_d p) i_d + e_d \\ V_q &= (R_s + L_q p) i_q + e_q \end{aligned} \quad (\text{II.44})$$

Nous pouvons définir deux fonctions de transferts à partir de l'équation (II.44)

$$\begin{aligned} \frac{i_d(p)}{V_d^*(p)} &= \frac{1}{R_s + pL_d} \\ \frac{i_q(p)}{V_q^*(p)} &= \frac{1}{R_s + pL_q} \end{aligned} \quad (\text{II.45})$$

Pour piloter les deux courants i_d et i_q il est nécessaire de faire la synthèse de deux correcteurs PI,

La figure (II.9) illustre les boucles de régulateur de courant et les découplages des tensions

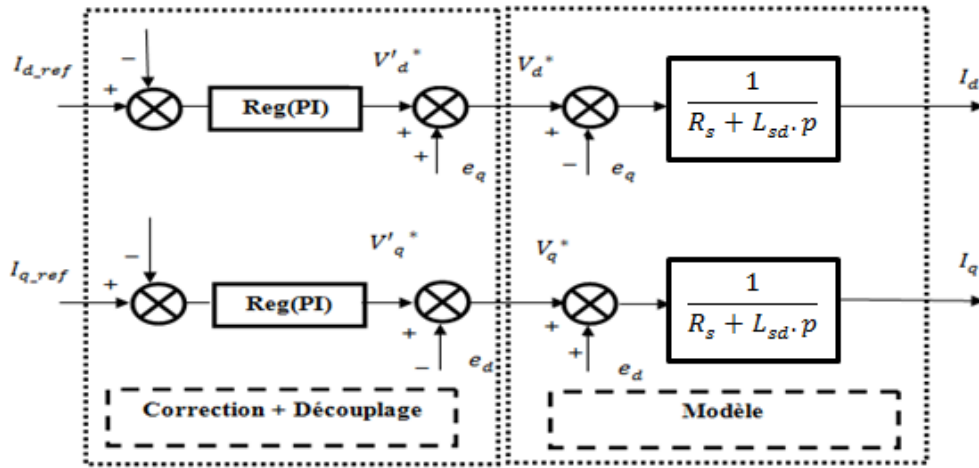


Figure.II.9. Boucles de régulation de courants et le découplage des tensions.

Régulation des courants par le régulateur PI

La commande de la GSAP s'effectue en contrôlant les courants I_{sd} et I_{sq} , le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence I_{sq}^* , le courant I_{sd}^* est maintenu nul, la commande est effectuée par les régulateurs (proportionnelle, intégrale), le terme proportionnel utilisé pour la rapidité du système c'est-à-dire minimiser le temps de réponse, Quant au terme intégral permet de réduire l'écart entre la référence et la sortie [14].

La fonction de transferts de régulateur PI:

$$G(p) = \frac{Kp}{p} \left(p + \frac{Ki}{Kp} \right) \quad (II.46)$$

Avec

K_p : C'est un gain proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système ;

K_i : Gain de l'action intégrale.

Régulateur de courant I_{sd}

La structure de régulateur du courant d'axe d est presque identique à celle d'axe q, alors on va travailler avec la boucle de courant l'axe d. La dynamique du génératrice relative à la partie électrique est égale à:

$$G_{id}(p) = \frac{1}{R_s + L_{sd} \cdot p} = \frac{1/L_{sd}}{p + R_s/L_{sd}} \quad (II.47)$$

La figure (II. 10) représente la boucle interne du régulateur de courant d'axe d

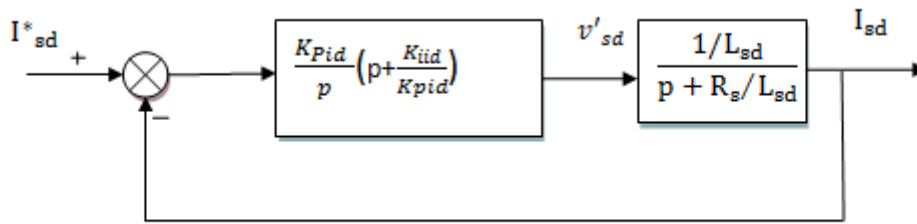


Figure. II.10.La boucle interne du régulateur de courant Id.

- K_{iid} : C'est le gain d'intégrale de régulateur de courant I_{sd} ;
- K_{pid} : C'est le gain proportionnel de régulateur de courant I_{sq} .
- La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$G_{oid}(p) = \frac{I_{sd}}{I^*_{sd}} = \frac{K_{pid}}{p} \left(p + \frac{K_{iid}}{K_{pid}} \right) \frac{1/L_{sd}}{p + R_s/L_{sd}} \quad (II.48)$$

- Alors la constante du temps électrique en boucle ouverte :

$$t_d = \frac{L_{sd}}{R_s} \quad (II.49)$$

- Par compensation on aura :

$$\frac{K_{iid}}{K_{pid}} = \frac{R_s}{L_{sd}} \quad (II.50)$$

- La fonction de transfert en boucle fermée :

$$G_{fid}(p) = \frac{G_{oid}(p)}{1 + G_{oid}(p)} = \frac{\frac{K_{pid}}{pL_{sd}}}{1 + \frac{K_{pid}}{pL_{sd}}} = \frac{K_{pid}/L_{sd}}{p + K_{pid}/L_{sd}} \quad (II.51)$$

- $\eta = t_{fd}/t_d$: C'est Le rapport de la rapidité de la dynamique entre la boucle fermé et la boucle ouvert. On pose que $\eta=10$.

- La constante en boucle fermée :

$$t_{fd} = \frac{t_d}{\eta} = \frac{L_s}{K_{pd}} \quad (II.52)$$

- Les gains du régulateur PI s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned} K_{pid} &= \eta \cdot R_s \\ K_{iid} &= \eta \cdot \frac{R_s}{t_d} \end{aligned} \quad (II.53)$$

Régulateur de courant I_{sq}

On utilise la même méthode que le réglage du courant i_d et on obtient :

$$t_q = \frac{L_{sq}}{R_s} \quad (\text{II.54})$$

$$K_{Piq} = \eta \cdot R_s$$

$$K_{iiq} = \eta \cdot \frac{R_s}{t_q} \quad (\text{II.55})$$

II.5. Modélisation des convertisseurs de puissance

II.5.1. Modélisation du convertisseur MLI (l'onduleur et le redresseur MLI)

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternative à l'aide d'une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, souvent par Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI). La réversibilité de l'onduleur de tension à deux niveaux lui permet de fonctionner en mode redresseur du courant. Les modèles élaborés pour ces onduleurs sont valables pour les redresseurs MLI. [2] [8]

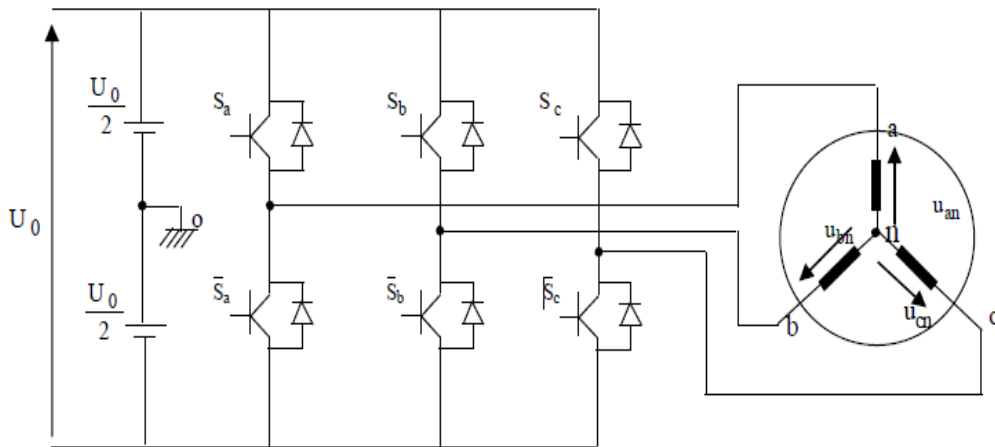


Figure.II.11 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec une charge.

On peut exprimer les tensions en ligne en fonction de la tension continue et de l'état des commutateurs. On définit pour ça les variables (S_1, S_2, S_3) en fonction de l'état des commutations dans les trois branches. Les commandes des interrupteurs de même bras sont complémentaires. On distingue donc deux états indépendants qui peuvent être considérés comme une grandeur booléenne

- $S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bas haut (a, b ou c) ouvert,.
- $S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bas bas (a, b ou c) fermé.

La modélisation du convertisseur consiste à exprimer les tensions en lignes, en fonction de la tension dans le bus continu et de l'état des commutateurs.

Les tensions composées u_{ab} , u_{ba} et u_{ca} , sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} + u_{ob} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} + u_{oc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} + u_{oa} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

Ou :

u_{ao} , u_{bo} et u_{co} Sont les tensions d'entrée de l'onduleur (tensions continues). Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée.

Soit "n" l'indice du point neutre du côté alternatif. On peut écrire les relations de Charles,

Comme suit:

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

u_{an} , u_{bn} et u_{cn} Sont les tensions simples de la machine et u_{no} est la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors:

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (\text{II.58})$$

La substitution de (II .57) dans (II.56) aboutit à:

$$u_{no} = \frac{1}{3} \cdot (u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (\text{II.59})$$

En remplaçant (II.58) dans (II.56), on obtient:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bo} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

Alors :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{U_o}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{U_o}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{U_o}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II.61})$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu alternatif.

$$[U_{AC}] = [T] \cdot [U_{dc}] \quad (\text{II.62})$$

Tel que :

$$[U_{AC}] = [u_{an} \quad u_{bn} \quad u_{cn}]^T \quad (\text{II.63})$$

$$[U_{dc}] = [u_{ao} \quad u_{bo} \quad u_{co}]^T = U_o [S_a \quad S_b \quad S_c]^T \quad (\text{II.64})$$

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.65})$$

II.6. Techniques de modulation :

II.6.1. La commande MLI naturelle (sinus-triangle)

Cette stratégie est la plus simple à mettre au point, elle est appelée aussi modulation "Triangulo-Sinusoïdale". Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux [9] :

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde (modulatrice) qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal triangulaire de haute fréquence par rapport aux signaux. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence

L'intersection de ces signaux donne les signaux de commutation des interrupteurs.

Cette stratégie de commande est caractérisée par deux paramètres: l'indice de modulation m et le coefficient de réglage r :

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad (\text{II.66})$$

Le coefficient de réglage en tension r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U de la porteuse :

$$r = \frac{v_m}{U} \quad (\text{II.67})$$

L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations du couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

Néanmoins, elle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple [10].

II.6.2. Contrôle des courants par hystérésis

Le principe de contrôle du courant par hystérésis (Hystérésis Current Control : HCC) consiste à maintenir les courants réels à l'intérieur d'une bande de largeur donnée centrée autour des courants de référence [9]. En pratique, on utilise la technique schématisée sur la figure II.12. Le signal de commande issu de la différence entre le courant de référence et le courant de mesure est appliqué à l'entrée d'un comparateur à hystérésis. Alors, la sortie représente le signal de commande des interrupteurs de la branche correspondante de l'onduleur. Les références sont rectangulaires dans le cas des machines à f.é.m. trapézoïdale et sinusoïdale dans les machines à f.é.m. sinusoïdales [9].

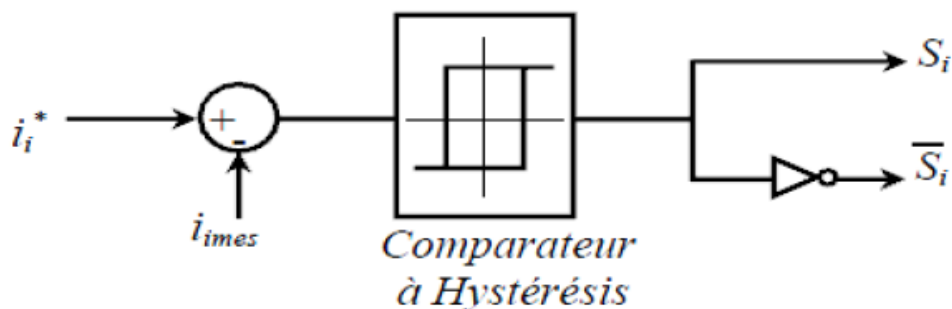


Figure II.12: Principe de contrôle du courant par hystérésis

II.7. Modélisation de la liaison au réseau:

Le système de commande doit répondre aux objectifs suivants:

- Maintenir une tension constante du bus continu.
- Assurer un contrôle indépendant des puissances active et réactive circulant entre le convertisseur et le réseau.
- Assurer une injection des courants sinusoïdaux en phase avec les tensions, ou bien, un facteur de puissance plus proche à l'unité.

La régulation de la tension du bus continu a pour but de la maintenir à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. Le schéma électrique du bus continu représenté sur la figure (II.13) nous montre que le courant du condensateur est issu d'un nœud où circulent deux courants modulés par chaque convertisseur.

$$i_c = i_1 + i_2 \quad (\text{II.68})$$

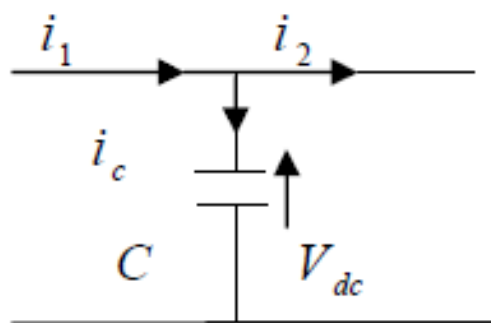


Figure II.13 : Schéma électrique du bus continu.

Le bus continu est modélisé par la connaissance de la tension aux bornes du condensateur obtenue en intégrant l'équation différentielle suivante [8]:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \quad (\text{II.69})$$

$$V_{dc} = \int \frac{dV_{dc}}{dt} + V_{dc}(t_0) \quad (\text{II.70})$$

Où:

$V_{dc}(t_0)$: La valeur initiale de la tension à l'instant t_0

i_c : Courant dans le condensateur.

V_{dc} : Tension du bus continu.

C : Valeur de la capacité.

i_1 : Courant modulé par le convertisseur du côté de la machine.

i_2 : Courant modulé par le convertisseur du côté du réseau.

On applique la transformation de Laplace sur l'équation (II.69) :

$$V_{dc} = \frac{1}{Cp} \cdot i_c \quad (II.71)$$

D'où, la boucle de régulation de V_{dc} dotée d'un correcteur PI est montrée sur la figure (II.14).

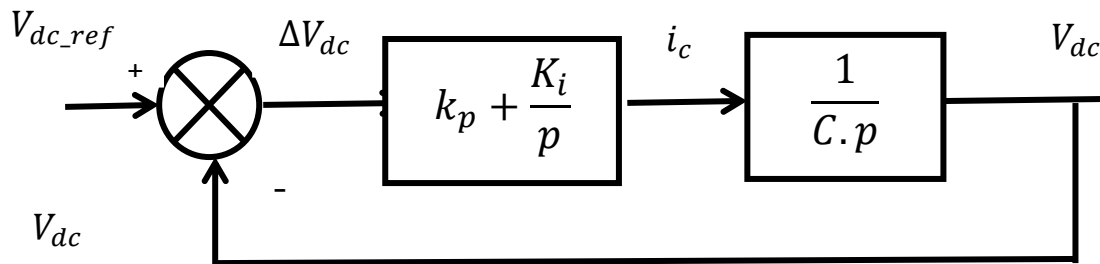


Figure II.14. Boucle d'asservissement de la tension du bus continu.

Le calcul des paramètres des régulateurs sera déduit de la FTBF $G(s)$:

$$G(p) = \frac{Kp.p+Ki}{Cp^2+Kp.p+Ki} = \frac{Ki}{Cp+Kp.p+Ki} + \frac{Kp.p}{Cp^2+Kp.p+Ki} \approx \frac{Ki}{Cp^2+Kp.p+Ki} \quad (II.72)$$

Pour $t \gg$

$$\frac{Kp.p}{Cp^2+Kp.p+Ki} = 0 \quad (II.73)$$

La réponse indicielle du deuxième terme, tend à s'annuler après un régime transitoire parce que la décomposition partielle d'un tel polynôme est la somme de deux polynômes de premier ordre, qui tendent à s'annuler avec une constante du temps égale à la valeur du pôle (doit être négative)

$\ll \tau_i = P_i \gg$

$$\frac{A.s}{Cp^2+Kp.p+Ki} = \frac{A_1}{p+P_1} + \frac{A_2}{p+P_2} \quad (II.74)$$

Le calcul des paramètres du régulateur sera fait en comparant la FTBF avec celle d'un deuxième ordre sans zéro :

$$G(p) = \frac{\frac{Kl}{C}}{p^2 + \left(\frac{Kp}{C}\right)p + \frac{Kl}{C}} \quad (\text{II.75})$$

Après avoir régulé la tension du bus continu, la puissance électromagnétique extraite du vent, doit être injectée au réseau via l'onduleur auquel il est connecté.

II.8. Injection de la puissance au réseau

L'injection de la puissance électromagnétique extraite du vent est assistée par l'onduleur de tension triphasé qui assure la phase d'injection par les deux tâches suivantes :

- Maintenir la tension du bus continu constante en contrôlant la puissance transitée vers le réseau via l'onduleur de tension.
- Commander les interrupteurs statiques afin d'injecter la puissance de référence (puissance électromagnétique en retranchant celle du condensateur) au réseau, avec un facteur de puissance plus proche de l'unité.

En négligeant les pertes dans le stator du GSAP, ainsi que dans le redresseur ML11, donc la puissance à l'entrée du bus continu est égale à la puissance électromagnétique au niveau de l'entrefer du GSAP. La puissance de référence injectée au réseau, est calculée en soustrayant la puissance électromagnétique de celle du condensateur :

$$P_g = P_{ref} = P_{em} - P_{dc} \quad (\text{II.76})$$

Alors :

$$P_{ref} = C_{em} \cdot \Omega - V_{dc} \cdot I_{dc} \quad (\text{II.77})$$

La puissance injectée est le produit du courant et de la tension, comme la tension est imposée par le réseau, le contrôle de la puissance électromagnétique revient au contrôle des courants injectés au réseau.

Les puissances active et réactive dans le repère de Park sont données par : [11]

$$\begin{cases} P_{ref} = V_{g,d} \cdot I_{d,ref} + V_{g,q} \cdot I_{q,ref} \\ Q_{ref} = V_{g,q} \cdot I_{d,ref} - V_{g,d} \cdot I_{q,ref} \end{cases} \quad (\text{II.78})$$

Par inversion de ces relations, il est alors possible d'imposer des références pour la puissance active et la puissance réactive en imposant les courants de références suivants:

$$\begin{cases} I_{d_ref} = \frac{P_{ref} \cdot V_{g_d} + Q_{ref} \cdot V_{g_q}}{V_{g_d}^2 + V_{g_q}^2} \\ I_{q_ref} = \frac{P_{ref} \cdot V_{g_q} + Q_{ref} \cdot V_{g_d}}{V_{g_d}^2 + V_{g_q}^2} \end{cases} \quad (II.79)$$

En injectant la puissance électromagnétique sous forme de puissance active seulement ($Q = 0$)

Donc les courants de référence seront :

$$\begin{cases} I_{d_ref} = \frac{P_{ref} \cdot V_{g_d}}{V_{g_d}^2 + V_{g_q}^2} \\ I_{q_ref} = \frac{P_{ref} \cdot V_{g_q}}{V_{g_d}^2 + V_{g_q}^2} \end{cases} \quad (II.80)$$

En transformant les courants de référence : I_{d_ref} et I_{q_ref} au courants réels $I_{a_ref}, I_{b_ref}, I_{c_ref}$ par la transformation inverse de Park, nous aboutirons à générer les signaux de commande de l'onduleur de courant par le contrôle hystérésis.

Le schéma suivant illustre la commande du système global d'injection :

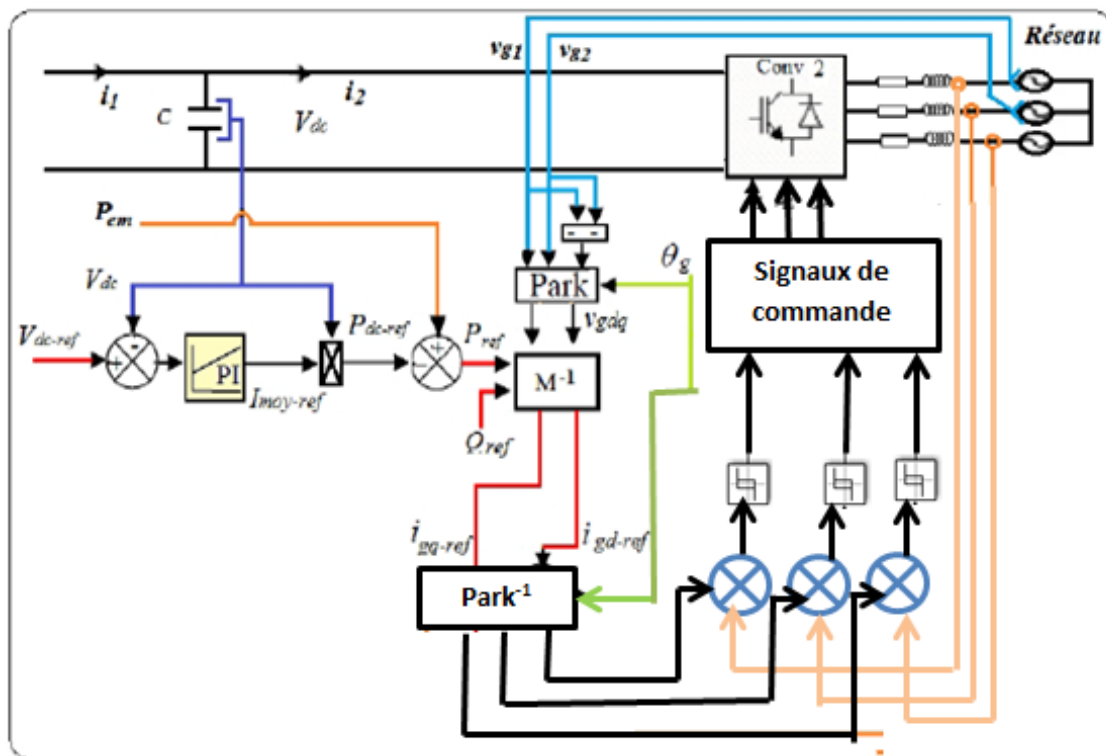


Figure II.15 : Schéma bloc de commande du processus d'injection.

II.9.1.Modélisation du filtre :

a. Modélisation du filtre dans le repère naturel :

Il s'agit d'un filtre passif série (R_f, L_f) raccordé entre le convertisseur de puissance et le réseau (Figure II.16) pour réduire la propagation des harmoniques dans le réseau électrique [12]

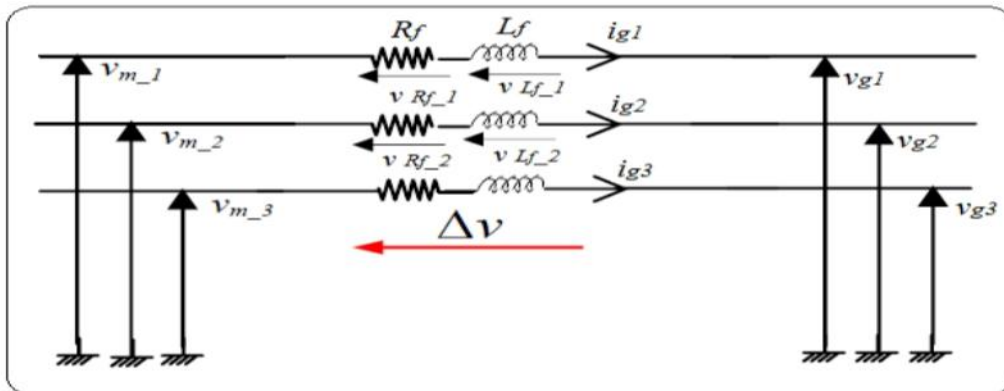


Figure II.16 : Schéma électrique du filtre

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

$$i_{g1} = \int \frac{1}{L} V_{L_1} + i_{g1}(t_0) \tag{II.81}$$

$$i_{g2} = \int \frac{1}{L} V_{L_2} + i_{g2}(t_0) \tag{II.82}$$

$i_{g1}(t_0)$ et $i_{g2}(t_0)$ Sont respectivement les courants i_{g1} et i_{g2} à l'instant initial.

Le courant dans la troisième phase est déduit à partir des deux premiers :

$$i_{g3} = (i_{g1} + i_{g2}) \tag{II.83}$$

Les tensions aux bornes des résistances sont données par :

$$\begin{aligned} V_{R1} &= R_f + i_{g1} \\ V_{R2} &= R_f + i_{g2} \end{aligned} \tag{II.84}$$

Les tensions aux bornes des inductances sont données par :

$$\begin{aligned} V_{L1} &= \Delta V_1 + V_{R1} \\ V_{L2} &= \Delta V_2 + V_{R2} \end{aligned} \tag{II.85}$$

Les tensions aux bornes des bobines peuvent se donner en appliquant la loi des mailles:

$$\begin{aligned}\Delta V_1 &= V_{m_1} - V_{g1} \\ \Delta V_2 &= V_{m_2} - V_{g2}\end{aligned}\quad (\text{II.86})$$

Avec : V_{m_1} et V_{g1} respectivement tension de côté moteur et coté réseau.

b. Modélisation du filtre dans le repère de Park :

Les équations différentielles définissant le filtre peuvent être obtenues en regroupant les équations précédentes :

$$\begin{bmatrix} V_{m_1} \\ V_{m_2} \\ V_{m_3} \end{bmatrix} = R_f \begin{bmatrix} i_{g1} \\ i_{g2} \\ i_{g3} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{g1} \\ i_{g2} \\ i_{g3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{g1} \\ V_{g2} \\ V_{g3} \end{bmatrix}\quad (\text{II.87})$$

L'application de la transformation de Park sur le système d'équations (II.87) nous donne : [13]

$$\begin{aligned}V_{md} &= R_f * i_{gd} + L_f \frac{di_{gd}}{dt} - L_f \cdot \omega_s \cdot i_{gq} + V_{gd} \\ V_{mq} &= R_f * i_{gq} + L_f \frac{di_{gq}}{dt} - L_f \cdot \omega_s \cdot i_{gd} + V_{gq}\end{aligned}\quad (\text{II.88})$$

e_d et e_q : Sont les tensions de couplage et sont données par :

$$\begin{aligned}e_d &= -L_f \cdot \omega_s \cdot i_{gq} + V_{gd} \\ e_q &= -L_f \cdot \omega_s \cdot i_{gd} + V_{gq}\end{aligned}\quad (\text{II.89})$$

La figure (II.17) récapitule le schéma global de la commande de toute la chaîne éolienne

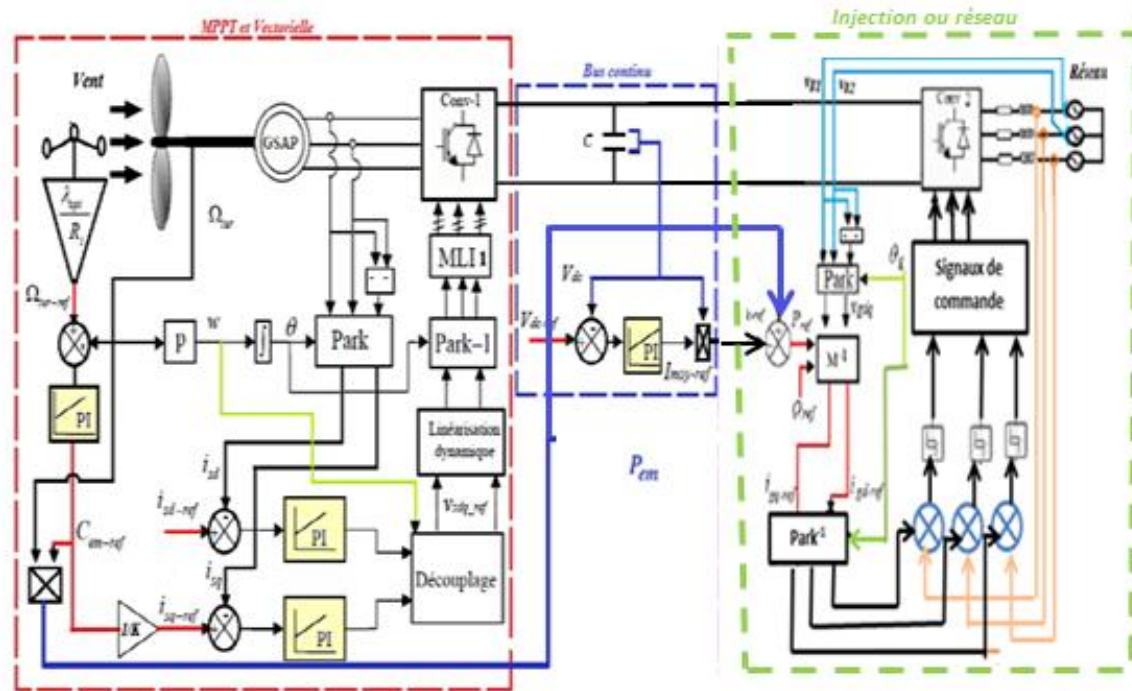


Figure II.17 : Schéma global de la commande de l'aérogénérateur à base du GSAP.

II.9. Simulation du système étudié :

II.9.1. Résultats de simulation :

Avec le même profil du vent précédent le fonctionnement de la chaîne éolienne complète à base du GSAP a été simulé, en utilisant les paramètres électriques de la machine (voir annexe), la référence de la tension de bus continu est ajustée à 600 V, l'injection de la puissance se fait sur un réseau triphasé équilibré de 220V, 50 Hz, les résultats de la simulation sont montrés sur les figures suivantes :

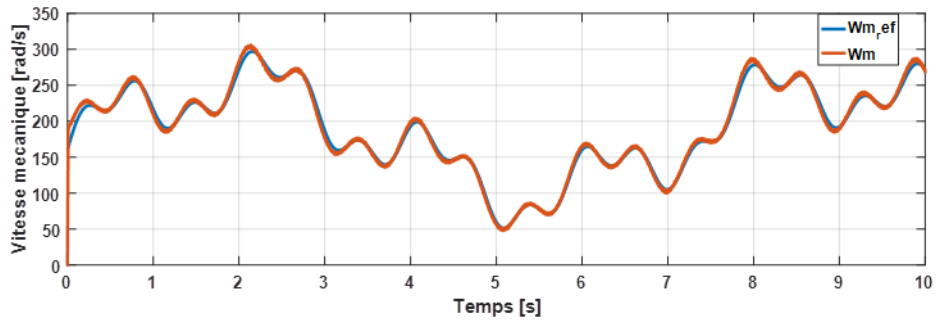


Figure II.18 : Vitesse de rotation et vitesse de référence.

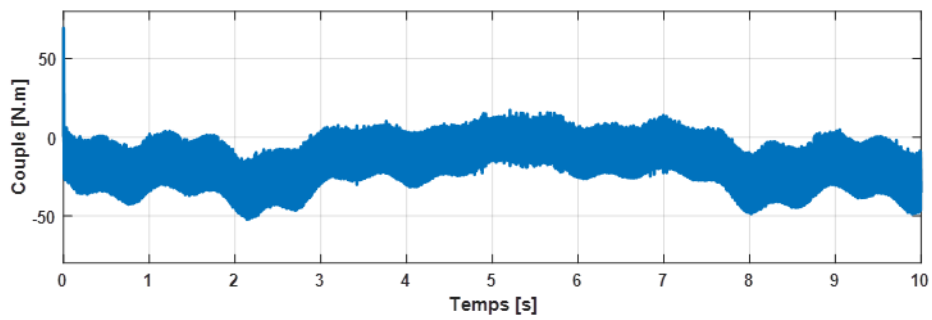


Figure II.19 : Couple électromagnétique.

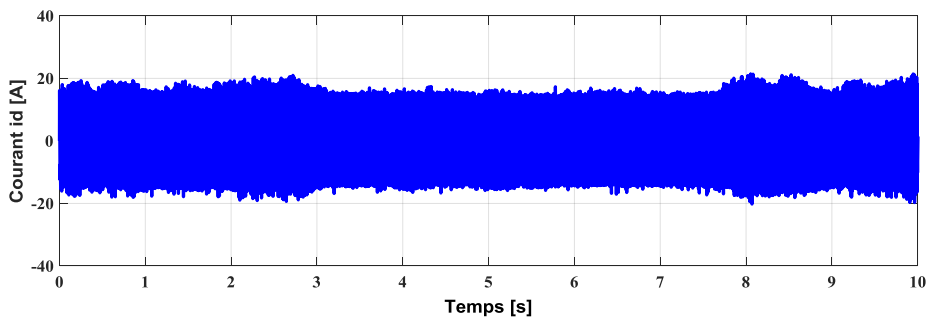


Figure II.20 : Courants id du GSAP.

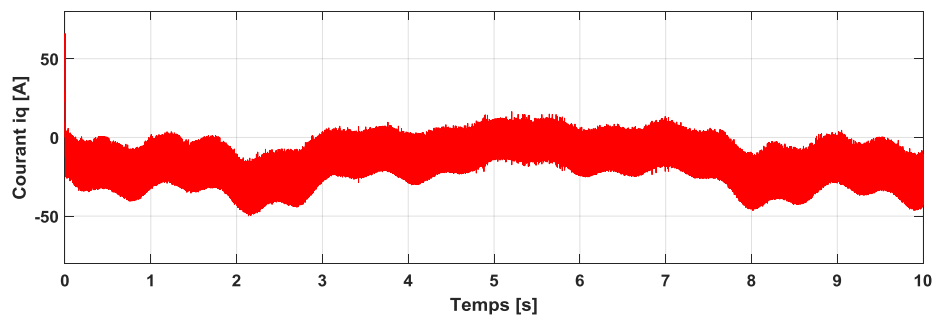


Figure II.21 : Courants iq du GSAP.

II.9.2. Interprétation des résultats de simulation :

Les figures (II.18),(II.19),(II.20) et (II.21) montrent respectivement la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et les courants direct et en quadrature du GSAP, On observe que la vitesse de rotation est totalement confondue avec la vitesse optimale de référence après un très court temps, les variations de la vitesse de la génératrice sont adaptées à la variation de la vitesse du vent, grâce à l'absence de bobinage (l'inductance augmente le temps de réponse) au niveau de rotor, ce qui lui rend performant par rapport aux plusieurs types de générateurs

Les figures (II.19) et (II.21) ont même allure, montrent que le couple est l'image de courant i_q , tandis que le courant i_d porte la valeur presque Zéro (fig.II.20), donc le découplage est assuré et par conséquent un bon fonctionnement de la commande vectorielle.

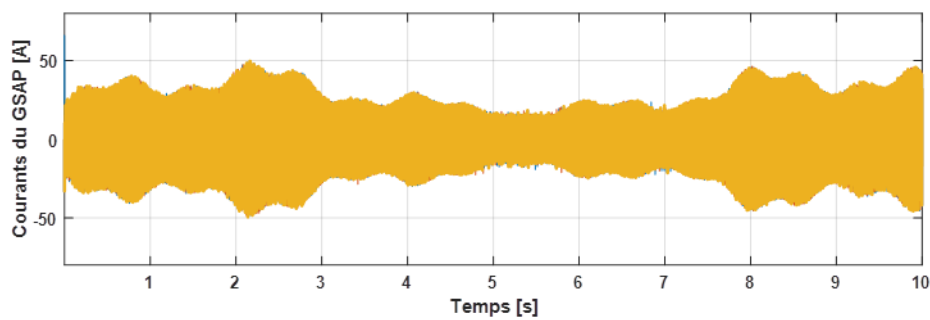


Figure II.22 : Courants du GSAP.

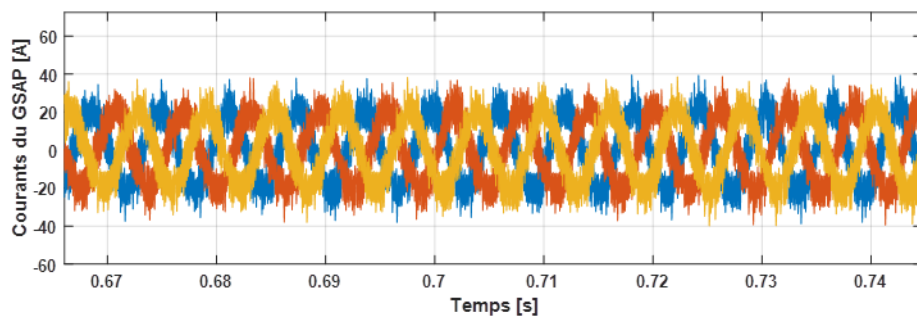


Figure II.23 : Zoom des courants du GSAP.

Les figures (II.22), (II.23) représentent les trois courants de la machine synchrone à aimants permanents, Les courants sont sinusoïdaux grâce au redresseur MLI.

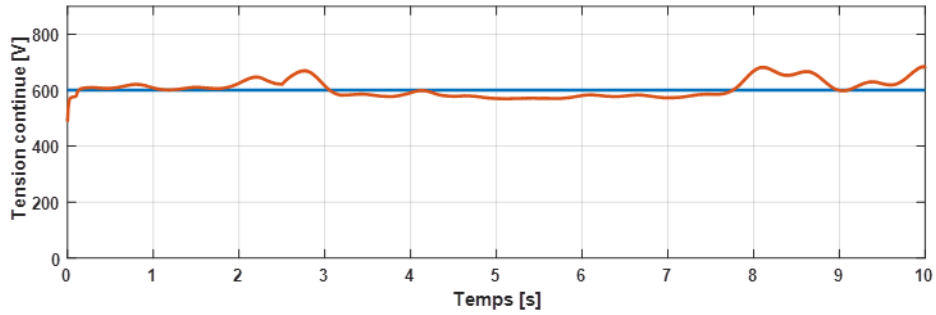


Figure II.24 : Tension du bus continu.

La figure (II.22)représente la tension de bus continu qui maintenue presque constant à 600V. Des la mise en charge du condensateur, il subit des variations autour de 600V causées par le courant transitoire de charge.

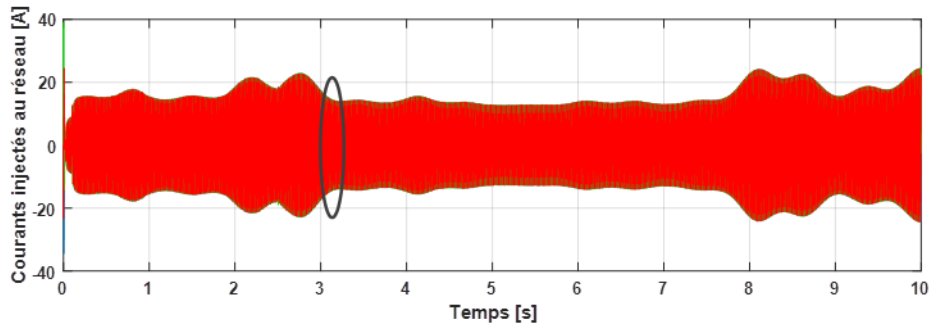


Figure II.25 : Courants injectés au réseau.

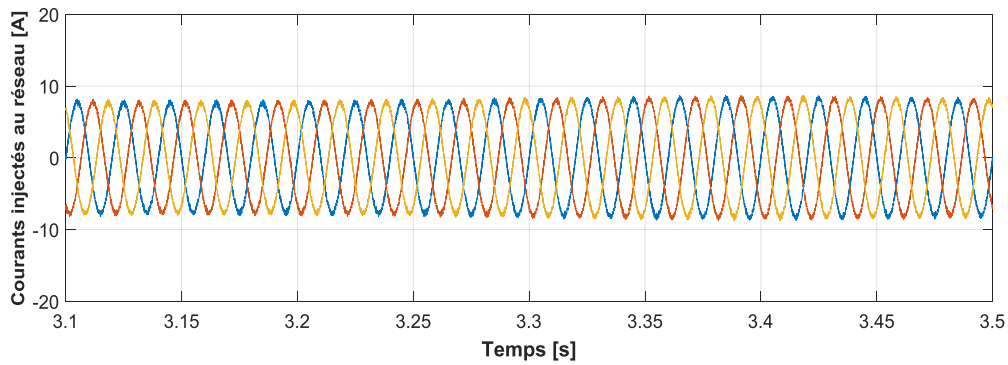


Figure II.26 :Zoom des courants injectés au réseau

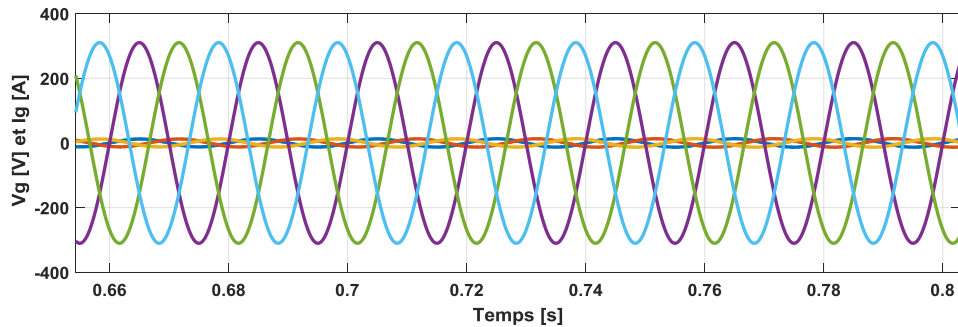


Figure II.27 : Zoom des tensions de réseau et les courants injectés au réseau.

Les figures (II.25), (II.26) représentent les trois courants injectés au réseau, on remarque que ces courants sont sinusoïdaux grâce à la commande de l'onduleur

Les courants injectés au réseau et les tensions de réseau sont en phase (Fig. II.27), ce qui montre une bonne qualité de puissance avec un facteur unitaire.

II.10.Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons décrit le système de commande de la liaison au réseau. La structure de ce système permet, de régler la puissance générée sur le réseau ($P = P_{ref}$), et de fixer la valeur de la puissance réactive envoyée au réseau à une valeur de référence pour avoir un facteur de puissance proche de l'unité. Il permet également maintenir constante la tension du bus continu quel que soit les variations du vent, afin d'avoir une amplitude et une fréquence des tensions alternatives compatibles avec celles du réseau.

Le contrôle de ce système se fait à l'aide d'un correcteur PI, L'analyse des résultats obtenus dans ce chapitre montre clairement un degré d'efficacité acceptable de la régulation choisie

Mais dans le but d'augmenter ce degré d'efficacité et d'améliorer les performances de notre système, il faut réfléchir à d'autres algorithmes de commande plus avancés comme la commande par mode glissant, Backstepping et la commande par la logique floue, qui sera l'objectif du chapitre suivant.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] A. Abdelli "Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive"Thèse préparée au Laboratoire Plasma et Conversion d'Énergie, Unité Mixte CNRS-INPT-UPS N°5213, Octobre 2007.
- [2] S. Belakehal, A. Bentounsi, M. Merzoug et H. Benalla – «Modélisation et commande d'une génératrice Synchrones à aimants permanents dédiée à la conversion de l'énergie éolienne » duLaboratoire d'Electrotechnique, 'LEC', Université Mentouri deConstantine Route Ain-El-Bey, Constantine, Algérie, Article de la revue des Energies Renouvelables Vol. 13 N°1 (2010) 149 – 161, (reçue le 14 Janvier 2010 – accepté le 28 Mars 2010).
- [3] A. Bouhedda – « Contribution à l'étude de système de commande d'une éolienne », Mémoire de magister, Université de M. Mammeri, Tizi-Ouzou, Algérie, été 2011.
- [4] L. HEMOUZAL, Mohamed MEDIOUNI, Mustapha KOURCHI. « Stratégies de commande d'une turbine éolienne en vue de l'extraction de sa puissance maximale ».Laboratoire de l'Énergie et de l'Environnement, ENSA, Agadir.
- [5] A.Ameur "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants doté d'un observateur d'ordre complet à mode glissant". Thèse de magistère en électrotechnique université de Batna, 2003.
- [6] H. Ziane « Commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents, effet et compensation du temps mort de l'onduleur, commande sans capteur mécanique », Mémoire de magister, Université de Bejaia, Janvier 2001.
- [7] S.Babaie Lajimi, Asghar Gholamian and M. Shahabi.«Modeling and Control of a DFIG-Based Wind Turbine During a Grid Voltage Drop. Engineering", Technology & Applied Science Research.2011.
- [8] F. Kendouli, K. Nabti, K. Abed, H. Benalla ; ' Modélisation, simulation et contrôle d'une turbine éolienne à vitesse variable basée sur la génératrice asynchrone à double alimentation '. *Revue des Energies Renouvelables*, vol. 14 N°1, pp_109 – 120,2011.

- [9] F. Tamiti – « Etude et commande d'un système éolien à base d'une génératrice synchrone à aimants permanent », Thème de master, Université de A. MIRA, Bejaia, Algérie, 2010.
- [10] G. Séguier, R. Bausière ; '*Les convertisseurs de l'électronique de puissance*'. La conversion continu-alternatif, tome 4, 2ème édition, Lavoisier TEC II DOC, France, 1992.
- [11] F. Poitiers ; 'Etude Et Commande De Génératrices Asynchrones Pour L'utilisation De L'énergie Eolienne '. *Thèse de doctorat*, Université de NANTES, France, 2003.
- [12] D.H. Tran ; 'Conception Optimale Intégrée d'une chaîne éolienne « passive » : Analyse de robustesse, validation expérimentale'. *Thèse de doctorat*, L'Université de Toulouse, France, 2010.
- [13] Xian Guo, He Guo; 'Simulation and Control Strategy of a Micro-Turbine Generation System for Grid Connected and Islanding Operations'. *Energy Procedia*, vol N°12, pp_ 368 – 376, 2011.
- [14] M.Ayoub, A.Omar, " Commande Par Logique Floue D'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents ", Université Ibn-Khaldoun Tiaret, 2016.

CHAPITRE III
APPLICATION DES ALGORITHMES AVANCEE
SUR LA CHAINE EOLIENNE

TABLE DES MATIERES.

III.1 Introduction.....	
III-2 Les systèmes à structure variable en mode glissant :	
III.2.1. Conception de la commande par mode de glissement	
III.2.1.a. Choix de la surface de glissement	
III.2.1.b. Conditions de convergence.....	
III.2.1.c. Calcul de la commande.....	
III.2.2.Phénomène de broutement (Chattering).....	
III.2.3.Elimination du phénomène de Chattering.....	
III.2.4.Application de la commande par mode de glissement à la GSAP.....	
III.2.5.Simulation et résultats	
III.2.6.Interprétation des résultats de simulation :	
III.3. La commande backstepping.....	
III.3.1. Principe de la commande backstepping	
III.3.2.Commande de stabilisation par la méthode du backstepping	
III.3.3 Commande intégrale-Backstepping de la GSAP	
III.3.4. Résultats de simulation.....	
III.4 Logique Floue	
III.4.1 Définition :	
III.4.1.1. Univers de discours	
III.4.1.2. Variable linguistique	
III.4.1.3. Fonction d'appartenance	
III.4.2 Opérateurs et nonnes	
III.4.2.1 Opérateur ET	
III.4.2.2 Opérateur OU	
III.4.2.3 Opérateur NON	
III.4.3 Unités d'un bloc logique flou	
III.4.3 .1 La fuzzification.....	
III.4.3.2 Base de règles	
III.4.3.3 Mécanisme d'inférence	
III.4.3.4 La défuzzification.....	
III.4.4.Réglage des courants de la GSAP par un Contrôleur Flou Adaptatif	
III.4.5. Validation par simulation	
III.4.6. Interprétation des résultats de simulation :	
III.5. Conclusion	

LISTE DES FIGURES

Figure III.1. Trajectoire d'état dans le plan de phase.....	
Figure III.2 .Commande équivalente	
Figure III.3. La fonction signe	
Figure III.4.Phénomène de réticence	
Figure III.5. Fonction sat.....	
Figure III.6. Fonction smooth	
Figure III.7.Vitesse de rotation et vitesse de référence.....	
Figure III.8.Couple électromagnétique.	
Figure III.9.Courants id du GSAP.	
Figure III.10.Courants iq du GSAP.	
Figure III.11.Courants du GSAP.....	
Figure III.12.Tension du bus continu.....	
Figure III.13.Courants injectés au réseau.....	
Figure III.14.Tension et courants injectés au réseau.....	
Figure III.15. Vitesse de rotation et vitesse de référence.....	
Figure III.16.Couple électromagnétique.	
Figure III.17.Courant id du GSAP	
Figure III.18.Courant iq du GSAP	
Figure III.19. Courants du GSAP.....	
Figure III.20. Tension du bus continu.....	
Figure III.21. Courants injectés au réseau.....	
Figure III.22. Tension et courants injectés au réseau.....	
Figure III.23.Différentes formes des fonctions d'appartenance.	
Figure III.24.Fonction d'appartenance singleton	
Figure III.25.Structure interne d'un Régulateur de la logique floue.....	
Figure III.26. Les fonctionne d'appartenance de notre contrôleur floue.	
Figure III.27. Les fonctionne d'appartenance de notre contrôleur floue.	
Figure III.28. Vitesse de rotation et vitesse de référence.....	
Figure III.29.Couple électromagnétique.	
Figure III.30.Courant id du GSAP	
Figure III.31. Courant iq du GSAP	
Figure III.32 : Courants du GSAP.	
Figure III.33: Tension du bus continu.....	
Figure III.34 : Courants injectés au réseau.	
Figure III.35: Tension et courants injectés au réseau.....	

LISTE DES TABLEAUX

Tableau III.1: Matrice d'inférence du régulateur flou à trois fonctions d'appartenance

Tableau III.2: Matrice d'inférence du régulateur flou à cinq fonctions d'appartenance.

III.1 Introduction

Dans le domaine de la commande de la machine électrique les travaux de recherches s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques des commandes modernes, ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. [1]

Ce chapitre présente quelques commandes avancées à appliquer sur notre chaîne de conversion éolienne. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer une comparaison entre les performances de la régulation proposée par régulateur proportionnel-intégral (PI) et par ces commandes robustes.

III-2 Les systèmes à structure variable en mode glissant :

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

Soit le système décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x} = f(x, t, u) \quad (\text{III.1})$$

Où $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état ; $u \in \mathbb{R}$ est l'entrée de commande

On définit également $s \in \mathbb{R}$, une fonction suffisamment différentiable, telle $\frac{\partial s}{\partial x}$ que soit non nulle, la variété de glissement est définie par [2] [3]:

$$S = \{x \in \mathbb{R}^n : s(x) = 0\} \quad (\text{III.2})$$

Dans le but de maintenir l'état représentatif de l'évolution du système sur une variété S , on définit le vecteur de commande u qui commute entre deux valeurs (u^-, u^+) selon le signe de la surface de commutations $s(x)$:

$$u(x, t) = \begin{cases} u^+(x, t) & \text{si } s(x) > 0 \\ u^-(x, t) & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

$u^+(x, t)$ et $u^-(x, t)$ étant des fonctions continues. $S = \{x \in \mathbb{R}^n : s(x) = 0\}$ est une variété de surface de glissement qui divise l'espace d'état en deux parties disjointes $s(x) > 0$ et $s(x) < 0$.

Cette logique de commutation a pour but de contraindre la trajectoire à suivre la surface de commutation. On dit alors que la trajectoire du système glisse le long de la surface de commutation $s(x) = 0$ et on parle alors du phénomène de glissement.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de deux parties (figure III.1) :

- Le mode d'accès (reaching mode)
- Le mode de glissement.

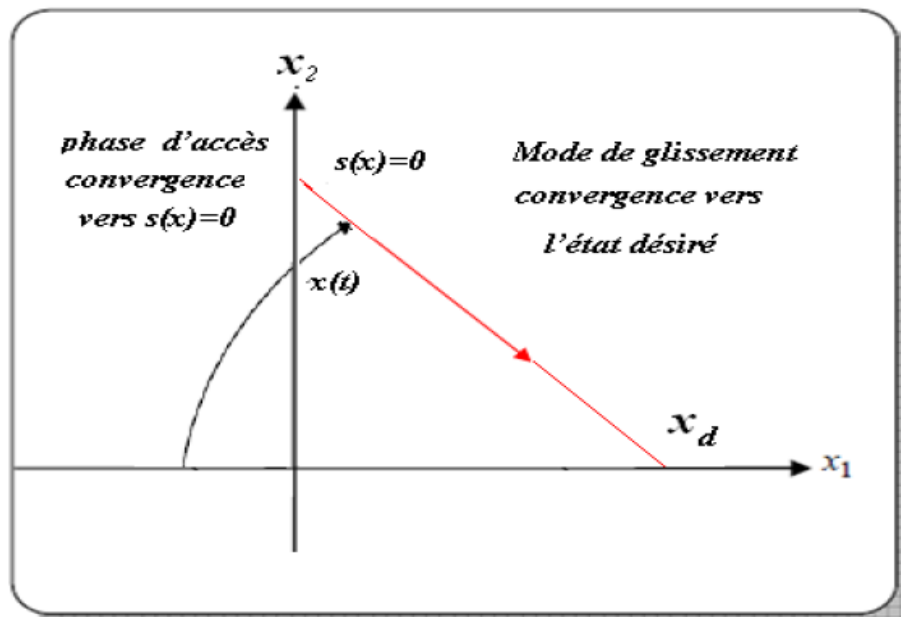


Figure.III.1. Trajectoire d'état dans le plan de phase.

Dans la première phase, l'état du système (à partir d'une condition initiale quelconque

$x_1 = x_0$) Tend vers une surface de commutation $s(x) = 0$.

La deuxième phase est caractérisée par le mode de glissement durant lequel la variable d'état évolue sur la surface de glissement et converge vers l'état désiré $x_d(t)$.

III.2.1. Conception de la commande par mode de glissement

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales :

- Le choix de la surface ;
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence ;
- La détermination de la loi de commande. [4]

III.2.1.a. Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre nécessaire de ses surfaces et également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. Pour un système défini par l'équation (III.1) [4], [5]

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} , plusieurs travaux proposent la forme générale suivant:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.4})$$

Avec :

$e(x) = x_{ref} - x$: L'écart de la variable à régler.

λ : Gain positif.

r : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire paraître la commande.

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

Pour $r = 2, S(x) = \lambda e(x) + \dot{e}(x)$

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

$S(x) = 0$ Est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$. Elle tend vers zéro pour un choix correct du gain λ .

Le problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x) = 0$, est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence [29].

III.2.1.b. Conditions de convergence

Les conditions de convergence sont situées dans le cadre de permettre aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement indépendamment de la perturbation. On a deux conditions [6] :

- **L'approche directe**

Elle est étudiée par Emilianov et Utkin. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III.5})$$

▪ **L'approche de Lyapunov**

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires. Il s'agit de choisir une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$.

Pour une fonction candidate de Lyapunov de la forme :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{III.6})$$

Et sa dérivée par:

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{III.7})$$

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

Ceci est vérifié si :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III.8})$$

III.2.1.c. Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre U_{eq} et U_n instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (figure.III.2). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées 'Broutement' ou 'Chattering' apparaissent dans le mode de glissement. [7]

Définition des grandeurs de commande

La surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties ; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante.[7]

Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Nous posons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \tag{III.9}$$

u_{eq} Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Elle sert à maintenir l'état sur la surface de glissement ($V(x) = 0$). Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$\dot{S}(x) = 0 \tag{III.10}$$

u_n est introduite pour satisfaire la condition de convergence $\dot{S}(x)S(x) < 0$. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et elle est donnée par :

$$\dot{S}(x) = u_n \tag{III.11}$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre u_{max} et u_{min} .

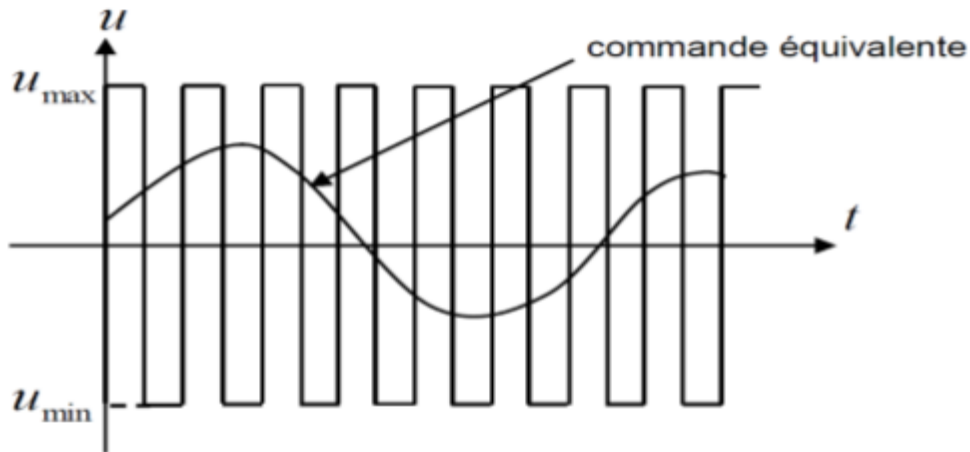


Figure. III.2 .Commande équivalente

- **Expression analytique de la commande**

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u(t) \tag{III.12}$$

La commande est composée de deux grandeurs : u_{max} et u_{min} , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \tag{III.13}$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} = \frac{dS}{dx} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{dS}{dx} \{g(x, t)u_n\} \tag{III.14}$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq}(t) = - \left\{ \frac{dS}{dx} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{dS}{dx} f(x, t) \right\}, u_n = 0 \tag{III.15}$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur tirée de l'équation (III.15) dans l'équation (III.14). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dx} \{g(x, t) u_n\} \tag{III.16}$$

Le problème revient à trouver u_n tel que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{dS}{dx} \{g(x, t) u_n\} < 0 \tag{III.17}$$

- **Commande discontinue**

La solution la plus simple est de choisir u_n sous la forme de relais Figure III.3. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

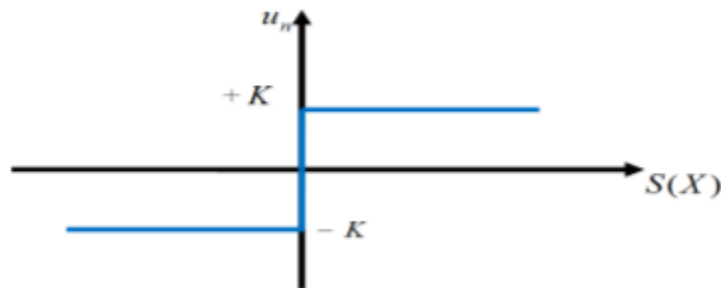


Figure.III.3. La fonction signe

Après le remplacement de l'expression (III.17) dans (III.16), on obtient :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{dS}{dx} g(x, t) \cdot K |S(x)| < 0 \tag{III.18}$$

Où le facteur $\frac{dS}{dx} g(x, t)$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons. Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III.18). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit, le temps de réponse sera très long, et s'il est très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande. [7]

III.2.2. Phénomène de broutement (Chattering)

En mode de glissement, la commande discontinue commute entre deux valeurs ($\pm K$) à une fréquence théoriquement infinie. Ceci est impossible à réaliser en vue de la présence d'un temps de retard pour le calcul de la commande. Par conséquent, ces oscillations à hautes fréquences se produisent, ce phénomène est dit (phénomène de broutement)(figure III.4). Dans ce mode, la trajectoire d'état n'évolue plus exactement le long de la surface, mais elle tend à osciller au voisinage de celle-ci. Ceci est néfaste pour le bon fonctionnement du système, et il peut servir en plus d'exciter des dynamiques négligées durant la modélisation. [8]

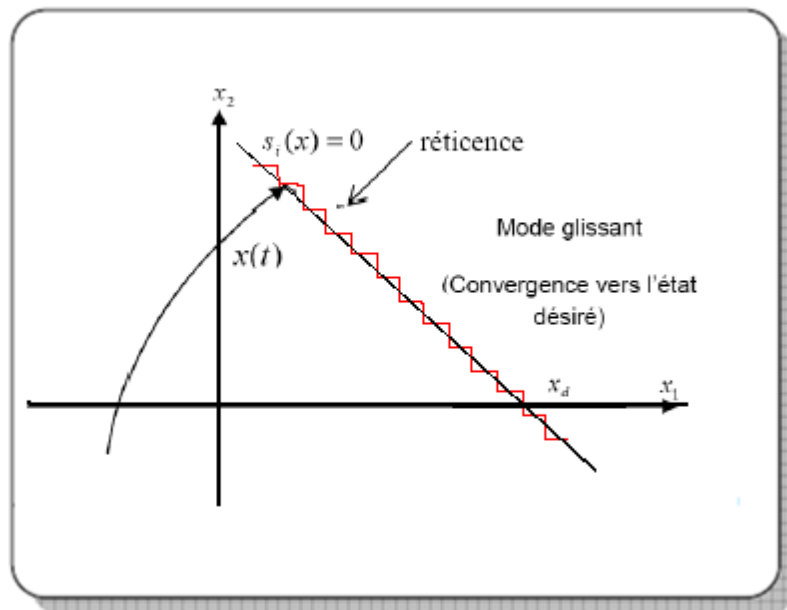


Figure .III.4. Phénomène de réticence

III.2.3. Elimination du phénomène de Chattering

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [9].

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction "signe" par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation [9] (Figure III.5).

*** Fonction saturation "sat"**

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ Sat(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| < \mu \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

μ : Un paramètre petit et positif.

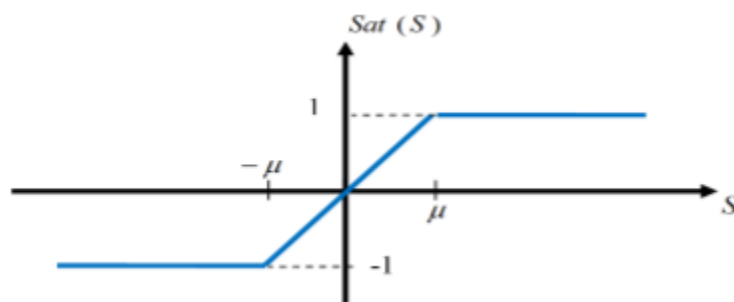


Figure .III.5. Fonction sat

*** Fonction "smooth "**

On peut aussi remplacer la fonction 'signe' par des fonctions de commutation douce.

On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction figure III.6 ; soit :

$$Smooth(S) = \frac{S}{S+\mu} \quad (\text{III.20})$$

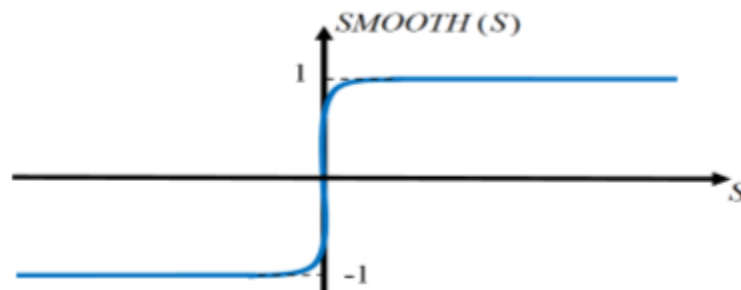


Figure. III.6. Fonction smooth

III.2.4. Application de la commande par mode de glissement à la GSAP

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable (CSV) avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode glissant pour l'asservissement de courant direct i_d et de courant quadrature i_q afin d'atteindre les objectifs suivants :

- D'assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs asservies.
- De limiter les amplitudes des tensions et des courants lors des régimes transitoires.

Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine.

$$\begin{cases} \dot{i}_d = \frac{-R_s}{L_d} I_d - \frac{V_d}{L_d} + p\Omega \frac{L_q}{L_d} I_q \\ \dot{i}_q = \frac{-R_s}{L_q} I_q - \frac{V_q}{L_q} - p\Omega \frac{L_d}{L_q} I_d + \frac{1}{L_q} p\Omega \varphi_f \\ J\dot{\Omega} = C_e - C_r - f_r \Omega \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Commande du courant direct I_d

Le degré relatif de la surface est égal à un ($r = 0$) Puisque la commande réelle V_{sd} apparaît dans la dérivée première du courant I_d .

On déduit la surface :

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (\text{III.22})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_d) = \dot{i}_{dref} + \frac{1}{L_d} V_d + \frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p\Omega I_q \quad (\text{III.23})$$

Durant le mode glissant et en régime permanent, la surface $S(i_d)$ devient nulle, de même que sa dérivée, ce qui conduit à l'expression de la commande équivalente :

$$\dot{S}(i_d) = S(i_d) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{deq} = -\dot{i}_{dref} L_d - R_s I_d + p\Omega L_q I_q \\ V_{dn} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Où V_d et V_{dn} sont les deux composantes de la tension de commande V_d .

La condition $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ est satisfaite par le choix suivant :

$$V_{dn} = -K_d \cdot \text{sign}(S(I_d)) \quad (\text{III.25})$$

Par conséquent, la commande totale à la sortie du régulateur devient :

$$V_d = V_{deq} + V_{dn} \quad (\text{III.26})$$

Soit :

$$V_d = -\dot{I}_{dref}L_d - R_s I_d + p\Omega L_q I_q + -K_d \cdot \text{sign}(S(I_d)) \quad (\text{III.27})$$

Commande du courant en quadrature I_q :

La valeur de I_q à la sortie du régulateur de vitesse est comparée à celle mesurée. L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement. L'expression de la surface est donnée par :

$$S(i_q) = i_{qref} - i_q \quad (\text{III.28})$$

Sa dérivée est définie par :

$$\dot{S}(i_q) = \dot{i}_{qref} + \frac{1}{L_q} V_q + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{L_d}{L_q} p\Omega I_q - \frac{\varphi_f}{L_q} p\Omega \quad (\text{III.29})$$

Durant le mode glissant et en régime permanent, la surface $S(I_q)$ devient nulle, de même que sa dérivée :

$$\dot{S}(i_d) = \dot{S}(i_d) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qeq} = -\dot{i}_{qref}L_q - R_s I_q + p\Omega L_d I_d - p\Omega \varphi_f \\ V_{qn} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

La condition est $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ vérifiée afin d'assurer la convergence :

$$V_{qn} = -K_q \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (\text{III.31})$$

La commande V_q devient :

$$V_q = -\dot{I}_{qref}L_q - R_s I_q + p\Omega L_d I_d + p\Omega \varphi_f - K_q \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (\text{III.32})$$

Après avoir obtenus les signaux de commande V_d et V_q , 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.

III.2.5.Simulation et résultats

Avec le même profil du vent et les mêmes paramètres précédents (voir chapitre II) le fonctionnement de la chaine éolienne complète à base du GSAP a été simulé, les résultats de la simulation sont montrés sur les figures suivantes :

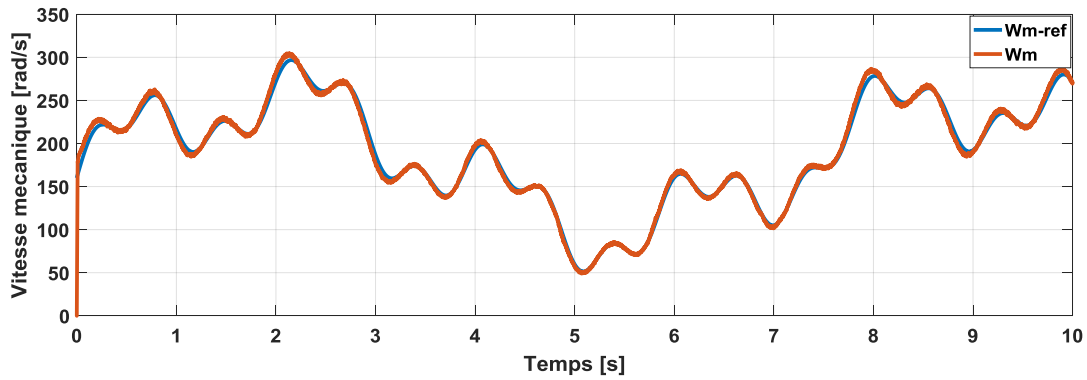


Figure .III.7.Vitesse de rotation et vitesse de référence.

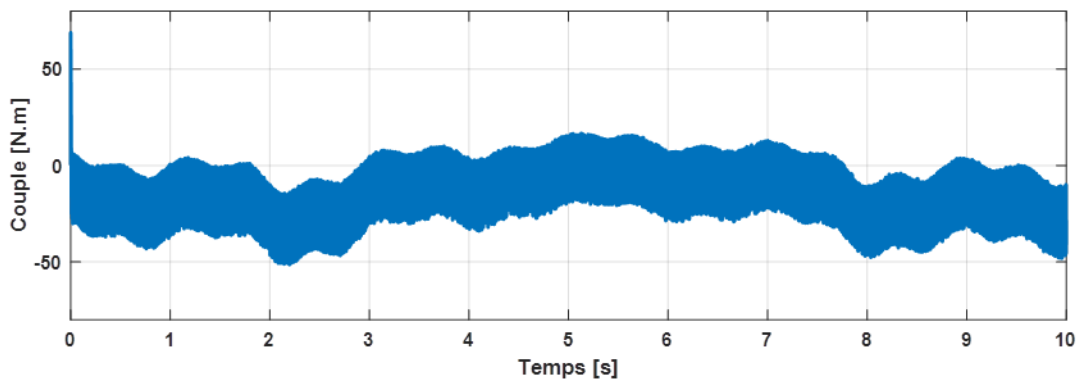


Figure .III.8.Couple électromagnétique.

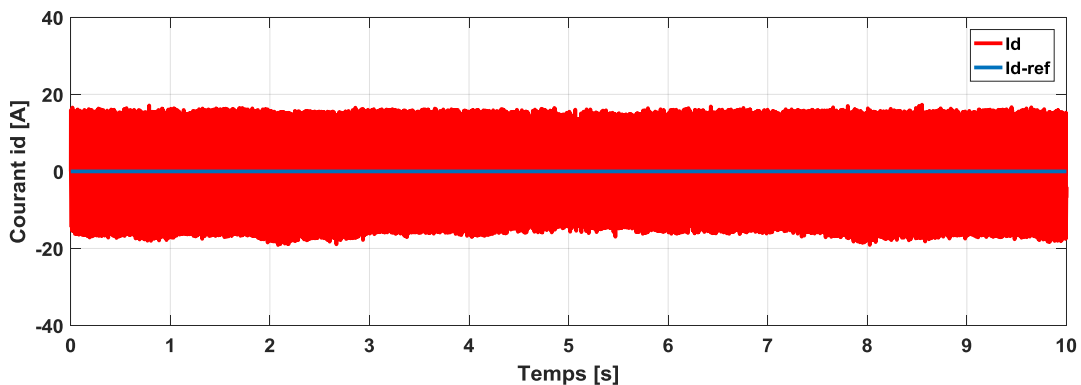


Figure .III.9.Courants id du GSAP.

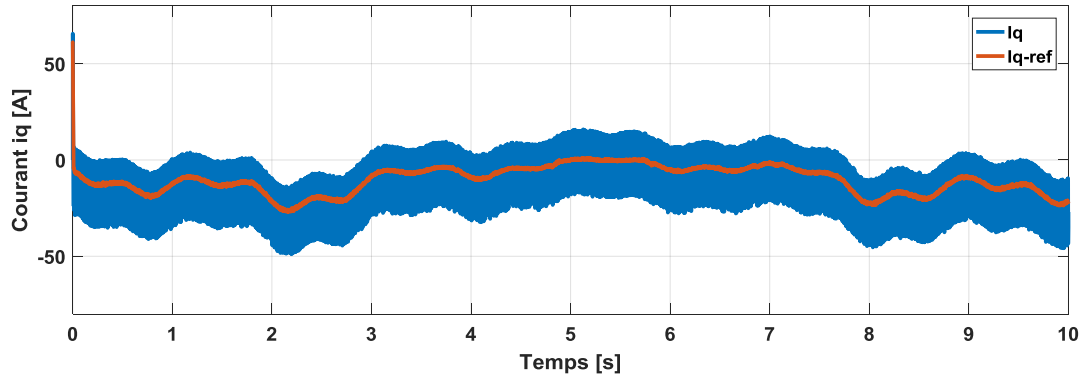


Figure.III.10.Courants iq du GSAP.

III.2.6.Interprétation des résultats de simulation :

Les figures (III.7), (III.8), (III.9) et (III.10) montrent respectivement la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et les courants directs et en quadrature du GSAP, On remarque que la vitesse atteint sa référence dans un temps de réponse très faible.

La réponse des deux composantes du courant (fig III.9 et fig III.10) montre bien le découplage assuré par la commande par mode glissant. En effet le courant direct reste en moyenne nul alors que le courant en quadratique suit l'évolution du couple électromagnétique (fig III.7).

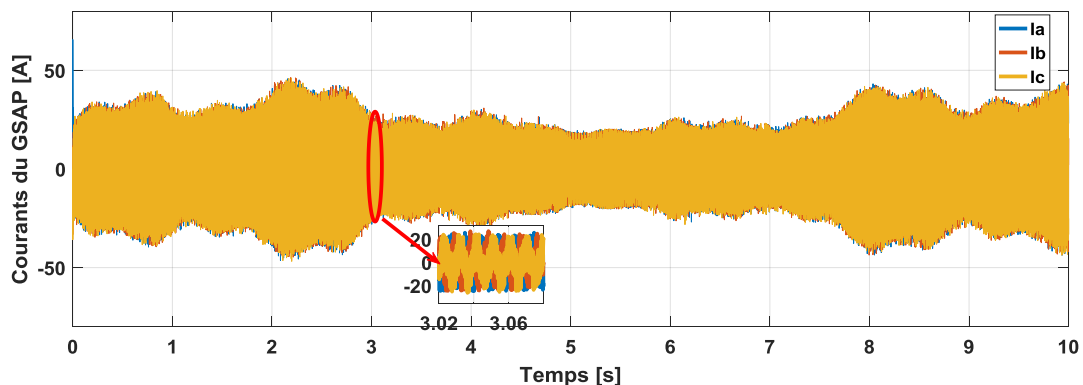


Figure.III.11.Courants du GSAP.

La figure (III.11), représentent les trois courants de la machine synchrone à aimants permanents, Grâce au redresseur MLI les courants sont sinusoïdaux.

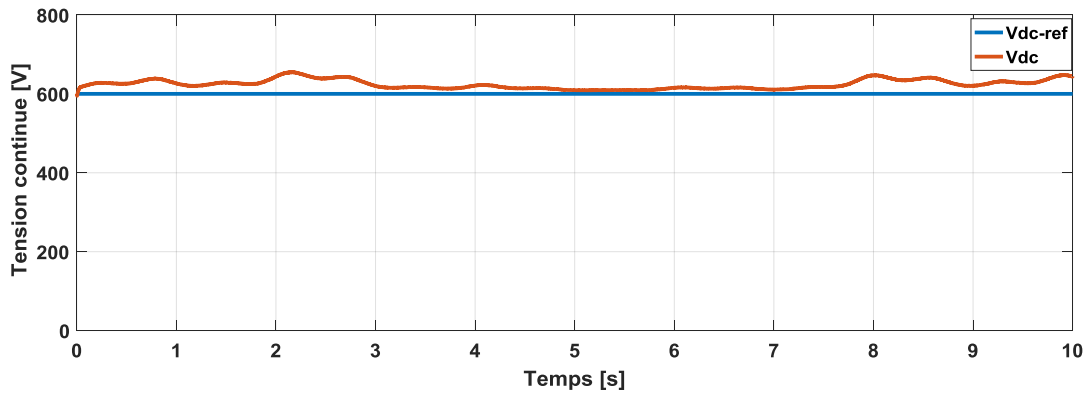


Figure .III.12.Tension du bus continu.

La figure (III.12) illustre la tension de bus continu que suit presque sa référence dans un temps de réponse très faible.

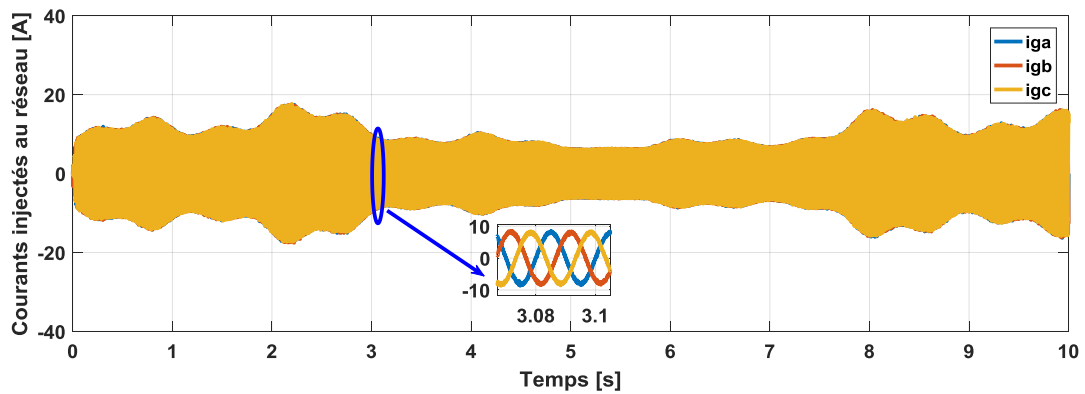


Figure. III.13.Courants injectés au réseau.

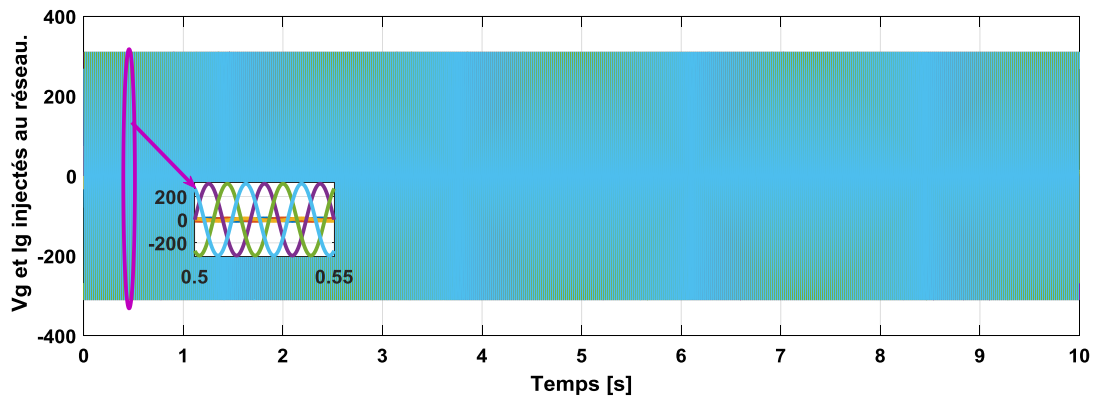


Figure .III.14.Tension et courants injectés au réseau.

La figure (III.13) montre les trois courants injectés au réseau, on observe que ces courants sont sinusoïdaux grâce à la commande de l'onduleur

Les courants injectés au réseau et les tensions de réseau sont en phase (Fig. III.14), ce qui montre une bonne qualité de puissance avec un facteur unitaire.

Les résultats de simulation montrent que les réponses de la commande par mode glissant, lorsqu'elles sont comparées à celles obtenues par la régulation conventionnelle PI, sont rapides et robustes. En conclusion, la commande par mode glissant présente plusieurs avantages tels que la robustesse, précision importante, stabilité et simplicité ainsi que le temps de réponse est très faible, mais il y a des harmoniques qui sont présentes causées par le phénomène de Chattring donc les performances seront détériorées, alors il est préférable d'utiliser d'autres techniques de réglage robuste, telle que la commande Backstepping qui sera l'objet de la deuxième partie de ce chapitre.

III.3. La commande backstepping

Le backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. En 1991 et inspiré par les travaux de Feurer et Morse de 1978 d'une part et Tsiniias en 1989, Kokotovit et Sussmann en 1989 d'autre part. L'arrivée de cette méthode a donné un nouveau souffle à la commande des systèmes non linéaires. Cette technique présente une alternative prometteuse aux méthodes de contrôle des systèmes non linéaire. Sa tâche principale est d'assurer et de garantir en tout temps la poursuite, la régulation et la stabilité globale d'un système. [24]

III.3.1. Principe de la commande backstepping

L'idée principale de Backstepping consiste à calculer une loi de commande en plusieurs étapes afin de garantir pour une certaine fonction de Lyapunov qui soit toujours positive et sa dérivée soit toujours négative, ce qui garantit instantanément la stabilité globale du système. [24]

III.3.2. Commande de stabilisation par la méthode du backstepping

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation d'état suivante :

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1).x_2 \\
 \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2).x_3 \\
 &\vdots \\
 \dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_0(x_1, \dots, x_n).u
 \end{aligned}
 \tag{III.33}$$

Avec : $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in R^n, u \in R$

On désire faire suivre à la sortie $y = x$ le signal de référence y^* supposée connue. Le système étant d'ordre n , la conception s'effectue en n étapes. On commence par la première équation du système (III.33) où x_2 sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire. On définit la première référence désirée du sous-système x_2 qui doit suivre la référence définie y^* telle que :

Etape 1 : Réglage de la variable x_1

$$(x_1)_d = y^* = \alpha_0 \quad (III.34)$$

Avec $(x_1)_d$ est l'état désiré.

La première variable d'erreur du sous-système est défini par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (III.35)$$

$$\dot{e}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1) \cdot g_0 - \dot{\alpha}_0 \quad (III.36)$$

Pour un tel sous système, nous choisissons d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (III.37)$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1 \cdot \dot{e}_1$$

$$\dot{V}_1 = e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1) \cdot x_2 - \dot{\alpha}_0] \quad (III.38)$$

Afin d'assurer la stabilité du sous-système, d'après Lyapunov il faut \dot{V}_1 que soit négative. Pour cela on choisit \dot{V}_1 sous la forme :

$$\dot{V}_1 = -k_1 \cdot e_1^2 \leq 0 \quad (III.39)$$

Avec $k_1 > 0$ est un paramètre constante. En substituant (III.39) dans (III.38) on trouve :

$$\dot{V}_1 = e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1) \cdot x_2 - \dot{\alpha}_0] = -k_1 \cdot e_1^2 \leq 0 \quad (III.40)$$

Cela donne la commande virtuelle x_2

$$x_2 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-k_1 \cdot e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (III.41)$$

D'où la stabilité asymptotique à l'origine. Cette dernière sera la nouvelle référence désirée x_2^* du sous-système suivant.

Etape 2 : Réglage de la variable x_2

On considère les deux premières équations du système définie en (III.33)

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1) \cdot x_2$$

$$\dot{x}_2 = f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2) \cdot x_3 \quad (III.42)$$

Où la nouvelle référence désirée α_1 sera la variable de commande pour le sous-système précédent x_2^* tel que :

$$y_2^* = \alpha_0 \quad (\text{III.43})$$

Et la nouvelle variable d'erreur :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{III.44})$$

De la même manière, on définit la fonction de Lyapunov pour assurer la stabilité du sous-système suivant :

$$x_2 = f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2) \cdot x_3 \quad (\text{III.45})$$

Ces fonctions dépendent forcément des états précédents du sous-système définie par :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{III.46})$$

$$V_2 = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2] \quad (\text{III.47})$$

Cette dernière a pour dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \cdot \dot{e}_2 \\ \dot{V}_2 &= -k_1 \cdot e_1^2 + e_2 [f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2) \cdot x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad (\text{III.48})$$

Afin d'assurer la stabilité du sous-système, il faut que \dot{V}_2 soit négative. Pour cela on choisit \dot{V}_2 sous la forme :

$$\dot{V}_2 = -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 \leq 0 \quad (\text{III.49})$$

Avec $k_2 > 0$ est un paramètre constante. En substituant (III.49) dans (III.48) on trouve :

$$\dot{V}_2 = -k_1 \cdot e_1^2 + e_2 [f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2) \cdot x_3 - \dot{\alpha}_1] = -k_1 \cdot e_1^2 - k_2 \cdot e_2^2 \quad (\text{III.50})$$

Cela donne la commande virtuelle x_3

$$x_3 = \frac{1}{g_0(x_1, x_2)} [-k_2 \cdot e_2 - f_2(x_1, x_2) + \dot{\alpha}_1] \quad (\text{III.51})$$

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} = \frac{g_0(x_1) [-k_1 \cdot e_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_2(x_1)] - g_0(x_1) [-k_1 \cdot e_1 + \dot{\alpha}_0 - \dot{f}_2(x_1)]}{g_0^2(x_1)} \quad (\text{III.52})$$

Cette dernière sera la nouvelle référence désirée x_3^* du sous-système suivant.

On pose $x_3^* = \alpha_2$ et on continue jusqu'à la dernière expression du sous-système (III.33) où on atteindra le calcul de la loi de commande réelle.

n^{ieme} Étape : Réglage de la variable n^{ieme}

Le système (III.33) est maintenant considéré dans sa globalité. De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n)_d = \alpha_{n-1} \quad (\text{III.53})$$

La variable d'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (\text{III.54})$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_n &= f_1(x_1) + g_0(x_1) \cdot x_2 - \dot{\alpha}_{n-1} \\ \dot{e}_n &= f_1(x_1, \dots, x_n) + g_0(x_1, \dots, x_n) \cdot u - \dot{\alpha}_{n-1} \end{aligned} \quad (\text{III.55})$$

Avec la fonction de Lyapunov augmentée :

$$V_n = V_1 + \dots + \frac{1}{2} e_n^2 \quad (\text{III.56})$$

$$V_n = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_n^2] \quad (\text{III.57})$$

La dérivée devient

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= \dot{V}_1 + \dots + e_n \cdot \dot{e}_n \\ \dot{V}_n &= -k_1 \cdot e_1^2 + \dots + e_n \cdot [f_1(x_1, \dots, x_n) + g_0(x_1, \dots, x_n) \cdot u - \dot{\alpha}_{n-1}] \end{aligned} \quad (\text{III.58})$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la loi de commande réelle u qui permet d'atteindre les objectifs de conception pour le système global qui contrairement aux lois x_i qui sont des lois virtuelles. Un bon choix de celle-ci doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n) \cdot u - \dot{\alpha}_{n-1} = -k_n \cdot e_n^2 \quad (\text{III.59})$$

Avec $k_n > 0$ est un paramètre de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_0(x_1, \dots, x_n)} [-k_n \cdot e_n - f_n(x_1, \dots, x_n) + \dot{\alpha}_{n-1}] \quad (\text{III.60})$$

Ce qui garantit la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov augmentée

$$\dot{V}_n = -k_1 \cdot e_1^2 - \dots - k_n \cdot e_n^2 \leq 0 \quad (\text{III.61})$$

III.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 :

$$e_d = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (\text{III.62})$$

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 de ε_d comme suit:

$$\varepsilon_d = e_d + k_{d1} \int_0^t e_d dt \quad (\text{III.63})$$

Ou $\varepsilon'_d = k_{d1} + \int_0^t e_d dt$

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

Considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} \varepsilon_d^2 + \frac{1}{2} \varepsilon'_d{}^2 \quad (\text{III.64})$$

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

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \varepsilon_d \frac{d\varepsilon_d}{dt} + \varepsilon'_d \frac{d\varepsilon'_d}{dt} \\ &= \varepsilon_d \left[\frac{de_d}{dt} + k_{d1} e_d \right] + \varepsilon'_d k_{d1} e_d \\ &= \varepsilon_d \left[\frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{di_{sd}}{dt} + k_{d1} (i_{sd}^* - i_{sd}) \right] + \varepsilon'_d k_{d1} (i_{sd}^* - i_{sd}) \end{aligned} \quad (\text{III.65})$$

En remplaçant la dérivée de i_{sd} à partir du modèle dynamique de la GSAP (voir chapitre I), on obtient

$$\dot{V}_1 = \varepsilon_d \left[\frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} - \omega_e \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} - \frac{1}{L_{sd}} V_{sd} \right] + \varepsilon_d k_{d1} (i_{sd}^* - i_{sd}) + \varepsilon'_d k_{d1} (i_{sd}^* - i_{sd}) \quad (\text{III.66})$$

Définissons φ_1 comme :

$$\varphi_1 = \frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} - \omega_e \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} - \frac{1}{L_{sd}} V_{sd} \quad (\text{III.67})$$

L'équation (III.67) redevient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \varepsilon_d \varphi_1 + \varepsilon_d k_{d1} (i_{sd}^* - i_{sd}) + \varepsilon'_d k_{d1} (i_{sd}^* - i_{sd}) \\ &= \varepsilon_d \varphi_1 + (\varepsilon_d + \varepsilon'_d) k_{d1} (i_{sd}^* - i_{sd}) \end{aligned} \quad (\text{III.68})$$

Ou $(i_{sd}^* - i_{sd}) = (\varepsilon_d + \varepsilon'_d)$

Par conséquent :

$$\begin{aligned}
\dot{V}_1 &= \varepsilon_d \varphi_1 + k_{d1}(\varepsilon_d + \varepsilon'_d)(\varepsilon_d - \varepsilon'_d) \\
&= \varepsilon_d \varphi_1 + k_{d1}(\varepsilon_d^2 + \varepsilon'_d{}^2) \\
&= \varepsilon_d \varphi_1 + k_{d1}\varepsilon_d^2 + k_{d1}\varepsilon'_d{}^2
\end{aligned} \tag{III.69}$$

On suppose que :

$$\varphi_1 = -k_{d1}\varepsilon_d \tag{III.70}$$

Alors :

$$\dot{V}_1 = k_1\varepsilon_d^2 - k_{d1}\varepsilon_d^2 + k_{d1}\varepsilon'_d{}^2 \tag{III.71}$$

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

$$k_1 > 0 \text{ et } k_1 > k_{d1} \tag{III.72}$$

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 (III.70). Donc, en remplaçant φ_1 à partir de l'équation (III.67) dans (III.70), nous obtenons :

$$\frac{di_d^*}{dt} - \frac{R_s}{L_d}i_d - \omega_e \frac{L_q}{L_d}i_{sq} - \frac{1}{L_d}V_{sd} = -k_{d1}\varepsilon_d \tag{III.73}$$

Ensuite, l'entrée de commande V_{sd}^* faisant $V_1 \leq 0$ & est trouvée comme suite:

$$V_{sd}^* = -k_1 L_{sd} \varepsilon_d + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} - \omega_e L_{sd} i_{sd} \tag{III.74}$$

(c). Etape 02 : Boucle de courant quadratique i_{sq}

Définissons l'erreur de courant quadratique comme suit :

$$e_q = i_{sq}^* - i_{sq} \tag{III.75}$$

$$\varepsilon_q = e_q + k_{d2} \int_0^t e_q dt \tag{III.76}$$

Ou $\varepsilon'_q = k_{d2} \int_0^t e_q dt$

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

Considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_3 = \frac{1}{2} \varepsilon_q^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_q'^2 \quad (\text{III.77})$$

La dérivée de cette fonction est écrite comme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \varepsilon_q \frac{d\varepsilon_q}{dt} + \varepsilon_q' \frac{d\varepsilon_q'}{dt} \\ &= \varepsilon_q \left[\frac{de_q}{dt} + k_{d2} e_q \right] + \varepsilon_q' k_{d2} e_q \\ &= \varepsilon_q \left[\frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{di_{sq}}{dt} + k_{d2} (i_{sq}^* - i_{sq}) \right] + \varepsilon_q' k_{d2} (i_{sq}^* - i_{sq}) \end{aligned} \quad (\text{III.78})$$

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

$$\dot{V}_3 = \varepsilon_q \left[\frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} - \omega_e \left(\frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} - \frac{1}{L_{sq}} \omega_f \right) - \frac{1}{L_{sq}} V_{sq} \right] + \varepsilon_q k_{d1} (i_{sq}^* - i_{sq}) + \varepsilon_q' k_{d2} (i_{sq}^* - i_{sq}) \quad (\text{III.79})$$

Si on met :

$$\omega_2 = \frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} - \omega_e \left(\frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} - \frac{1}{L_{sq}} \omega_f \right) - \frac{1}{L_{sq}} V_{sq} \quad (\text{III.80})$$

L'équation (III.81) redevient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \varepsilon_q \varphi_1 + \varepsilon_q k_{d1} (i_{sq}^* - i_{sq}) + \varepsilon_q' k_{d2} (i_{sq}^* - i_{sq}) \\ &= \varepsilon_q \varphi_2 + (\varepsilon_q + \varepsilon_q') k_{d2} (i_{sq}^* - i_{sq}) \end{aligned} \quad (\text{III.81})$$

ou $i_{sq}^* - i_{sq} = \varepsilon_q + \varepsilon_q'$ ce qui implique:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \varepsilon_q \varphi_2 + k_{d2} (\varepsilon_q + \varepsilon_q') (\varepsilon_q - \varepsilon_q') \\ &= \varepsilon_q \varphi_2 + k_{d2} (\varepsilon_q^2 - \varepsilon_q'^2) \\ &= \varepsilon_q \varphi_2 + k_{d2} \varepsilon_q^2 - k_{d2} \varepsilon_q'^2 \end{aligned} \quad (\text{III.82})$$

D'autre part, on suppose que :

$$\varphi_2 = -k_3 \varepsilon_q \quad (\text{III.83})$$

Alors :

$$\dot{V}_3 = k_3 \varepsilon_q^2 + k_{d2} \varepsilon_q^2 - k_{d2} \varepsilon_q'^2 \quad (\text{III.84})$$

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

$$k_1 > 0 \text{ et } k_3 > k_{d2} \tag{III.85}$$

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 (III.83).

Donc, en remplaçant ψ_2 à partir de (III.80) dans (III.83) on trouve :

$$\frac{di_q^*}{dt} - \frac{R_s}{L_q} i_{sq} - \omega_e \left(\frac{L_d}{L_q} i_{sq} - \frac{1}{L_d} \omega_f \right) - \frac{1}{L_d} V_{sd} = -k_{d2} \varepsilon_q \tag{III.86}$$

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

$$V_{sq}^* = -k_2 L_{sq} \varepsilon_q + L_{sq} \frac{di_d^*}{dt} + R_s i_{sq} - \omega_e (L_{sd} i_{sd} + \omega_f) \tag{III.87}$$

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.

III.3.4. Résultats de simulation

Avec le même profil du vent et les mêmes paramètres précédents (voir chapitre II) le fonctionnement de la chaine éolienne complète à base du GSAP a été simulé, les résultats de la simulation sont montrés sur les figures suivantes :

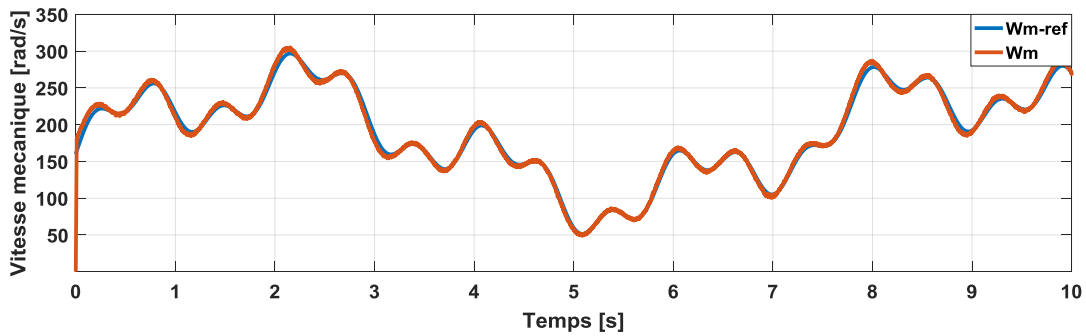


Figure.III.15. Vitesse de rotation et vitesse de référence.

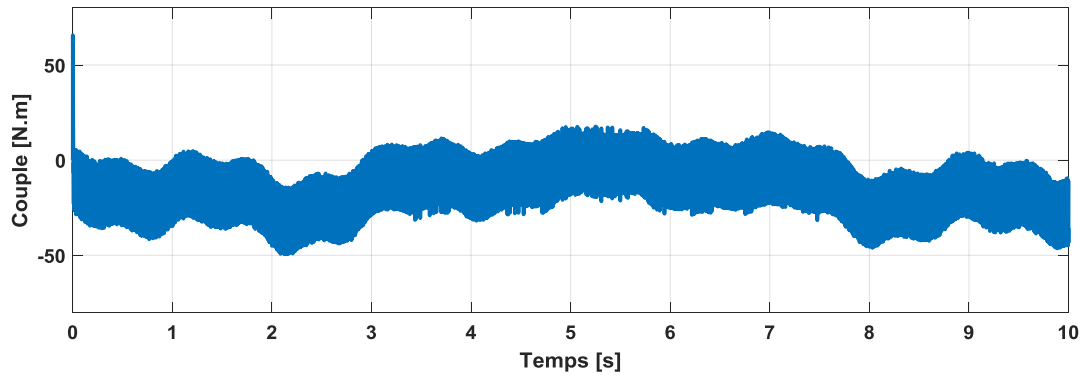


Figure.III.16.Couple électromagnétique.

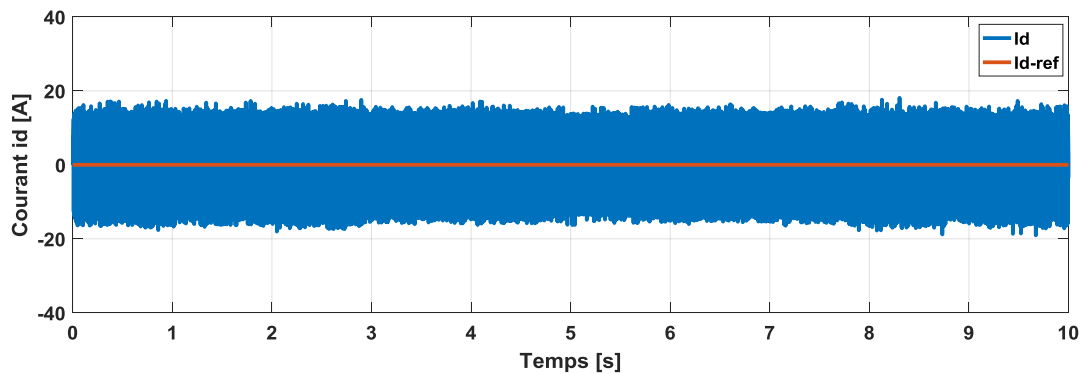


Figure .III.17.Courant id du GSAP

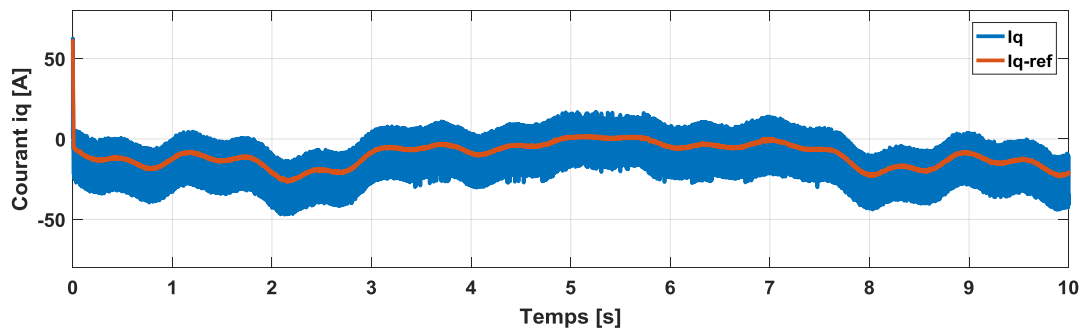


Figure.III.18.Courant iq du GSAP

Les figures (III.15), (III.16), (III.17) et (III.18) montrent respectivement la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et les courants directs et en quadrature du GSAP, on voit clairement que la vitesse de rotation de la GSAP suit parfaitement sa référence dans un temps de réponse très court.

On observe également que les régimes des courants (fig III.17 et fig III.18) suivent ces références avec succès et avec une erreur statique nulle et avec des bonnes performances.

Le découplage est assuré par le contrôleur *Backstepping*. En effet le courant direct prend une valeur moyenne nulle oscillant entre -20A et 20A alors que le courant en quadratique est l'image du couple électromagnétique (fig III.16)

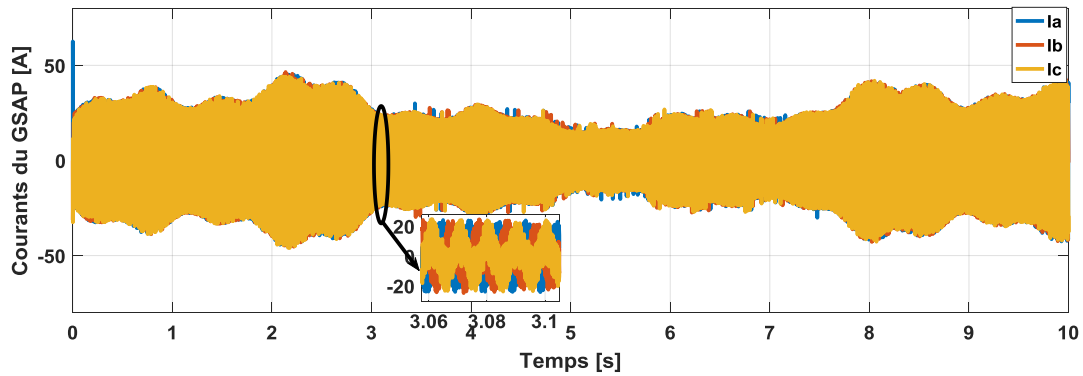


Figure.III.19. Courants du GSAP.

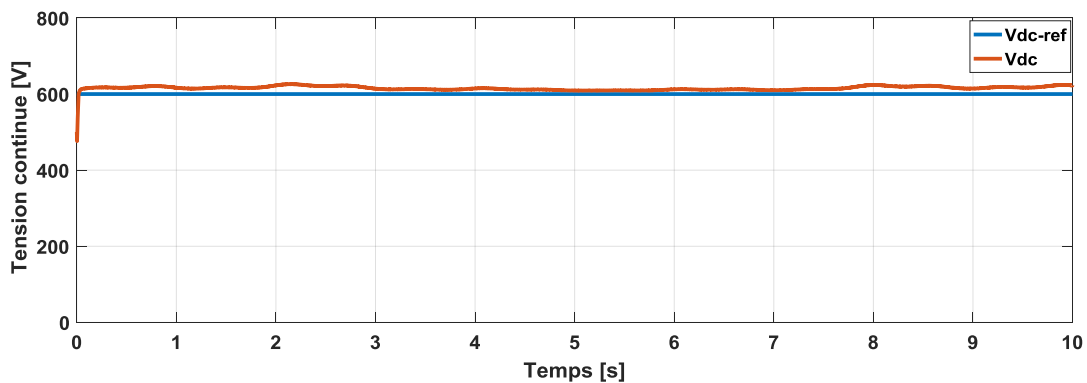


Figure.III.20. Tension du bus continu.

La figure (III.19) illustre les courants du GSAP, On observe que les allures des courants sont sinusoïdales, Grace au redresseur MLI

La tension de ligne continue est maintenue autour de sa référence (600 V) sans erreur, comme montrée sur la figure (III.20)

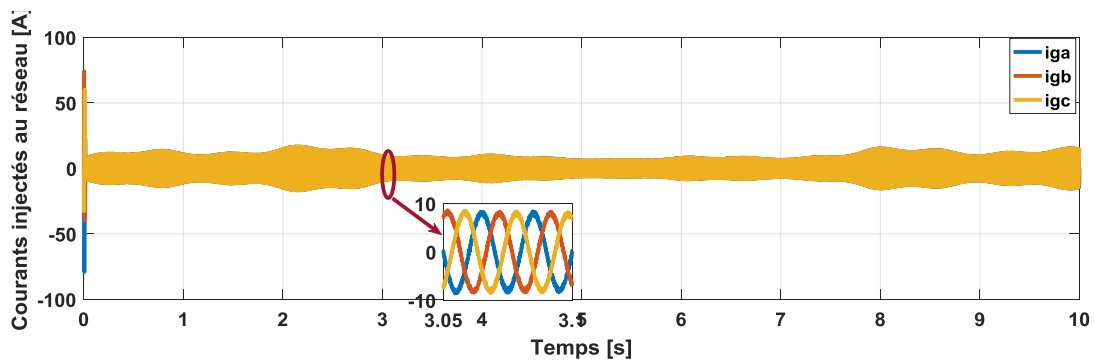


Figure.III.21. Courants injectés au réseau.

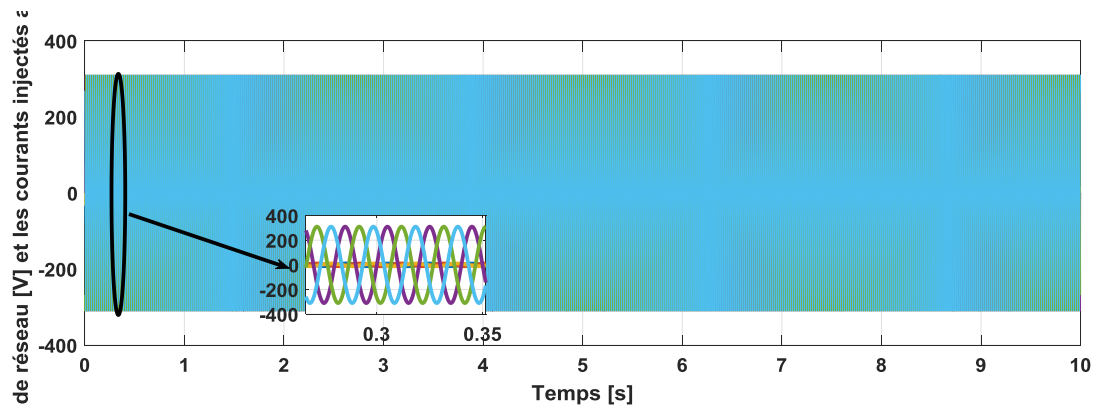


Figure.III.22. Tension et courants injectés au réseau.

La figure (III.21) montre les trois courants injectés au réseau, on remarque clairement que ces courants sont sinusoïdaux grâce à la commande de l'onduleur

Les courants injectés au réseau sont en phase avec les tensions de réseau (Fig. III.22), ce qui montre une bonne qualité de puissance avec un facteur de puissance égale à 1

Nous voyons clairement que le CBS est caractérisé par une bonne performance par rapport au PI

III.4 Logique Floue

III.4.1 Définition :

Dans le cadre de recherche pour le développement de nouvelles technologies basées sur l'intelligence artificielle, la logique floue a reçu un immense intérêt par les chercheurs et les industriels depuis le début de la deuxième moitié du dernier siècle. Avant cette tournure dans la définition de la logique, tous les algorithmes et les procédés se basaient sur la logique classique [10]. La logique classique n'admet aucun état entre le vrai et faux, ou aucune valeur entre le 0 et 1, contrairement à la logique floue qui a l'avantage de traiter même les valeurs entre 0 et 1 en se basant sur le raisonnement humain [10], [11]. Les travaux de Lotfi A. Zadeh (Professeur de l'Université de Californie de Berkeley) ont été les premiers qui présentaient la logique floue comme une méthode de classification pertinente en ayant établi les principes de bases [12]. Initialement, la logique floue a été désignée comme un algorithme de classification qui a été utilisé pour l'analyse de données, surtout dans des domaines comme le commerce et la médecine [13]. Cependant, son principe de raisonnement inspiré du raisonnement humain a attiré Marndani qui a été le premier qui a introduit la notion de la logique floue dans le domaine de contrôle en 1974[14],[15].

III.4.1.1. Univers de discours

L'univers de discours est la plage de variation de la grandeur mesurée ou de commande.[16],[17].

III.4.1.2. Variable linguistique

Le concept des variables linguistiques joue un rôle important dans le domaine de la logique floue. Une variable linguistique comme son nom le suggère, est une variable définie à base de mots ou des phrases au lieu des nombres. En effet, la description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme "quelque, beaucoup, souvent, chaud, froid, raide, lent, grand, petit...etc." [18].

Ce genre d'expressions forme ce qu'on appelle des variables linguistiques de la logique floue. Une variable linguistique en logique floue est définie par son domaine de variation, souvent appelée univers de discours qui peut être divisée en plusieurs sous-ensembles au moyen de fonctions d'appartenance. En d'autres termes, l'univers de discours couvre l'ensemble des valeurs prises par une variable donnée.[18]

III.4.1.3. Fonction d'appartenance

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles

Une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par l'argument se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice indique l'ensemble concerné. Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes, comme il est montré sur la (Figure III.23) [18] :

- Monotones (croissantes ou décroissantes).
- Triangulaires.
- Trapézoïdales.
- En forme de cloche (gaussienne).

Généralement, les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdale ou triangulaire.

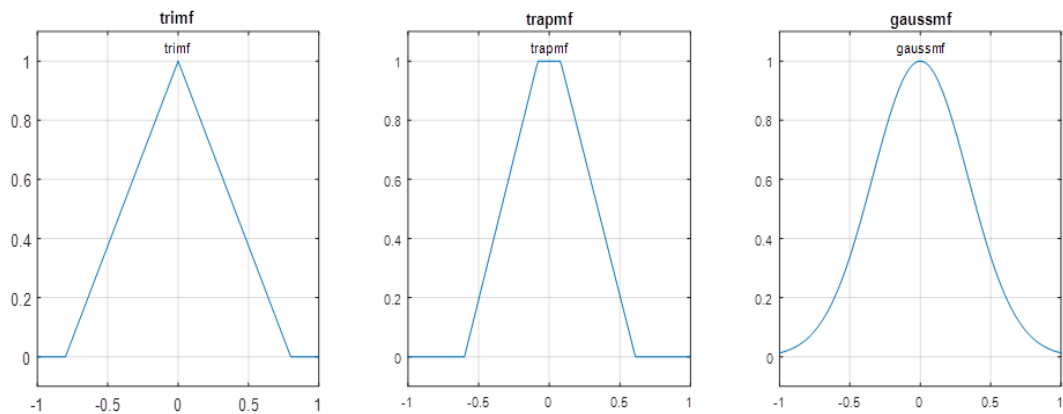


Figure .III.23.Différentes formes des fonctions d'appartenance.

Pour certaines situations, les fonctions d'appartenance sont égales à l'unité pour une seule valeur de la variable et égale à 0 pour les autres comme le montre la (Figure III.24).Elles prennent alors le nom de « fonction d'appartenance singleton ».Elle correspond dans le domaine flou à une valeur particulière de cette variable.

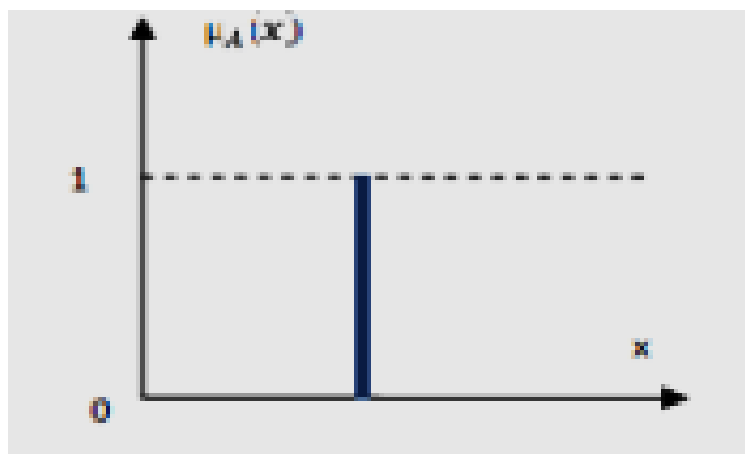


Figure.III.24.Fonction d'appartenance singleton

III.4.2 Opérateurs et nonnes

Dans certain cas, on trouve que la réponse de la logique floue dépend de plus qu'une condition (deux ou plus). Dans la logique classique il existe des opérations qui permettent de gérer le chevauchement de plusieurs conditions. Les mêmes opérateurs utilisés pour la logique booléenne sont encore utilisables pour la logique floue [10].

La description d'une situation où il y a plus qu'une variable qui intervient, nécessite l'utilisation des opérateurs logique tel que : "ET", "OU" et "NON" qui dans la théorie de la logique floue peuvent être interprétés par les opérations respectivement : "Minimum", "maximum" et "Complément à un" [2].

Les opérateurs les plus utilisés en logique floue sont donc :

III.4.2.1 Opérateur ET

Dans la logique floue correspond à l'opération minimum. L'application de cette opération sur deux fonctions d'appartenances $\mu_a(x)$ et $\mu_b(x)$, donne la fonction $\mu_c(x)$ qui représente l'intersection entre les deux fonctions.

$$\mu_c(x) = \min[\mu_a(x), \mu_b(x)] \quad (\text{III.88})$$

III.4.2.2 Opérateur OU

L'opération OU est utilisée souvent pour exprimer l'union entre deux ensembles. Dans la logique floue, cette opération est définie par l'opération maximum. L'application de cette opération sur deux fonctions d'appartenance

$\mu_a(x)$ et $\mu_b(x)$, donne la fonction $\mu_c(x)$ qui représente l'union des deux fonctions.

$$\mu_c(x) = \max[\mu_a(x), \mu_b(x)] \quad (\text{III.89})$$

III.4.2.3 Opérateur NON

Selon la logique classique, la négation est définie par :

$$c = \text{NON}(a) = \bar{a} \quad (\text{III.90})$$

III.4.3 Unités d'un bloc logique flou

Un système flou peut être interprété selon deux de vue : mathématique ou logique. D'un point de vue mathématique, un système flou est une fonction non linéaire reliant un vecteur de données d'entrée à un vecteur de sortie. Du point de vue logique, un système flou est un système à structure particulière, composé de quatre modules principaux : à savoir, la base de connaissance, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification comme montre la figure (III.25)[20] .

La commande floue est l'application la plus utilisée dans la logique floue. En effet, cette méthode permet d'obtenir un réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies.

Figure .III.25. Structure interne d'un Régulateur de la logique floue.

III.4.3 .1 La fuzzification

La fuzzification : est la première étape dans le FLC qui transforme les entrées numériques x_i en un ensemble de valeurs d'appartenance dans l'intervalle $[0,1]$ à des ensembles flous correspondants μ_{x_i} . La fonction d'appartenance est une représentation graphique de l'amplitude de participation de chaque entrée. Il existe de nombreux types de fonctions d'appartenance. Parmi eux, les deux plus couramment utilisés dans la pratique sont les fonctions triangulaires et trapézoïdales [21]. Le nombre de fonctions d'appartenance à définir pour chaque variable linguistique est défini à l'aide d'expertise humaine. Plus l'univers de discours contient de sous-ensembles flous, plus le régulateur flou est précis [21].

III.4.3.2 Base de règles

En logique floue, les règles sont souvent formulées en basant sur la connaissance de l'expert du comportement et de la dynamique du système. Ces règles stipulent la relation entre les ensembles flous d'entrée et les ensembles flous de commande correspondante [21]. Une règle prend habituellement la forme d'instruction IF -THEN comme

$$IF x \text{ is } a \text{ AND } y \text{ is } b \text{ THEN } z \text{ is } c \quad (\text{III.91})$$

Par conséquent, le nombre de règles définies dépend directement du nombre de sous-ensembles défini pour chaque variable d'entrée et de sortie. Si on définit n variables d'entrée et de sortie x_i dans notre système, et pour chaque univers de discours de ces variables on a m_i sous-ensembles flous, le nombre maximum de règles est défini par la relation suivante [21] :

$$r_{max} = \prod_{i=1}^n m_i \quad (\text{III.92})$$

III.4.3.3 Mécanisme d'inférence

Aussi appelé le moteur d'inférence ou inférence floue, le mécanisme d'inférence est l'élément clé dans l'algorithme de logique floue qui émule la prise de décision de l'expert dans l'interprétation et l'application de connaissances sur la meilleure façon de contrôler le système [11].

Après avoir décidé quelles sont les règles à appliquer, maintenant, cette étape consiste à définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie aux ensembles flous [14]. Il existe deux méthodes fondamentales qui permettent de calculer ces degrés d'appartenance. Les autres méthodes permettant d'y arriver sont nombreuses, la différence entre elles se définit essentiellement par la façon de réaliser les opérateurs flous (ET, OU et NON).

Deux approches d'inférence sont couramment utilisées :

- La méthode de Mamdani
- La méthode de Takagi-Sugeno

III.4.3.4 La défuzzification

C'est la dernière étape de la logique floue. Avant que les sorties du moteur d'inférence soient appliquées sur le processus à contrôler, ces dernières qui sont représentées comme des degrés d'appartenance aux fonctions de la sortie, doivent être converties [22]. Alors l'étape de la défuzzification consiste à convertir ces valeurs floues en variables réelles qui peuvent être utilisées. Dépendamment de la forme de la sortie voulue, du type de contrôle, du type des fonctions d'appartenance de la sortie, il existe trois méthodes fondamentales de défuzzification [22].

- **Méthode de centre de gravité (COG)**

C'est une des méthodes les plus utilisées grâce à la haute précision qu'elle offre. Cette méthode calcule la totalité de l'espace actif sous les fonctions d'appartenance. Mais le fait de calculer plusieurs surfaces présente un inconvénient côté complexité et temps de calcul.

- **Méthode de centre de maximum (COM)**

Cette méthode est connue pour sa simplicité vu qu'elle prend en considération que le sommet de l'espace actif sous la fonction d'appartenance. Dans le cas où les fonctions d'appartenance sont de type échelon, la précision de cette méthode est similaire à la première.

- **Méthode de moyenne de maximum (MOM)**

Dans cette méthode, le résultat de sortie correspond à la moyenne entre les maximums de chaque fonction d'appartenance. Elle est utilisée beaucoup plus dans les cas où la grandeur de sortie a des valeurs fixes et discontinues.

III.4.4. Réglage des courants de la GSAP par un Contrôleur Flou Adaptatif

Dans le but d’obtenir une meilleure amélioration au niveau du couple, on a remplacé les régulateur PI classiques au niveau de la commande vectorielle par des régulateurs floue adaptatif,

• Loi de commande

La loi de commande est fonction de l’erreur et de sa variation $U = f(E, dE)$. Par conséquent, l’activation de l’ensemble des règles d’inférence associées donne la variation de la commande nécessaire, permettant l’ajustement de la commande μ .

La forme de cette loi de commande est donnée par :

$$\mu_{k+1} = \mu_k + k_d \mu \cdot d\mu_{k+1} \tag{III.93}$$

Où $k_d \mu$: le gain associé à la commande μ_{k+1} ;

$d\mu_{k+1}$: La variation de la commande.

L’erreur E et la variation de l’erreur dE sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} XE = k_E \cdot E \\ XdE = k_{dE} \cdot dE \end{cases} \tag{III.94}$$

Où: k_E et k_{dE} sont les facteurs d’échelles (gain de normalisation). Nous faisons varier ces facteurs jusqu’à ce que nous ayons un phénomène transitoire de réglage convenable. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande [23].

Régulateur Flou A Trois Ensembles

Le régulateur admet pour chaque variable les trois ensembles flous N (négatif), Z (zéro) et P (positif). Les fonctions d'appartenance des variables floues de l'entrée se recouvrent à la figure (III.26).

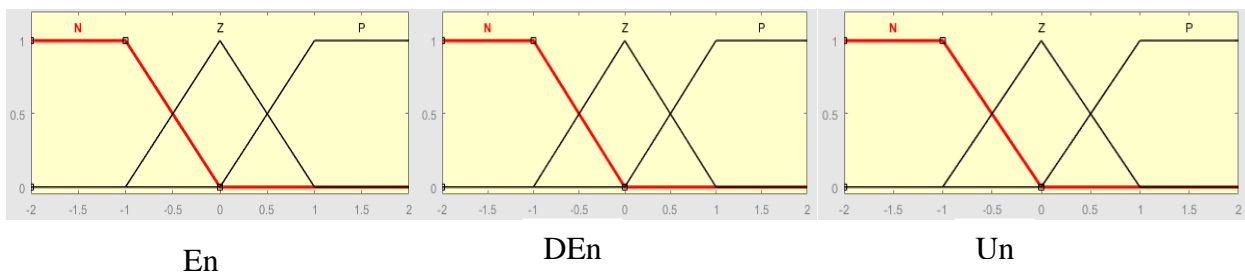


Figure .III.26. les fonctionnes d’appartenance de notre contrôleur floue.

Le Tableau (III .1) illustre la matrice d'inférence du régulateur flou a trois ensembles.

Un		Den		
		N	EZ	P
En	N	N	N	EZ
	EZ	N	EZ	P
	P	EZ	EZ	P

Tableau III.1: Matrice d'inférence du régulateur flou à trois fonctions d'appartenance. [19]

Régulateur Flou à Cinq Ensembles

Dans le cas du régulateur à trois ensembles flous, les réglages se font surtout par l'action sur les facteurs d'échelle à l'entrée et à la sortie du régulateur. Par contre, si l'on passe à un nombre plus important d'ensembles flous, cinq par exemple, un choix plus large s'offre notamment sur la matrice d'inférence et la répartition des fonctions d'appartenance.

Il est à noter que ce n'est pas le choix des opérateurs pour réaliser l'inférence qui est important mais plutôt la matrice d'inférence elle-même et, surtout, la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours[23].

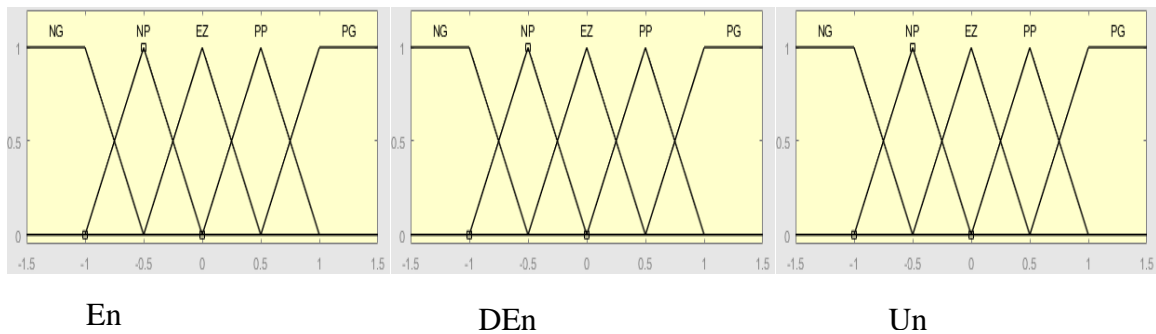


Figure III.27. les fonctionnes d'appartenance de notre contrôleur floue.

Un		Den				
		NG	NP	EZ	PP	PG
En	NG	NG	NG	NP	NP	EZ
	NP	NG	NP	NP	EZ	PP
	EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
	PP	NP	EZ	PP	PP	PG
	PG	EZ	PP	PP	PG	PG

Tableau III.2: Matrice d'inférence du régulateur flou à cinq fonctions d'appartenance. [19]

III.4.5. Validation par simulation

Avec le même profil du vent et les mêmes paramètres précédents (voir chapitre II) le fonctionnement de la chaine éolienne complète à base du GSAP a été simulé, les résultats de la simulation sont montrés sur les figures suivantes :

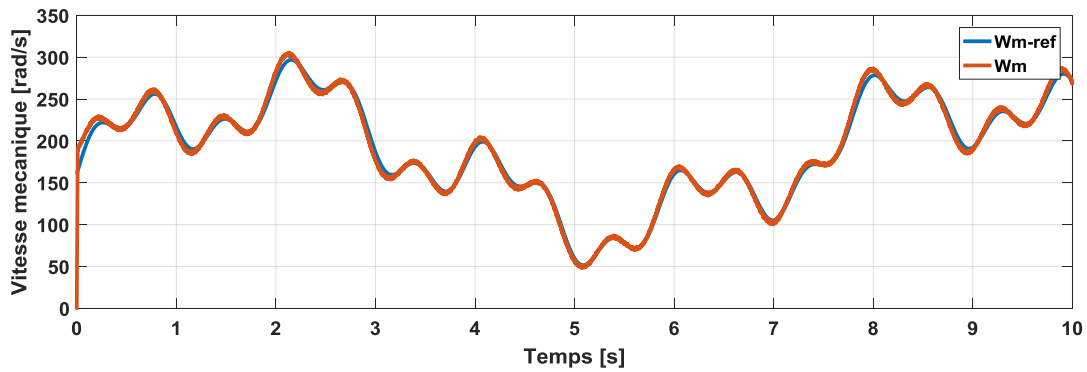


Figure. III.28. Vitesse de rotation et vitesse de référence.

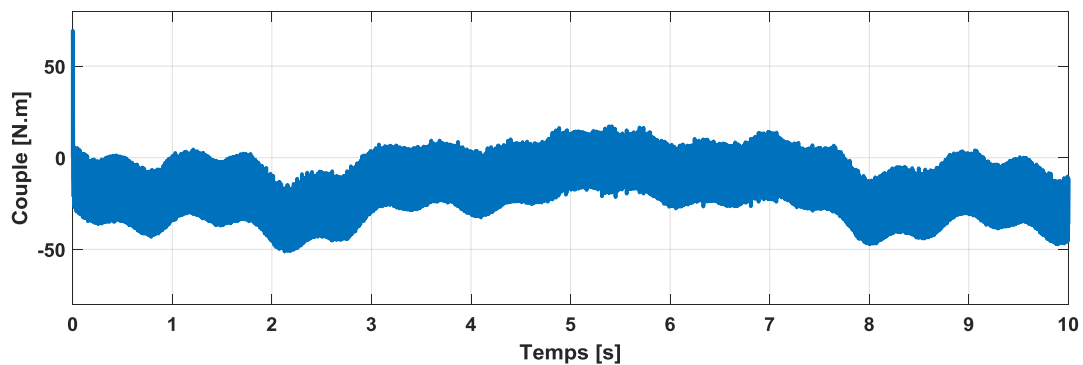


Figure III.29. Couple électromagnétique.

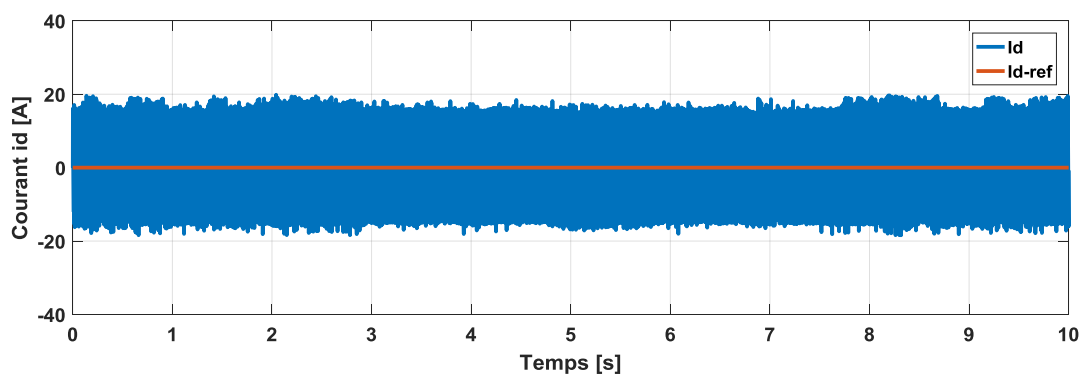


Figure III.30. Courant id du GSAP

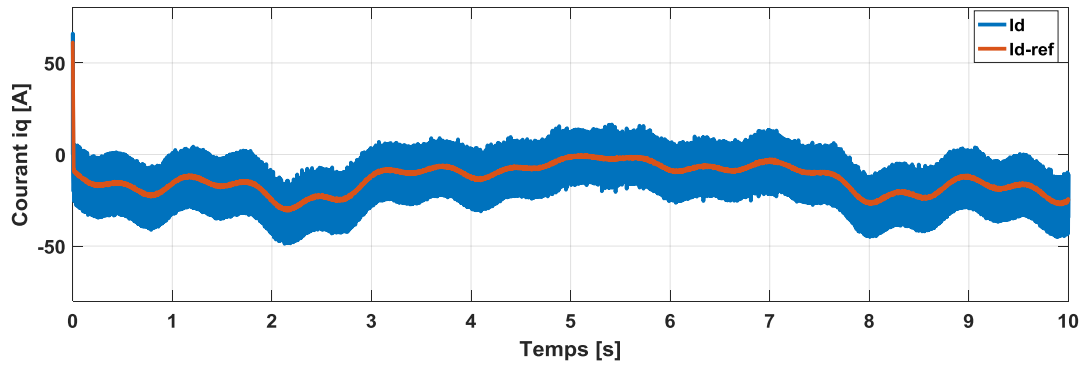


Figure III.31. Courant iq du GSAP

III.4.6. Interprétation des résultats de simulation :

Les figures (III.28), (III.29), (III.30) et (III.31) montrent respectivement la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et les courants directs et en quadrature du GSAP, on voit clairement que la vitesse de rotation de la GSAP suit parfaitement sa référence dans un temps de réponse très faible.

La réponse des deux composantes du courant (fig III.30 et fig III.31) montre que les références sont correctement suivies. Le découplage est assuré par le régulateur PI flou adaptatif.

En effet le courant direct prend une valeur moyenne nulle oscillant entre -20A et 20A alors que le courant en quadratique est l'image du couple électromagnétique (fig III.29)

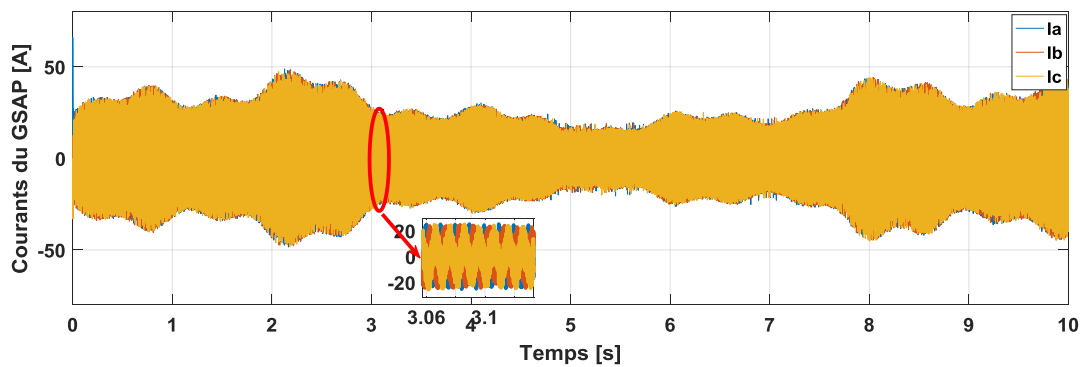


Figure III.32 : Courants du GSAP.

La figure (III.32) illustre les courants du GSAP, On observe que les allures des courants sont sinusoïdales, Grace au redresseur MLI

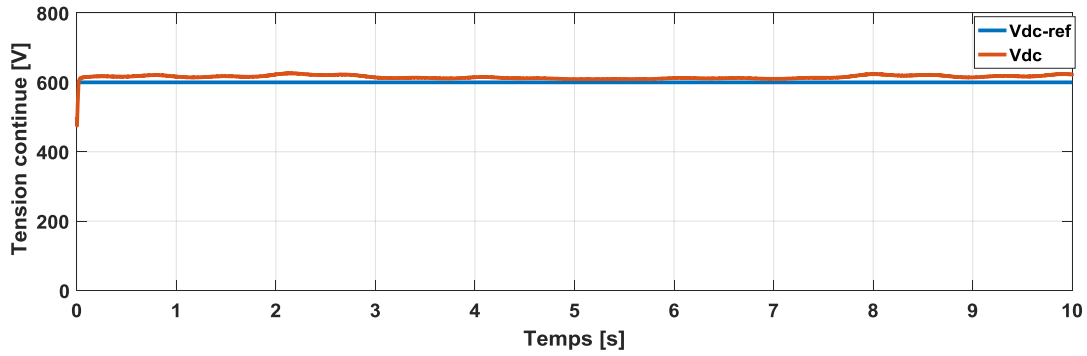


Figure III.33: Tension du bus continu.

La figure (III.33) illustre la tension de bus continu qui suit sa référence avec succès et avec une erreur statique presque nulle.

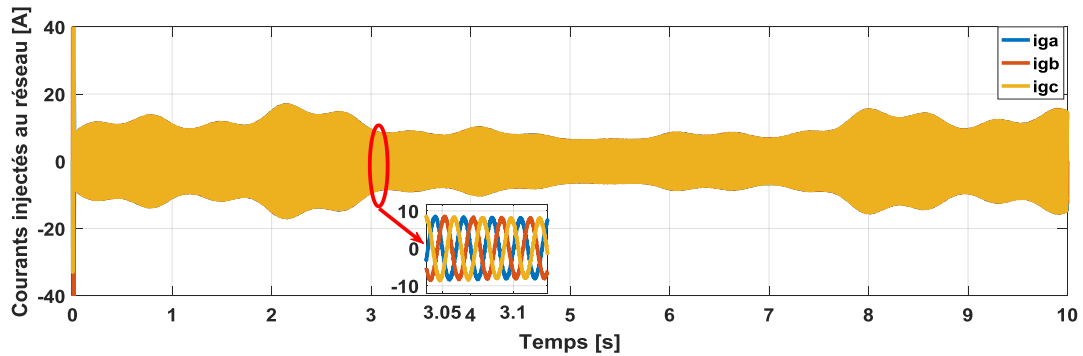


Figure III.34 : Courants injectés au réseau.

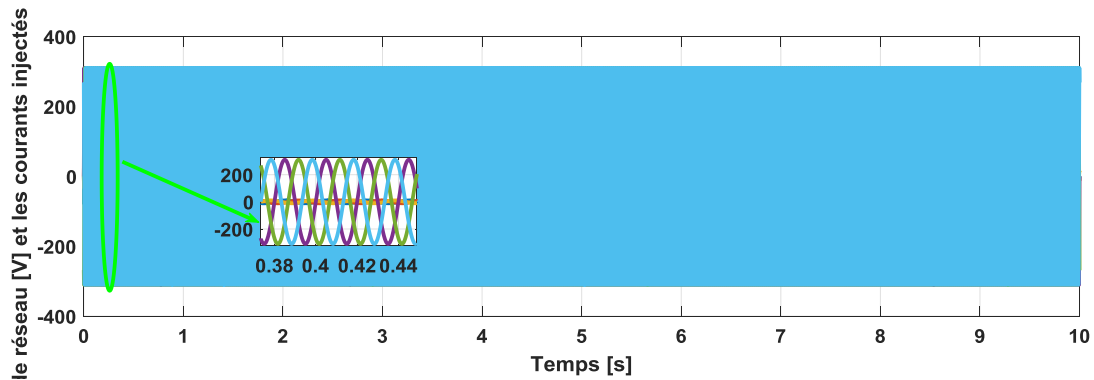


Figure III.35: Tension et courants injectés au réseau.

La figure (III.34) montre les trois courants injectés au réseau, on remarque clairement que ces courants sont sinusoïdaux grâce à la commande de l'onduleur

Les courants injectés au réseau sont en phase avec les tensions de réseau (Fig. III.35), ce qui montre une bonne qualité de puissance avec un facteur de puissance égale à 1

Les résultats de simulation montrent clairement que l'application du contrôleur PI flou adaptatif donne des réponses légèrement meilleures et satisfaisantes que celles trouvés par un régulateur PI classique.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les trois stratégies de commande utilisées pour contrôler les courants de la GSAP de notre système.

La première stratégie, fait appel à la commande par mode glissant, la seconde est basée sur la méthode Backstepping, Enfin, la troisième est basée sur le contrôleur PI flou adaptatif des tests de simulation a été réalisée dans le but de montrer les avantages des contrôleurs non linéaire par rapport au contrôleur classique PI.

Après les résultats de simulation, les contrôleurs non linéaires montrent une bonne performance par ses précisions et ses rapidités par rapport au contrôleur linéaire PI classique.

Les algorithmes de contrôle proposés ont été développés en supposant un système sain, mais En cas d'apparition d'un défaut, qui sera l'objectif du chapitre suivant.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] B.Tarfoui, "Commande par mode Flou Glissant de la Machine Asynchrone double Alimentée utilisée en aérogénérateur ", mémoire Master, Université d'Oran,2015.
- [2] M.R.Ben Ayache, "Contribution a la commande robuste des systèmes non linéairesincertains: application à un système hydraulique ", thèse de doctorat .Université deValenciennes et du Hainaut Cambrésis France
- [3] M. C. S. Alaoui, "Commande et Observateur par Modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur ", Thèse de doctorat. Université Sidi Mohammed Ben Abdallah
- [4] N. Laverdure, "Sur lintégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires", Thèse présenté pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Institut National Polytechnique De Grenoble, 2005.
- [5] O. Hamata et N.Louchen,"Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation", Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme dingénieur, Université de Batna, 2003.
- [6] B.Belabbes, "Etude comparative de la CSV et la commande non linéaire pour l'asservissement de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents", Conférence on Electrical Engineering, Batna, 10-11 Décembre 2002.
- [7] I. Messaoudi et M. M. El Mahjoub " Commande par mode glissant de deux machines synchrones à aimants permanents alimentées par un seul onduleur», mémoire Master, Université M'SILA, 2017.
- [8] A. Benhadda et M. Bentifour"Commande d'une turbine éolienne à pitch variable basée sur un générateur synchrone à aimants permanents", mémoire Master, Université Tlemcen, 2017.
- [9] H. Tamrbed et T. Azarobr,"Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone", Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme dingénieur, Université de Annaba, 2000.
- [10] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques," Université Henri Poincaré-Nancy 1999.
- [11] C. Dualibe, M. Verleysen, and G. Jaspers, Design of Analog Fuzzy Logic Controllers in CMOS Technologies: Springer, 2003.
- [12] E.P. Dadios, "Fuzzy Logic - Controls, Concepts, Theories and Applications," 2012.
- [13] O. Castillo, J. Kacprzyk, P. Melin, W. Pedrycz, O.M. Ross, and R.S. Cruz, Theoretical advances and applications of fuzzy logic and soft computing vol. 42:

Springer, 2007.

- [14] K.M.Passino, S.Yurkovich, and M. Reinfrank, "Fuzzy control," vol. 42: AddisonWesley, pp. 15-21,1998.
- [15] M. Smyej, "Conception d'un correcteur par logique floue pour un convertisseur cc/cc," Mémoire de maîtrise (M.Sc.A.), ed. Université du Québec à Trois Rivières, 2000.
- [16] B. Reusch and K.-H. Temme, «Computational intelligence in theory and practice",Springer, 2001.
- [17] F. Valdés, "Design of a fuzzy logic software estimation process," Thèse de doctorat, École de technologie supérieure, 2011
- [18] S. Karimi,"Continuité de Service des Convertisseurs Triphasés de Puissance et Prototypage ", FPGA in the Loop : application à Filtre Actif Parallèle), thèse de doctorat Université de Nancy, 2009.
- [19] K.Houacine, "Commande Neuro-Floue d'une machine Asynchrone dans une chaîne de propulsion d'un véhicule électrique", thèse doctorat, Université Miloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2016.
- [20] S. Labiod, " Commande Adaptative par les Systèmes Flous ; Application aux Robots Manipulateurs ", mémoire de magister, ENP, Alger, 1998.
- [21] S.P. Vasantha Rani, P. Kanagasabapathy, and A. Sathish Kumar, "Digital Fuzzy Logic Controller using VHDL," in INDICON, 2005 Annual IEEE, 2005, pp. 463-466.
- [22] Y.Mihoub, "Commande floue adaptative de la machine asynchrone ", thèse doctorat, Université des Sciences et des Technologie, Oran, 2012.
- [23] A.Borni, "Etude et Optimisation d'un Multi Système Hybride de conversion d'énergie électrique ", thèse doctorat, Université Constantine ,2015.
- [24] B.Belabbas, " Gestion des Flux Energétiques d'un Système de Production d'Energie de Sources Renouvelables avec Stockage en Vue de la Conception des Réseaux Electriques Intelligents "Smart GRID", thèse doctorat, Université Tiaret ,2018.

CONCLUSION GENERALE
ET PERSPECTIVES

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire a porté sur l'étude d'une chaîne de conversion éolienne en mode sain et en mode dégradé. Elle a présenté les différents défauts qui peuvent apparaître dans cette chaîne de conversion d'énergie en montrant leurs impacts sur le fonctionnement de l'ensemble du système. L'objectif de ce mémoire était l'utilisation des commandes tolérantes aux défauts en cas de l'apparition d'un défaut au niveau du convertisseur statique afin d'assurer un bon fonctionnement pour éolienne.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous avons rappelé les concepts généraux utilisés en diagnostic des systèmes de production. Pour commencer, nous avons rappelé les principales notions fondamentales et la terminologie utilisée dans la littérature scientifique et celle que nous avons adoptée dans notre cas d'étude. Puis, nous avons présenté les méthodologies de surveillance qui peuvent être divisées en deux grandes catégories: avec et sans modèles. Les premiers se basent sur l'existence d'un modèle formel de l'équipement et utilisent généralement les techniques de l'automatique. La deuxième catégorie est utilisée lorsqu'un modèle de l'équipement est inexistant ou difficile à obtenir,

Le deuxième chapitre a porté sur l'étude, la modélisation et la simulation d'une chaîne globale de conversion éolienne à vitesse variable. Ce chapitre a commencé par présenter la modélisation de vent, la turbine éolienne, la génératrice synchrone à aimants permanents et les convertisseurs statiques. Pour extraire une puissance optimale d'éolienne, nous avons développé une stratégie de commande MPPT (Maximum Power Point Tracking), La liaison au réseau est ensuite réalisée par un convertisseur contrôlé par hystérésis via un filtre de lissage. Un modèle équivalent du système complet, a été développé dans le but d'analyser son comportement dynamique. Compte tenu de la complexité du système étudié, deux dispositifs de commande, ont été développés. Le premier dispositif est basé sur la commande vectorielle du générateur pour pouvoir extraire la puissance maximale du vent, alors que le deuxième est consacré au contrôle de la liaison au réseau, avec la régulation du bus continu. On a élaboré les modèles mathématiques des commandes appliquées sur les dispositifs du système de conversion d'énergie éolienne jusqu'à l'injection au réseau, Cette chaîne a été simulée sous l'environnement de logiciel Matlab. Les

résultats obtenus montrent clairement un degré d'efficacité acceptable de la régulation choisie (PI classique).

Dans le but d'augmenter ce degré d'efficacité et d'améliorer les performances de notre système nous avons utilisé des contrôleurs robustes non linéaires comme CMG, CBS et FLC qui a été notre objectif de troisième chapitre.

Dans le quatrième chapitre, nous avons étudié le défaut de type circuit ouvert dans le convertisseur statique en décrivant son impact sur le comportement de toute la chaîne. En utilisant la commande classique basée sur les correcteurs PI, ce défaut a engendré des dégradations importantes des performances de l'ensemble de la chaîne de conversion. Nous avons alors enregistré que la commande vectorielle à flux rotorique orienté, abordée pour la GSAP, n'est pas assez robuste en cas d'un défaut, une comparaison entre la commande par régulateurs PI, la commande par mode glissant, la commande par backstepping et la Contrôleur Flou Adaptatif a été présentée. Les résultats de simulation obtenus ont permis de confirmer la grande efficacité de la commande par Flou Adaptatif par rapport aux régulateurs PI et à la commande par backstepping et mode glissant.

Finalement, dans les lignes suivantes, nous présentons quelques directions de recherche qui sont intéressantes pour poursuivre le travail présenté jusqu'à présent,

- Interconnexion avec d'autres sources d'énergies renouvelables (photovoltaïques).
- Utilisation des méthodes de reconfigurations (l'ajout du quatrième bras pour l'onduleur à trois bras).
- Une étude expérimentale sur le SCEE.

ANNEXE

Les paramètres mécaniques de la turbine éolienne

Valeur numérique du paramètre	Signification
$R = 3$	Rayon de la pale (m)
$J = 0.042$	Inertie de l'arbre (kg.m^2)
$f = 0.017$	Coefficient de frottement
$\rho = 1.22$	Masse volumique

Les paramètres électriques de MSAP

Valeur numérique du paramètre	Signification
$R_s = 0.018$	Résistance statorique (Ω)
$L_d = 2e^{-3}$	Inductance de fuite statorique (H)
$L_q = 2e^{-3}$	Inductance de fuite rotorique (H)
$P = 4$	Nombre de paires de pôles
$P = 2$	Puissance électrique (MW)

Les paramètres de Réseau

Valeur numérique du paramètre	Signification
$V_{dc} = 700$	Tension du bus continu (V)
$C = 2200$	Capacité (μF)
$L_f = 0.01$	Inductance (H)
$R_f = 1.5$	Résistance (Ω)

Résumé

Ce travail traite la commande d'un système de conversion d'énergie éolienne connecté au réseau électrique en mode sain et en mode dégradé. Le système de conversion d'énergie éolienne est composé d'une turbine éolienne à trois pales, d'un générateur synchrone à aimants permanents (PMSG) qui est reliée au réseau par deux convertisseurs, le convertisseur côté stator (SSC) raccordé par le bus continu au convertisseur coté réseau (GSC). L'objectif est d'augmenter l'efficacité, améliorer la qualité de l'énergie électrique produite, et extraire l'énergie optimale pour différentes vitesses de vent. On applique des techniques de commande usuelles, telles que la MPPT muni d'un régulateur PI à la turbine et la commande vectorielle à la génératrice synchrone à aimant permanent. On introduit de nouvelles stratégies de commande avancées (Mode Glissant, Backstepping, Logique Floue.). Les résultats de simulation confirment l'efficacité des stratégies appliquées dans le traitement des systèmes non linéaires avec des caractéristiques attrayantes. On note des améliorations apportées avec l'utilisation des méthodes de contrôle avancées, en particulier la Logique Floue. En outre, d'appliquer des techniques à la commande tolérante aux défauts du convertisseur, pour assurer la continuité de service et l'efficacité de la production d'énergie électrique.

Mots clef : Turbine, génératrice synchrone à aimant permanent, MPPT, commande vectorielle, , control par mode glissant, commande floue ,Backstepping ,commande tolérante aux défauts.

Abstract :

This works deals with the control scheme of a wind energy conversion system connected to the electrical grid in healthy mode and in degraded mode. The system is composed by a three blade horizontal wind turbine, a permanent magnet synchronous generator (PMSG) which is connected to the network through two converters the Stator Side Converter (SSC) by Direct Current bus and The Grid Side Converter (GSC). The objective is to increase the efficiency, improve the quality of the electrical energy produced, and extract the optimum energy for different wind speeds; we apply usual control techniques, such as MPPT equipped with a PI regulator for the turbine and the vector control for the permanent magnet synchronous generator. We introduce new advanced control strategies (Sliding Mode, Back-stepping, Fuzzy Logic,). Simulation results confirm the effectiveness of the strategies applied in the treatment of nonlinear systems with attractive features. We note the improvements with the use of the advanced control methods, particularly Fuzzy Logic.in addition, applies techniques to the fault tolerant of the converter.to ensure the continuity of service and the efficiency of the production of electrical energy.

Keywords : Wind turbine, Permanent Magnet Synchronous Generator, MPPT, Vector Control, Fuzzy control, Sliding Mode Control, Back-stepping